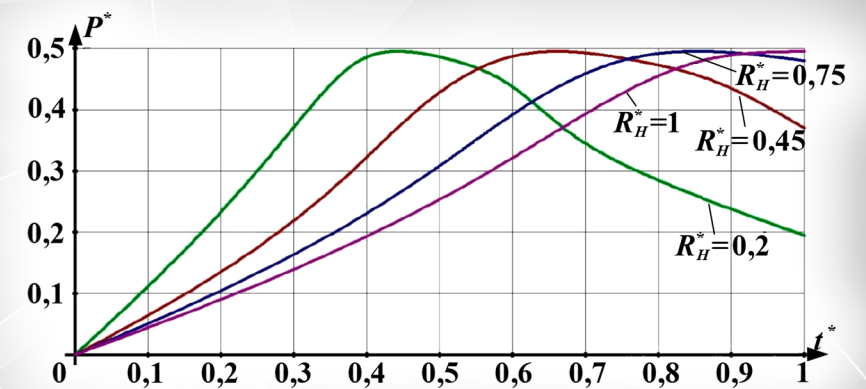
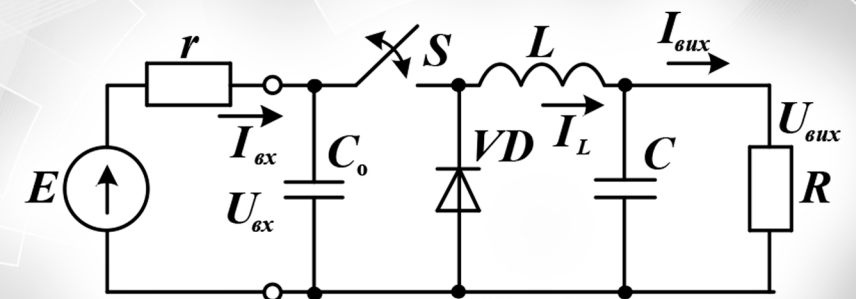


ОСОБЛИВОСТІ РОБОТИ ІМПУЛЬСНИХ РЕГУЛЯТОРІВ У РЕЖИМІ ВІДБИРАННЯ МАКСИМАЛЬНОЇ ПОТУЖНОСТІ



9 786178 139544

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

Володимир РОМАШКО, Лариса БАТРАК

**ОСОБЛИВОСТІ РОБОТИ ІМПУЛЬСНИХ РЕГУЛЯТОРІВ У РЕЖИМІ
ВІДБИРАННЯ МАКСИМАЛЬНОЇ ПОТУЖНОСТІ**

Монографія

Дніпро
«Середняк Т.К.»
2024

УДК 621.314

Ромашко В.Я., Батрак Л.М.

Особливості роботи імпульсних регуляторів у режимі відбирання максимальної потужності: монографія. Київ: Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» — Дніпро: Середняк Т.К., 2024, — 162 с.

ISBN 978-617-8139-54-4

*Рекомендовано до друку вченою радою КПІ імені Ігоря Сікорського
(протокол № 11 від 11.12.2023 р.)*

Рецензенти:

Ю.О. Денисов, проф., д. т. н., Національний університет «Чернігівська політехніка»

Є.В. Вербицький, доц., д. т. н. Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»

В монографії аналізуються особливості використання імпульсних регуляторів різного типу для забезпечення відбирання максимально можливої кількості електричної енергії від нетрадиційних та відновлюваних джерел, які мають обмежений енергетичний ресурс. Оскільки для одержання максимальної потужності від джерела, необхідно щоб його вихідний опір дорівнював опорі навантаження, при аналізі параметрів та характеристик регуляторів враховувався внутрішній опір його джерела електроживлення. В роботі запропоновано методики визначення регульованих характеристик різних типів регуляторів з урахуванням внутрішнього опорів джерела живлення. Проаналізовано випадки, коли внутрішній опір джерела є лінійним, нелінійним, а також за наявності акумулятора на виході імпульсного регулятора. Визначено умови передавання максимальної потужності від джерела до навантаження для імпульсних регуляторів різного типу.

Для фахівців в галузі енергетики та електроніки, що займаються розробкою та застосуванням ефективних джерел електроживлення на основі використання нетрадиційних та відновлюваних джерел електричної енергії, а також аспірантів та студентів відповідних профілів.

УДК 621.314

© КПІ імені Ігоря Сікорського, 2024

© В.Я. Ромашко, Л.М. Батрак, 2024

ЗМІСТ

ПЕРЕДМОВА.....	5
I. РЕГУЛЮВАЛЬНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ ІМПУЛЬСНИХ РЕГУЛЯТОРІВ, ЩО ЖИВЛЯТЬСЯ ВІД ДЖЕРЕЛ ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ ТА СТРУМУ.....	10
1.1 Принцип імпульсного регулювання та його особливості.....	10
1.2 Основні схеми імпульсних регуляторів, джерелом живлення яких є джерело постійної напруги або струму.....	13
1.3 Умови перебування імпульсного регулятора в усталеному режимі роботи. Методика визначення регулювальних характеристик..	15
1.4. Умова існування режиму безперервного струму індуктивності (безперервної напруги на ємності) в імпульсних регуляторах.....	22
II. ВПЛИВ ВНУТРІШНЬОГО ОПОРУ ДЖЕРЕЛА ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ НА РЕГУЛЮВАЛЬНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ ІМПУЛЬСНИХ РЕГУЛЯТОРІВ.....	28
2.1. Методика визначення регулювальних характеристик імпульсних регуляторів з урахуванням внутрішнього опору джерела живлення.....	31
2.2. Аналіз регулювальних характеристик імпульсних регуляторів напруги та струму.....	39
2.3. Умови передавання максимальної потужності від джерела живлення до навантаження імпульсного регулятора.....	43
2.4. Моделювання джерел електричної енергії при визначенні регулювальних характеристик імпульсних регуляторів.....	53
2.5. Методика визначення регулювальних характеристик регуляторів з використанням вихідної характеристики джерела живлення.....	57

ІІІ. РЕГУЛЮВАЛЬНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ ІМПУЛЬСНИХ РЕГУЛЯТОРІВ, НА ВИХОДІ ЯКИХ ПІДКЛЮЧЕНО АКУМУЛЯТОР.....	66
3.1. Визначення регулювальних характеристик імпульсних регуляторів	67
3.2. Аналіз регулювальних характеристик імпульсних регуляторів, що працюють на акумулятор.....	75
3.3. Робота імпульсних регуляторів у режимі переривчастого струму індуктивності	81
ІV. ВИЗНАЧЕННЯ РЕГУЛЮВАЛЬНИХ ХАРАКТЕРИСТИК ІМПУЛЬСНИХ РЕГУЛЯТОРІВ У ВИПАДКУ НЕЛІНІЙНОГО ВНУТРІШНЬОГО ОПОРУ ДЖЕРЕЛА ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ....	90
4.1. Загальна методика визначення регулювальних характеристик імпульсних регуляторів.....	92
4.2. Визначення регулювальних характеристик на прикладі регулятора типу 1S.....	97
4.3. Регулювальні характеристики схем інших типів імпульсних регуляторів.....	108
4.4. Визначення регулювальних характеристик у випадку роботи імпульсного регулятора на акумулятор.....	114
4.5. Регулювальні характеристики імпульсного регулятора, що заряджає акумулятор від сонячної батареї.....	131
4.6. Регулювальні характеристики у режимі переривчастого струму індуктивності.....	137
ПІСЛЯМОВА.....	141
СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ.....	150

ПЕРЕДМОВА

Імпульсний регулятор (ІР) являє собою керований ключ S , що ввімкнений між джерелом живлення та навантаженням. Внаслідок періодичного замикання та розмикання цього ключа відбувається підключення та відключення джерела живлення до навантаження. За рахунок цього здійснюється регулювання потоку енергії від джерела до навантаження. Середнє значення вихідної напруги таких регуляторів залежить від вхідної напруги, а також відносного часу замкненого стану керованого ключа $t^* = t_s/T$. Цю залежність описує *регульовальна характеристика* ІР $U_{\text{вих}} = f(t^*)$.

У випадку живлення від традиційних джерел електричної енергії, часто припускають, що опір навантаження R є значно більшим від внутрішнього опору джерела живлення r . Тому, при розрахунках його не враховують, вважаючи, що $r = 0$. За таких умов можна вважати, що вхідна напруга ІР в процесі регулювання залишається незмінною, а вихідна залежить лише від параметра t^* . Вихідний струм регулятора визначатиметься при цьому опором його навантаження. Однак, для деяких типів ІР, в певних режимах їх роботи, неврахування внутрішнього опору джерела живлення може призвести до значних помилок при визначенні вихідної напруги.

На сьогодні, в якості джерел електроживлення широко використовують різні типи нетрадиційних та відновлюваних джерел електричної енергії. У порівнянні з традиційними, такі джерела характеризуються певними особливостями.

1. За фізичним принципом дії частина з цих джерел є джерелами напруги, а інша частина - джерелами струму. Класична теорія імпульсних регуляторів розроблялась для випадку, коли джерело живлення є джерелом напруги. Враховуючи, що джерела напруги та струму є *дуальними* елементами електричного кола, використовуючи принцип дуальності, на основі схем ІР

напруги можна побудувати схеми ІР струму, характеристики яких будуть дуальними до характеристик регуляторів напруги.

2. Кількість виробленої такими джерелами електричної енергії дуже часто залежить від зовнішніх умов. Тому, для забезпечення більш рівномірного надходження електричної енергії до навантаження, на їх виході підключають акумулятор, що працює в буферному режимі. У таких випадках роль навантаження джерела виконуватиме саме акумулятор.

3. Найчастіше від подібних джерел прагнуть отримати максимальну кількість електричної енергії. Це можливо у випадку, коли джерело живлення працює в точці його максимальної потужності (ТМП). Такий режим роботи буде існувати, якщо вихідний опір джерела дорівнює опорі його навантаження ($r_{\text{вих}} = R$). Якщо ж $r_{\text{вих}} \neq R$, для забезпечення можливості відбирання від джерела максимальної потужності, між джерелом та навантаженням вмикають ІР, який узгоджує опір навантаження з вихідним опором джерела.

У таких випадках роль навантаження джерела виконуватиме вхідний опір ІР, який залежить від опорі навантаження регулятора $R_{\text{н}}$, а також параметра t^* ($R_{\text{не}} = f(R_{\text{н}}; t^*)$). Шляхом зміни цього параметра можна забезпечити виведення джерела живлення в ТМП. Ця процедура називається пошуком ТМП джерела (MPPT - maximum power point tracking).

На сьогодні, основним методом відбирання максимальної потужності від нетрадиційних та відновлювальних джерел є використання різних алгоритмів пошуку ТМП джерела. Більшість цих алгоритмів полягає у періодичній зміні величини параметра t^* і, у залежності від наслідків такої зміни, коректування його величини в сторону збільшення або зменшення.

Недоліком подібних методів є те, що в моменти підключення або різкої зміни зовнішніх умов, коли координати нової ТМП є невідомими, її пошук може тривати деякий час, протягом якого від джерела буде недоотримано

певну кількість електричної енергії. Більш того, у процесі пошуку нової ТМП джерела можливі випадки, коли зміна величини параметра t^* відбуватиметься у протилежному від необхідного напрямку, що збільшуватиме кількість недотриманої енергії. Доповнення існуючих алгоритмів аналітичними методами визначення ТМП дає можливість значно пришвидшити її пошук і зменшити кількість недоотриманої від джерела електричної енергії.

Аналітичні методи визначення ТМП базуються на використанні регулювальних характеристик ІР. Оскільки в режимі відбирання максимальної потужності вихідний опір джерела та опір його навантаження є величинами одного порядку, при визначенні регулювальних характеристик ІР, внутрішній опір його джерела обов'язково необхідно враховувати. На сьогодні існують роботи, в яких аналізуються регулювальні характеристики окремих типів ІР з врахуванням внутрішнього опору їх джерела електроживлення. У переважній більшості цих робіт внутрішній опір джерела вважається *лінійним*. Однак, внутрішній опір реальних нетрадиційних та відновлювальних джерел електричної енергії, найчастіше є *суттєво нелінійним*. Регулювальні характеристики ІР для випадку, коли внутрішній опір джерела є нелінійним, а навантаженням ІР є акумулятор, практично не аналізувались. В той же час, для найбільш ефективного використання ІР в режимі відбирання максимальної потужності від джерела, треба знати його регулювальні характеристики.

Для цього необхідно проаналізувати особливості роботи ІР в режимі передавання максимальної потужності від джерела живлення до навантаження. Цьому й присвячена пропонована робота. В ній розроблено методики визначення регулювальних характеристик різних типів ІР з урахуванням внутрішнього опору їх джерела електроживлення. Проаналізовано випадки, коли внутрішній опір джерела є лінійним, нелінійним, а також за наявності акумулятора на виході ІР. Робота складається з чотирьох розділів.

У першому розділі розглянуто принцип імпульсного регулювання та проаналізовано його найважливіші особливості. Визначено поняття - *регулювальна характеристика*. Наведено базові схеми ІР для випадку їх живлення від джерела напруги та струму. Сформульовано умови перебування ІР в усталеному режимі роботи. Запропоновано методику визначення регулювальних характеристик для випадку роботи регулятора в режимі безперервного струму індуктивності (напруги на ємності) та проаналізовано регулювальні характеристики базових схем ІР для випадку їх живлення від джерела сталої напруги (струму). На завершення визначено умови існування режиму безперервного струму індуктивності (напруги на ємності) в імпульсному регуляторі.

У другому розділі проаналізовано вплив внутрішнього опору джерела електроживлення на регулювальні характеристики імпульсних регуляторів. Для випадку лінійного внутрішнього опору джерела запропоновано методику визначення регулювальних характеристик, яка враховує наявність внутрішнього опору в джерелі електроживлення та проаналізовано регулювальні характеристики для основних схем ІР напруги та струму. Визначено умови передавання максимальної потужності від джерела до навантаження. Відзначено, що зі зміною опору навантаження, в реальних джерелах електричної енергії, буде змінюватися, як вихідний струм, так і вихідна напруга, взаємозв'язок яких описує вихідна характеристика джерела $U = f(I)$. У зв'язку з цим, будь-який ІР, у випадку живлення від реальних джерел, характеризується *сімейством* регулювальних характеристик, які визначають для різних значень опору навантаження регулятора. Тому, при визначенні регулювальних характеристик, доцільно користуватися вихідними характеристиками джерела. На завершення запропоновано методику визначення регулювальних характеристик ІР, побудовану на використанні вихідної характеристики його джерела живлення.

У третьому розділі сформульовано методику визначення регулювальних характеристик ІР для випадку, коли на виході ІР підключено акумулятор та проаналізовано регулювальні характеристики базових схем, за умови їх роботи в режимі безперервного струму індуктивності. Для кожної схеми визначено допустимий діапазон регулювання параметра t^* , а також умови передавання максимальної потужності від джерела до навантаження. Показано, що допустимий діапазон регулювання параметра t^* буде обмежений лише в разі необхідності забезпечення режиму безперервного струму в індуктивності. Визначено умови переходу індуктивності в режим переривчастого струму. Одержано формули, що описують регулювальні характеристики у цьому режимі роботи

У четвертому розділі запропоновано методики визначення регулювальних характеристик для випадку, коли внутрішній опір джерела є нелінійним. Ця нелінійність враховується за допомогою вихідної характеристики джерела. Проаналізовано три типи вихідних характеристик. З використанням розроблених методик визначено та проаналізовано регулювальні характеристики основних типів ІР, зокрема для випадку, коли на виході ІР підключено акумулятор. На прикладі сонячної батареї показано, що розроблені методики є дійсними і для випадку, коли джерело живлення описується *сімейством* вихідних характеристик, які змінюються внаслідок зміни зовнішніх умов. На завершення запропоновано методику визначення регулювальних характеристик для режиму переривчастого струму індуктивності. Роботу написано за результатами досліджень, що проводились авторами на кафедрі електронних пристроїв та систем КПП ім. Ігоря Сікорського. Вона рекомендується фахівцям, що займаються розробкою та використанням джерел електроживлення на основі нетрадиційних та відновлювальних джерел електричної енергії, а також аспірантам та студентам відповідного профілю.

РОЗДІЛ І. РЕГУЛЮВАЛЬНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ ІМПУЛЬСНИХ РЕГУЛЯТОРІВ, ЩО ЖИВЛЯТЬСЯ ВІД ДЖЕРЕЛ ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ ТА СТРУМУ

1.1. Принцип імпульсного регулювання та його особливості

За наявності джерела постійної напруги (струму) часто виникає необхідність регулювати величину постійної напруги (струму) на навантаженні з високим ККД. Цю задачу вирішують за допомогою імпульсних регуляторів (ІР). ІР являє собою керований ключ S , ввімкнений між джерелом енергії та навантаженням. Якщо джерело електричної енергії є джерелом напруги, керований ключ вмикають *послідовно* між джерелом напруги E та навантаженням R (рис. 1.1). Якщо ж джерело енергії є джерелом струму, керований ключ вмикають *паралельно* до джерела струму J та навантаження R (рис. 1.2).

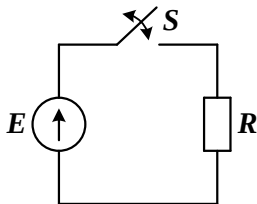


Рис. 1.1 ІР напруги

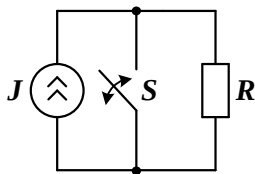


Рис. 1.2 ІР струму

Принцип імпульсного регулювання полягає у періодичному підключенні джерела до навантаження за допомогою керованого ключа S . За таких умов енергія від джерела до навантаження передається дискретними порціями. Основною перевагою імпульсних методів регулювання є високий ККД. Якщо ключ S періодично замикає та розмикає з періодом T , вихідна напруга (струм) матиме форму прямокутних імпульсів, що містять постійну

складову, яка чисельно дорівнює *середньому* значенню вихідної напруги (струму) (рис. 1.3).

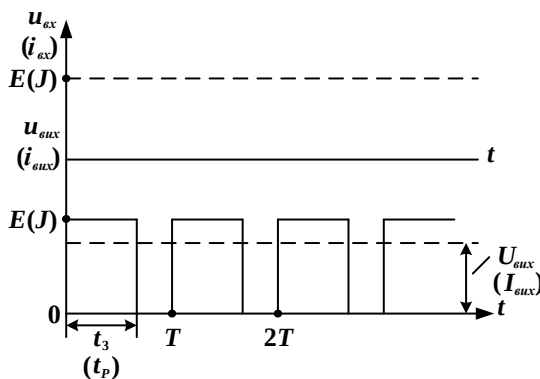


Рис. 1.3 Вихідна напруга (струм) IP

Для схеми рис. 1.1

$$U_{\text{вих}} = \frac{1}{T} \int_0^{t_3} E dt = E \frac{t_3}{T} = Et^*, \quad (1.1)$$

де t_3 – тривалість *замкнутого* стану ключа S на періоді T ; $t^* = t_3/T$ – відносний час замкнутого стану ключа.

Для схеми рис. 1.2

$$I_{\text{вих}} = \frac{1}{T} \int_0^{t_p} J dt = J \frac{t_p}{T} = Jt^*, \quad (1.2)$$

де t_p – тривалість *розімкнутого* стану ключа S на періоді T , t^* – відносний час *розімкнутого* стану ключа S .

Формули (1.1) та (1.2) показують, що у першому випадку енергія від джерела до навантаження передається на етапі *замкнутого* стану ключа, а у другому – на етапі *розімкнутого*. Надалі параметр t^* характеризуватиме відносний час передавання енергії від джерела до навантаження. Для схем з *послідовним* вмиканням ключа $t^* = t_3/T$, а для схем з *паралельним* - $t^* = t_p/T$.

У випадку зміни параметра t^* в діапазоні $(0 \dots 1)$ середнє значення вихідної напруги $U_{вих}$ (вихідного струму $I_{вих}$) змінюватиметься від 0 до E (від 0 до J). Отже, імпульсні регулятори дають можливість здійснювати плавне регулювання постійної складової напруги (струму) на навантаженні. Залежність $U_{вих} = f(t^*)$ ($I_{вих} = f(t^*)$) називають *регульовальною характеристикою* регулятора. Якщо джерело електричної енергії є джерелом *напруги*, зі зміною параметра t^* відбуватиметься регулювання вихідної напруги $U_{вих}$. В той же час вихідний струм залежатиме від опору навантаження R ($I_{вих} = U_{вих}/R$). Отже, схему регулятора (рис. 1.1) можна розглядати, як імпульсний регулятор напруги (IPN).

Якщо ж джерело електричної енергії є джерелом *струму*, зі зміною параметра t^* відбуватиметься регулювання вихідного струму $I_{вих}$, а вихідна напруга залежатиме від опору навантаження R ($U_{вих} = I_{вих} \cdot R$). Отже, схему регулятора (рис. 1.2) можна розглядати, як імпульсний регулятор струму (IPC).

Оскільки потужність ідеальних джерел є необмеженою, зі зміною опору R вихідний струм IPN (вихідна напруга IPC) можуть змінюватись у широких межах. Потужність реальних джерел, внаслідок наявності внутрішнього опору, завжди є обмеженою. При використанні традиційних джерел електричної енергії найчастіше працюють у режимах, коли опір навантаження джерела напруги є набагато більшим від його внутрішнього опору ($R \gg r$), а опір навантаження джерела струму-набагато меншим ($R \ll r$). У таких випадках при розрахунках внутрішній опір джерела не враховують, вважаючи що $r = 0$ ($r = \infty$).

За таких умов можна вважати, що в процесі регулювання вхідна напруга IPN залишається постійною ($U_{вх} = \text{const}$), а вихідна залежить лише від параметра t^* . Відповідно для IPC вхідний струм вважають постійним ($I_{вх} = \text{const}$), а вихідний залежить лише від параметра t^* . У цьому розділі розглядатимемо саме такі випадки.

1.2. Основні схеми ІР, джерелом живлення яких є джерело постійної напруги або струму

При розглянутому способі регулювання енергія до навантаження надходить дискретними порціями, а напруга та струм у навантаженні мають форму прямокутних імпульсів (рис. 1.3).

Для забезпечення безперервності напруги (струму) у навантаженні, після керованого ключа S вмикають реактивний елемент, здатний накопичувати енергію, коли її надлишок, і віддавати, коли вона не надходить від джерела (рис. 1.4. та 1.5.).

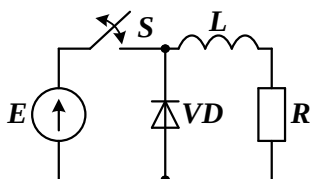


Рис. 1.4 Забезпечення безперервного потоку енергії в навантаженні ІР напруги

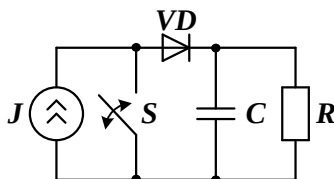


Рис. 1.5 Забезпечення безперервного потоку енергії в навантаженні ІР струму

Форма напруги $u_{вих}$ (струму $i_{вих}$) на навантаженні представлена на рис. 1.6, а їх середні значення $U_{вих}$ ($I_{вих}$) визначається за (1.1) та (1.2).

Однак в перехідних режимах, при стрибкоподібній зміні опору навантаження R , в ІРН (рис. 1.4) матиме місце стрибок напруги, а в ІРС (рис. 1.5) – стрибок струму.

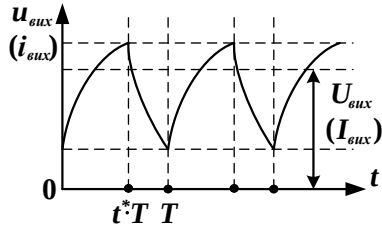


Рис. 1.6 Форма напруги (струму) на виході ІР

Для усунення таких стрибкоподібних змін, зменшення загальних габаритів фільтра, а також забезпечення на навантаженні R постійної (згладженої) напруги (струму) в ІРН паралельно до навантаження вмикають ємність C , а в ІРС – послідовно з R вмикають індуктивність L (рис. 1.7 та рис. 1.8).

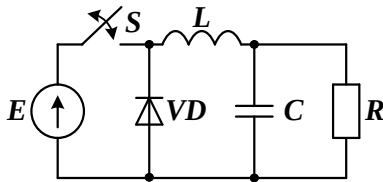


Рис. 1.7 Схеми ІРН

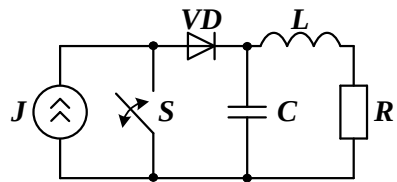


Рис. 1.8 Схеми ІРС

Форма струмів та напруг для цих схем представлена на рис. 1.9.

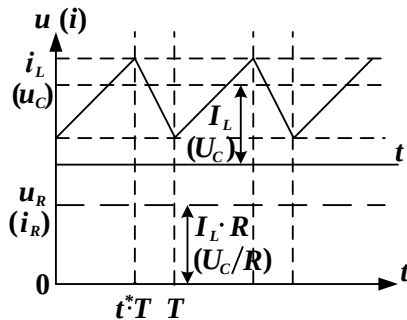


Рис. 1.9 Форма струмів та напруг в ІР

Розглянуті схеми є не єдиним варіантом побудови імпульсних регуляторів. У випадку живлення від джерела напруги можливе виконання IPH за схемою (рис. 1.10).

У випадку живлення від джерела струму, схема IPC може бути такою, як показано на рис. 1.11.

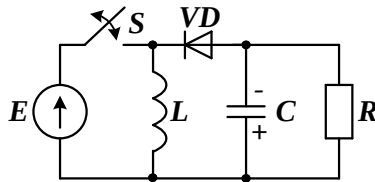


Рис. 1.10 IPH з розділеними у часі споживанням енергії від джерела і передаванням її до навантаження

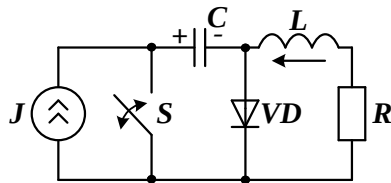


Рис 1.11 IPC з розділеними у часі споживанням енергії від джерела і передаванням її до навантаження

Усі чотири розглянуті схеми складаються з однакових елементів, які по різному з'єднані між собою. Принципова відмінність між схемами рис. 1.7, 1.8 та рис. 1.10, 1.11 полягає у наступному.

У перших двох схемах споживання енергії від джерела та передавання її до кола навантаження суміщені в часі, у двох інших схемах споживання енергії від джерела та передавання її до навантаження рознесені у часі. Це відповідним чином впливає на їх властивості.

Оскільки найважливішою характеристикою будь-якого регулятора є його *регульовальна характеристика*, визначимо регульовальні характеристики розглянутих схем.

Наведені схеми регуляторів містять реактивні елементи L та C , а також керований ключ S , внаслідок комутацій якого відбуватимуться перехідні процеси.

Оскільки регулювальні характеристики відображують залежність $U_{вих}=f(t^*)$, або $I_{вих}=f(t^*)$ в *квазіусталеному режимі* роботи регулятора, розглянемо умови його перебування у цьому режимі.

1.3. Умови перебування імпульсних регуляторів в усталеному режимі роботи. Методика визначення регулювальних характеристик

Розглянемо методику визначення регулювальних характеристик на прикладі схем імпульсних регуляторів напруги. При визначенні вважатимемо, що втрати в елементах ІР відсутні. В усталеному режимі роботи, *середні* значення напруги та струму на усіх елементах ІР залишаються незмінними. Середнє значення струму індуктивності I_L буде незмінним, якщо середнє за період значення напруги на ній дорівнюватиме нулю

$$U_L(T) = 0. \quad (1.3)$$

Оскільки реально струм індуктивності L є пульсуючим (рис. 1.9), умовою усталеного режиму роботи буде однакова величина, але різна за знаком зміна струму індуктивності ΔI_L на етапах замкненого та розімкненого станів ключа S

$$\Delta I_3 = \Delta I_p = \Delta I_L. \quad (1.4)$$

Як відомо, зміна струму в індуктивності L визначається її величиною, а також прикладеною до неї напругою. У загальному випадку

$$\Delta I_L = \frac{1}{L} \int_0^t u_L(t) dt. \quad (1.5)$$

Отже, з урахуванням (1.5), умову усталеного режиму в ІР можна записати наступним чином

$$\frac{1}{L} \int_0^{t_3} u_L(t) dt = \frac{1}{L} \int_0^{t_p} u_L(t) dt ,$$

або

$$\frac{1}{t_3} \int_0^{t_3} u_L(t) dt \cdot \frac{t_3}{T} = \frac{1}{t_p} \int_0^{t_p} u_L(t) dt \cdot \frac{t_p}{T} . \quad (1.6)$$

Останню умову можна записати наступним чином

$$U_L(t_3) \cdot t^* = U_L(t_p)(1 - t^*), \quad (1.7)$$

де $U_L(t_3)$ та $U_L(t_p)$ – це відповідно середні значення напруги на індуктивності на *інтервалах* замкненого та розімкненого стану ключа S .

Формула (1.7) є загальною і може бути застосована для визначення регулювальних характеристик різних типів ІРН.

Визначимо регулювальні характеристики розглянутих схем ІРН.

Імпульсний регулятор напруги першого типу

Оскільки в ІРН-1 (рис. 1.7) джерело напруги E вважаємо близьким до ідеального, вхідна напруга на етапі замкненого стану ключа залишається незмінною і дорівнює $U_{вх}(t_3) = E$. З урахуванням цього (1.7) приймає вигляд

$$(E - U_{вих})t^* = U_{вих}(1 - t^*), \quad (1.8)$$

або

$$Et^* - U_{вих}t^* = U_{вих} - U_{вих}t^* .$$

В результаті отримуємо формулу для описання регулювальної характеристики схеми (рис. 1.7)

$$U_{вих} = Et^*, \quad (1.9)$$

яка співпадає з (1.1).

Імпульсний регулятор напруги другого типу

Для схеми ІРН-2 (рис. 1.10) умова (1.7) матиме вигляд

$$E \cdot t^* = U_{\text{вих}}(1 - t^*). \quad (1.10)$$

Отже регулювальна характеристика буде такою

$$U_{\text{вих}} = E \frac{t^*}{1 - t^*}. \quad (1.11)$$

Імпульсні регулятори струму

В усталеному режимі роботи середнє значення напруги на ємності C за період T залишається незмінним: $U_C(T) = \text{const}$.

Отже середнє значення струму, що протікає через ємність за період

$$I_C(T) = 0. \quad (1.12)$$

Оскільки реальна напруга на ємності C є пульсуючою (рис. 1.9), умовою усталеного режиму роботи буде однакова, але різна за знаком зміна напруги на ємності ΔU_C на етапах замкненого та розімкненого станів ключа S

$$\Delta U_3 = \Delta U_p = \Delta U_C. \quad (1.13)$$

Як відомо, зміна напруги на ємності C визначається її величиною та протікаючим через неї струмом

$$\Delta U_C = \frac{1}{C} \int_0^t i_C(t) dt. \quad (1.14)$$

З урахуванням (1.14) умова усталеного режиму в ІРС (1.13) матиме вигляд

$$\frac{1}{C} \int_0^{t_3} i_C(t) dt = \frac{1}{C} \int_0^{t_p} i_C(t) dt,$$

або

$$\frac{1}{t_3} \int_0^{t_3} i_C(t) dt \cdot \frac{t_3}{T} = \frac{1}{t_p} \int_0^{t_p} i_C(t) dt \cdot \frac{t_p}{T}. \quad (1.15)$$

Остання умова може бути записана наступним чином

$$I_C(t_p) \cdot t^* = I_C(t_3)(1 - t^*), \quad (1.16)$$

де $I_C(t_3)$ та $I_C(t_p)$ – це відповідно середні значення струму через ємність *на інтервалах* замкненого та розімкненого станів ключа S .

Формула (1.16) є загальною і може бути застосована для визначення регулювальних характеристик різних типів ІРС. Визначимо регулювальні характеристики розглянутих схем.

Імпульсний регулятор струму першого типу

Для ІРС-1 (рис. 1.8), відповідно до (1.16) можна записати

$$(J - I_{вих}) \cdot t^* = I_{вих}(1 - t^*), \quad (1.17)$$

Звідки отримуємо формулу для описання регулювальної характеристики схеми

$$I_{вих} = J \cdot t^*, \quad (1.18)$$

де $t^* = t_p/T$.

Імпульсний регулятор струму другого типу

Для схеми ІРС-2 (рис. 1.11) умова (1.16) приймає вигляд

$$J \cdot t^* = I_{вих}(1 - t^*), \quad (1.19)$$

Отже, регулювальна характеристика цієї схеми буде такою

$$I_{вих} = J \frac{t^*}{1 - t^*}, \quad (1.20)$$

де $t^* = t_p/T$.

Одержані регулювальні характеристики встановлюють взаємозв'язок між вхідною та вихідною напругами в ІРН, а також вхідним та вихідним струмами в ІРС. Вихідний струм ІРН, та вихідна напруга ІРС, як зазначалося, залежатиме від опору навантаження R .

В той же час постійні складові вхідного та вихідного струмів ІРН, а також вхідної та вихідної напруги ІРС також пов'язані між собою. Оскільки ми припустили, що в елементах ІР втрати відсутні, потужність постійних складових на вході та виході ІР має бути однаковою. З урахуванням цього коефіцієнти передавання вхідної напруги $k^U = U_{вих}/U_{вх}$ та вхідного струму $k^I = I_{вих}/I_{вх}$ мають бути взаємно оберненими величинами, тобто $k^U \cdot k^I = 1$.

Покажемо це на прикладі схеми ІРН (рис. 1.7). Для цієї схеми $U_{вх}=E$. Отже, відповідно до (1.9), для неї $k^U = U_{вих}/U_{вх} = t^*$.

Якщо вважати, що струм індуктивності L є безперервним, і змінюється за законом, близьким до лінійного, середнє значення струму індуктивності I_L співпадатиме з середнім значенням вихідного струму ($I_{вих} = I_L$). В той же час середнє значення вхідного струму ІР $I_{вх} = I_L \cdot t^*$, звідки отримуємо співвідношення

$$I_{вх} = I_{вих} \cdot t^*, \quad (1.21)$$

тобто коефіцієнт передавання струму цієї схеми $k^I = I_{вих}/I_{вх} = 1/t^*$. Отже $k^I = 1/k^U$.

Аналогічно, для ІРС (рис. 1.8), з урахуванням того, що $I_{вх} = J$, відповідно до (1.18), коефіцієнт передавання струму $k^I = I_{вих}/I_{вх} = t^*$.

Якщо напруга на ємності C є безперервною і змінюється за законом, близьким до лінійного, $U_{вих} = U_C$, а $U_{вх} = U_C \cdot t^*$. Отже, коефіцієнт передавання напруги в цій схемі $k^U = U_{вих}/U_{вх} = 1/t^* = 1/k^I$.

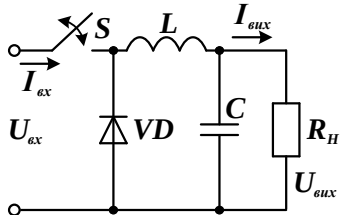
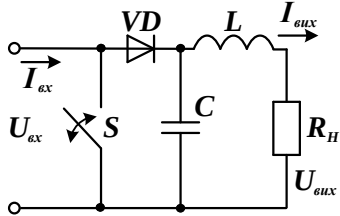
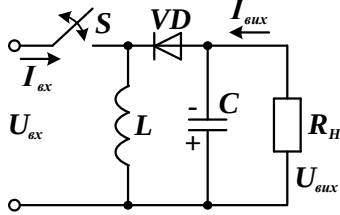
Таким чином, параметри k^U та k^I є внутрішньою характеристикою схеми імпульсного регулятора, не залежать від зовнішнього джерела енергії та навантаження і є функцією від параметра t^* . Якщо схема ІР *понижує* вихідну напругу, вона одночасно *підвищує* вихідний струм і навпаки.

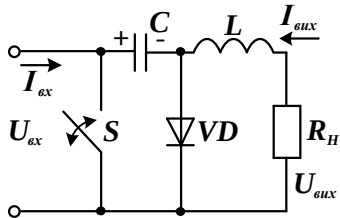
До табл. 1.1 зведено базові схеми ІР напруги та струму та їх регулювальні характеристики (коефіцієнти передавання струму та напруги).

У табл. 1.1. $U_{\text{вх}}$ та $I_{\text{вх}}$ – це середні за період T значення вхідної напруги та струму ІР.

Представлені схеми та наведені формули ілюструють той факт, що відповідні схеми ІРН-1 та ІРС-1, а також ІРН-2 та ІРС-2 є дуальними. Це є наслідком того, що джерело напруги та струму є дуальними елементами електричного кола.

Таблиця 1.1.

Регулювальні характеристики базових схем ІРН та ІРС				
№ схеми	Регулятор	t^*	$k^U = U_{\text{вих}} / U_{\text{вх}}$	$k^I = I_{\text{вих}} / I_{\text{вх}}$
ІРН-1		$\frac{t_3}{T}$	$k^U = t^*$ $U_{\text{вих}} = U_{\text{вх}} \cdot t^*$	$k^I = 1/t^*$ $I_{\text{вих}} = I_{\text{вх}} / t^*$
ІРС-1		$\frac{t_P}{T}$	$k^U = 1/t^*$ $U_{\text{вих}} = U_{\text{вх}} / t^*$	$k^I = t^*$ $I_{\text{вих}} = I_{\text{вх}} \cdot t^*$
ІРН-2		$\frac{t_3}{T}$	$k^U = \frac{t^*}{1-t^*}$ $U_{\text{вих}} = U_{\text{вх}} \frac{t^*}{1-t^*}$	$k^I = \frac{1-t^*}{t^*}$ $I_{\text{вих}} = I_{\text{вх}} \frac{1-t^*}{t^*}$

№ схеми	Регулятор	t^*	$k^U = U_{вих} / U_{вх}$	$k^I = I_{вих} / I_{вх}$
IPC-2		$\frac{t_P}{T}$	$k^U = \frac{1-t^*}{t^*}$ $U_{вих} = U_{вх} \frac{1-t^*}{t^*}$	$\kappa^I = \frac{t^*}{1-t^*}$ $I_{вих} = I_{вх} \frac{t^*}{1-t^*}$

На рис. 1.12 показано графіки регулювальних характеристик, представлених в табл. 1.1.

Ці характеристики є дійсними, якщо в схемах ІРН забезпечується режим безперервного струму в індуктивності L , а в схемах ІРС – режим безперервної напруги на ємності C . Якщо ж цей режим не забезпечується, вихідна напруга ІРН і вихідний струм ІРС відрізнятимуться від визначених за регулювальними характеристиками з табл. 1.1.

Розглянемо умови, за яких забезпечуватимуться вказані режими.

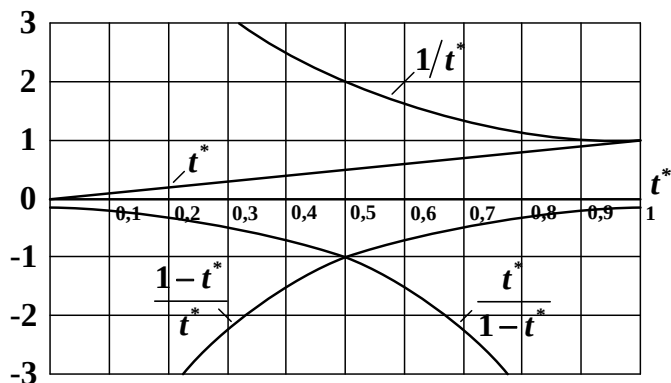


Рис. 1.12 Регулювальні характеристики базових схем ІРН та ІРС

1.4 Умови існування режимів безперервного струму індуктивності (безперервної напруги на ємності) в імпульсних регуляторах

Струм індуктивності L залишатиметься безперервним, поки амплітуда пульсації цього струму є меншою від його постійної складової

$$\frac{\Delta I_L}{2} \leq I_L, \quad (1.22)$$

де $\Delta I_L = I_{L\max} - I_{L\min}$ – зміна струму в індуктивності; I_L – середнє значення цього струму.

В усталеному режимі роботи зміна струму індуктивності на етапах зростання та спадання є однаковою (1.4). Тому параметр ΔI_L можна визначати як на етапі замкненого t_3 , так і розімкненого t_p станів ключа S . Обираємо той з інтервалів, де обчислення будуть простішими. Визначимо умови, за яких матиме місце режим безперервного струму індуктивності в схемах ІРН.

Імпульсний регулятор напруги першого типу

Для схеми ІРН-1 (рис. 1.7), відповідно до (1.5)

$$\Delta I_L = \frac{E - U_{\text{вих}}}{L} \cdot t_3 = \frac{U_{\text{вих}}}{L} \cdot t_p, \quad (1.23)$$

Отже (1.22) матиме вигляд

$$\frac{U_{\text{вих}}}{2L} \cdot t_p \leq I_L = I_{\text{вих}} = \frac{U_{\text{вих}}}{R}. \quad (1.24)$$

Тому тривалість розімкненого стану ключа S має бути не більшою, ніж

$$t_p \leq \frac{2L}{R} = 2\tau, \quad (1.25)$$

де $\tau = L/R$.

Враховуючи, що $t_p = T - t_3$, (1.25) можна записати наступним чином

$$T - t_3 \leq 2\tau,$$

або $1 - t^* \leq 2\tau^*$, де $t^* = t_3/T$; $\tau^* = \tau/T = L/RT$.

Таким чином режим безперервного струму в індуктивності L буде забезпечений, якщо виконується умова

$$t^* \geq (1 - 2\tau^*). \quad (1.26)$$

Отже, щоб забезпечити такий режим в усьому діапазоні регулювання ($t^* > 0$), необхідне виконання умови

$$\tau^* \geq 0,5. \quad (1.27)$$

З урахуванням цієї умови можна визначати мінімально необхідну величину індуктивності згладжувального фільтра L

$$L \geq 0,5RT. \quad (1.28)$$

Якщо у процесі роботи опір навантаження R змінюватиметься, при виборі індуктивності необхідно врахувати максимально можливу величину цього опору $R_{\max}$.

Імпульсний регулятор напруги другого типу

Для схеми ІРН-2 (рис. 1.10)

$$\Delta I_L = \frac{E}{L} \cdot t_3 = \frac{U_{\text{вих}}}{L} \cdot t_p, \quad (1.29)$$

Отже, (1.22) матиме вигляд

$$\frac{U_{\text{вих}}}{2L} \cdot t_p \leq I_L = \frac{I_{\text{вих}}}{(1-t^*)} = \frac{U_{\text{вих}}}{R(1-t^*)}. \quad (1.30)$$

Тому тривалість розімкненого стану ключа має бути не більшою, ніж

$$t_p \leq \frac{2L}{R} \cdot \frac{1}{(1-t^*)} = 2\tau \cdot \frac{1}{1-t^*},$$

або $T - t_3 \leq 2\tau \cdot \frac{1}{1-t^*}.$

Отже $1-t^* \leq 2\tau \cdot \frac{1}{1-t^*},$

Тому, остаточно (1.22) приймає вигляд

$$(1 - t^*)^2 \leq 2\tau^* . \quad (1.31)$$

Очевидно, що вираз $(1 - t^*)^2$ приймає максимальне значення у випадку $t^* = 0$. Зі збільшенням $t^* > 0$, його чисельне значення зменшуватиметься. Отже, режим безперервного струму в індуктивності L в усьому діапазоні регулювання буде забезпечений при виконанні умови $2\tau^* \geq 1$, тобто

$$\tau^* \geq 0,5 . \quad (1.32)$$

Таким чином, умова безперервного струму для цієї схеми така сама, як і для попередньої (1.27).

В імпульсних регуляторах струму необхідно забезпечувати режим безперервної напруги на ємності C . Оскільки ця напруга є пульсуючою, умова безперервності напруги на ній буде такою

$$\frac{\Delta U_C}{2} \leq U_C , \quad (1.33)$$

де $\Delta U_C = (U_{C\max} - U_{C\min})$ – пульсація напруги на ємності; U_C – постійна складова напруги на ній.

Визначимо умову безперервної напруги на ємності для схем ІРС.

Імпульсний регулятор струму першого типу

Для схеми ІРС-1 (рис. 1.8)

$$\Delta U_C = \frac{J - I_L}{C} \cdot t_p = \frac{I_L}{C} \cdot t_3 , \quad (1.34)$$

Отже (1.33) приймає вигляд

$$\frac{I_L}{2C} \cdot t_3 \leq U_C = I_L R . \quad (1.35)$$

Тривалість замкненого стану ключа можна визначити з нерівності

$$t_3 = T - t_p \leq 2RC = 2\tau ;$$

або $1 - t^* \leq 2\tau^*$, де $t^* = t_p/T$.

Таким чином режим безперервної напруги на ємності C буде забезпечений за умови

$$t^* \geq 1 - 2\tau^*. \quad (1.36)$$

Щоб забезпечити такий режим в усьому діапазоні регулювання ($t^* > 0$) необхідне виконання умови

$$\tau^* \geq 0,5. \quad (1.37)$$

З урахуванням дуальності схем ІРН та ІРС ця умова співпадає з умовою для двох попередніх схем.

Очевидно така ж умова має бути і для ІРС-2 (рис. 1.11). З урахуванням (1.37) визначають мінімально необхідну величину ємності C

$$C \geq 0,5T/R. \quad (1.38)$$

Якщо у процесі роботи опір навантаження R змінюється, для визначення мінімально необхідної ємності C в (1.38) необхідно підставляти мінімально можливу величину цього опору $R_{\min}$.

Таким чином, умова безперервності струму індуктивності L (напруги на ємності C) для схем ІРН та ІРС є однаковою

$$\tau^* \geq 0,5, \quad (1.39)$$

з урахуванням того, що їх τ^* відповідно дорівнюють L/RT та CR/T . Це є наслідком дуальності схем ІРН та ІРС.

Якщо ж (1.39) не виконується, матиме місце режим переривчастого струму індуктивності L (напруги на ємності C).

Розглянемо, як впливатиме цей режим на вихідну напругу ІРН-1 (рис. 1.7). В усталеному режимі роботи регулятора зберігається умова $U_L(T) = 0$ (1.3). Однак в переривчастому режимі тривалість протікання струму на етапі розімкненого стану ключа дорівнює $t_P - t_{II}$, де t_{II} – тривалість паузи струму. Тому (1.8) приймає вигляд

$$(E - U_{\text{вих}})t_3 = U_{\text{вих}}(t_P - t_{II}),$$

або

$$Et_3 = U_{\text{вих}}(t_p + t_3 - t_{II}), \quad (1.40)$$

Ця ж умова для безперервного режиму має вигляд

$$Et_3 = U_{\text{вих}}(t_p + t_3). \quad (1.41)$$

Отже, в переривчастому режимі вихідна напруга регулятора буде більшою від визначної за формулами з табл. 1.1. Аналогічні результати можна отримати і для інших схем, представлених в цій таблиці.

У цьому розділі проаналізовано регулювальні характеристики ІР для ідеалізованого випадку, коли в процесі регулювання вихідна напруга (струм) джерела залишаються незмінними. Реальні джерела електричної енергії, внаслідок наявності в них внутрішнього опору, є джерелами обмеженої потужності. Вихідна напруга та струм таких джерел залежатимуть від опору їх навантаження. Тому регулювальні характеристики, представлені в табл. 1.1, в певних режимах роботи даватимуть значну похибку. Для більш точного визначення регулювальних характеристик, необхідно враховувати внутрішній опір джерела живлення.

Якщо ІР використовується в режимі відбирання максимальної потужності від джерела, врахування його внутрішнього опору є *обов'язковим*, оскільки в такому режимі вихідний опір джерела та опір його навантаження є величинами одного порядку. У зв'язку з цим доцільно проаналізувати, як зміняться регулювальні характеристики, при врахуванні внутрішнього опору джерела живлення ІР. Проаналізуємо вплив внутрішнього опору джерела на регулюванні характеристики ІР.

РОЗДІЛ II. ВПЛИВ ВНУТРІШНЬОГО ОПОРУ ДЖЕРЕЛА ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ НА РЕГУЛЮВАЛЬНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ ІМПУЛЬСНИХ РЕГУЛЯТОРІВ

За наявності внутрішнього опору r , вихідна напруга джерела електроживлення (вхідна напруга ІР) змінюватиметься внаслідок змін струму, що споживається. Якщо на етапі замкненого стану ключа S в ІРН-1 вхідна напруга $u_{ex}(t)$ змінюється, середнє значення його вихідної напруги

$$U_{_{ex}} = \frac{1}{T} \int_0^{t_3} u_{ex}(t) dt = \frac{1}{t_3} \int_0^{t_3} u_{ex}(t) dt \cdot \frac{t_3}{T} = U_{ex}(t_3) \cdot t^*, \quad (2.1)$$

де $U_{ex}(t_3)$ – середнє значення вхідної напруги ІР на етапі замкненого стану його ключа S .

Якщо вхідна напруга регулятора є постійною $u_{ex}(t) = E$, $U_{ex}(t_3) = E$ і не залежить від тривалості замкненого стану ключа t_3 . Якщо ж ця напруга змінюється, $U_{ex}(t_3)$ залежатиме від характеру її зміни.

Приклад. На вході ІР діє пилкоподібна зростаюча $u_{ex1}(t)$ або спадаюча $u_{ex2}(t)$ напруги (рис. 2.1).

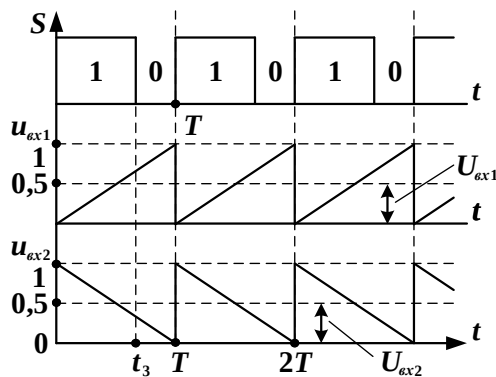


Рис. 2.1. Вхідна напруга регулятора

Період вхідної напруги T співпадає з періодом роботи ключа S . Постійна складова цих напруг однакова: $U_{ax1} = U_{ax2} = 0,5$.

Оскільки $u_{ax1}(t) = t/T$, а $u_{ax2}(t) = 1 - t/T$, відповідно до (2.1)

$$U_{aux1}(t_3) = \frac{1}{t_3} \int_0^{t_3} (t/T) dt = \frac{t_3^2}{2t_3T} = \frac{t_3}{2T} = \frac{t^*}{2}; \quad (2.2)$$

$$U_{aux2}(t_3) = \frac{1}{t_3} \int_0^{t_3} (1 - t/T) dt = \frac{t_3}{t_3} - \frac{t_3^2}{2t_3T} = 1 - \frac{t_3}{2T} = 1 - \frac{t^*}{2}. \quad (2.3)$$

Тому, відповідно до (2.1), регулювальні характеристики описуються наступними виразами

$$U_{aux1} = U_{ax1}(t_3) \cdot t^* = \frac{t^{*2}}{2}; \quad (2.4)$$

$$U_{aux2} = U_{ax2}(t_3) \cdot t^* = t^* - \frac{t^{*2}}{2}. \quad (2.5)$$

В табл. 2.1 наведено результати обчислень регулювальних характеристик за (2.4) та (2.5), а на рис. 2.2 показано графіки цих характеристик.

Таблиця 2.1
Результати обчислень регулювальних характеристик

t^*	U_{aux1}	U_{aux2}
0	0	0
0,25	0,031	0,22
0,5	0,125	0,39
0,75	0,28	0,48
1	0,5	0,5

Отже, при визначенні регулювальних характеристик важливим є характер зміни вхідної напруги IP на етапі замкненого стану ключа S . Коли ключ S розімкнений, вхідна напруга IP від'єднана від кола навантаження і характер її зміни не впливатиме на регулювальні характеристики.

Таким чином, при визначенні регулювальних характеристик ІР напруги, необхідно знати величину середнього значення вхідної напруги на етапі замкненого стану ключа $U_{ex}(t_3)$. Якщо вхідна напруга є постійною ($U_{ex} = E$), $U_{ex}(t_3) = E$. Саме для такого випадку отримано формули регулювальних характеристик, представлені в табл. 1.1.

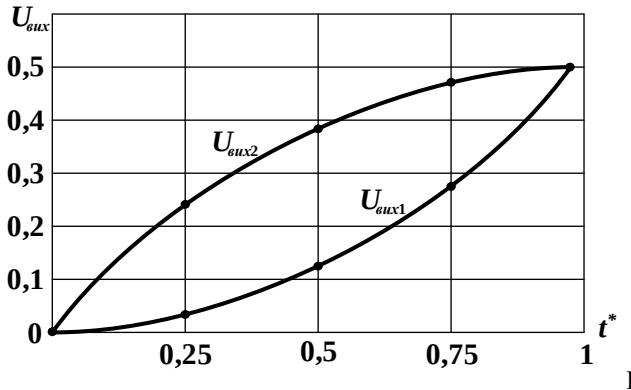


Рис.2.2. Графіки регулювальних характеристик

Якщо ж вхідна напруга ІР змінюється, вихідна напруга розглянутих схем також може бути визначена за допомогою формул, представлених в табл. 1.1. Однак у ці формули замість U_{ex} необхідно підставляти відповідну величину $U_{ex}(t_3)$. Аналогічно, для ІР струму замість I_{ex} необхідно підставляти середнє значення вхідного струму на етапі *розімкненого* стану ключа $I_{ex}(t_p)$. Розглянемо випадок, коли вхідна напруга ІРН (вхідний струм ІРС) змінюється внаслідок наявності внутрішнього опору в джерелі живлення, вважаючи, що цей опір є *лінійним*.

2.1. Методика визначення регулювальних характеристик імпульсних регуляторів з урахуванням внутрішнього опору джерела живлення

Базовим елементом ІР з послідовним ключем є індуктивність L . На етапі замкненого стану ключа S струм у ній зростає і відбувається накопичення енергії. На етапі розімкненого стану ключа накопичена енергія передається до навантаження і струм в індуктивності спадає. Припустимо, що струм, що протікає в індуктивності L , змінюється за законом, близьким до лінійного (рис. 2.3).

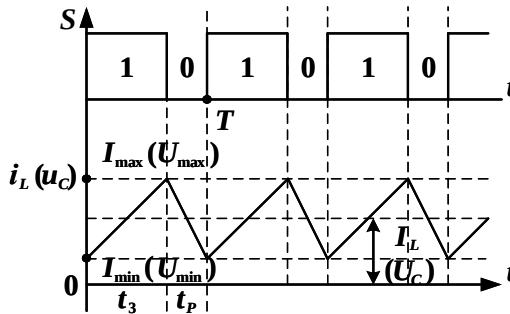


Рис.2.3 Зміна струму індуктивності (напруги на ємності) за лінійним законом

За такої умови середні значення цього струму на інтервалах t_3 та t_p будуть однакові і співпадатимуть з середнім значенням струму індуктивності за період I_L

$$I_L(t_3) = I_L(t_p) = I_L = \frac{(I_{\max} + I_{\min})}{2}. \quad (2.6)$$

де $I_{\max}$, $I_{\min}$ – максимальне та мінімальне значення струму індуктивності L .

Якщо ж струм, що протікає в індуктивності, змінюється за законом, що відрізняється від лінійного (рис. 2.4), середні значення цього струму на

інтервалах $I_L(t_3)$ та $I_L(t_p)$ відрізнятимуться ніж собою, а також від струму індуктивності за період I_L

$$I_L = \frac{1}{T} [I_L(t_3) \cdot t_3 + I_L(t_p) \cdot t_p] = I_L(t_3) \cdot t^* + I_L(t_p)(1 - t^*), \quad (2.7)$$

де $t^* = t_3/T$.

В реальних схемах ІР, що застосовують на практиці, для згладжування вихідної напруги паралельно до навантаження R підключають ємність C (див. табл. 1.1). Якщо ця ємність має достатню величину, пульсація вихідної напруги буде незначною і закон зміни струму в індуктивності є близьким до лінійного. При подальшому аналізі вважатимемо, що струм в індуктивності L змінюється саме за таким законом.

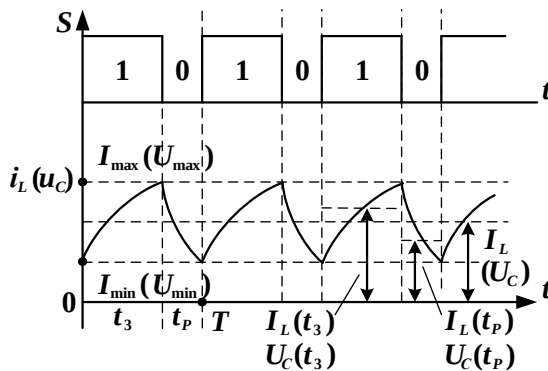


Рис.2.4 Зміна струму (напруги) за нелінійним законом

Базовим елементом ІР з паралельними ключем є ємність C (табл. 1.1). Аналогічно можна показати, що коли напруга на ній змінюється за законом близьким до лінійного, середні значення цієї напруги на інтервалах t_3 та t_p будуть однакові і співпадатимуть з середнім значенням напруги на ємності за період U_C (рис. 2.3)

$$U_c(t_3) = U_c(t_p) = U_c = (U_{\max} + U_{\min}) / 2. \quad (2.8)$$

Визначимо регулювальні характеристики основних схем ІР (табл. 1.1) з урахуванням внутрішнього опору джерела електроживлення.

Схема ІРН-1

Схема ІРН-1 (рис. 2.5) відрізняється від схеми, представленої на рис. 1.7, наявністю внутрішнього опору r в джерелі напруги E .

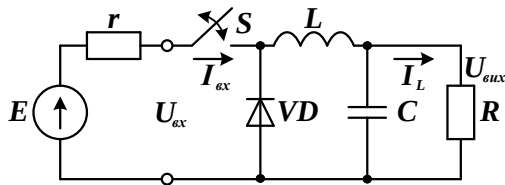


Рис. 2.5 ІРН-1 з урахуванням внутрішнього опору джерела

За наявності цього опору вхідна напруга регулятора змінюватиметься (рис. 2.6).

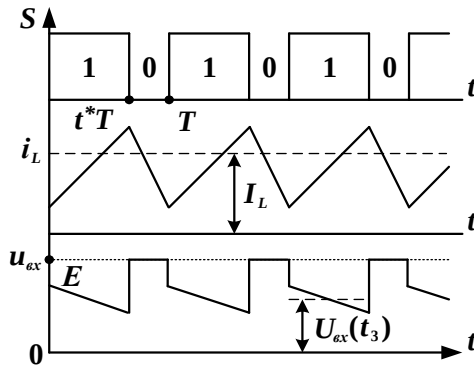


Рис. 2.6 Вплив внутрішнього опору джерела на вхідну напругу регулятора

У таких випадках середнє значення вихідної напруги регулятора $U_{вих}$ доцільно визначати з використанням (2.1).

Вхідна напруга IP

$$u_{вх}(t) = E - i_{вх}(t) \cdot r. \quad (2.9)$$

Отже,

$$U_{вх}(t_3) = \frac{1}{t_3} \int_0^{t_3} (E - i_{вх} \cdot r) dt = \frac{1}{t_3} \int_0^{t_3} E dt - \frac{r}{t_3} \int_0^{t_3} i_{вх}(t) dt = E - I_{вх}(t_3) \cdot r. \quad (2.10)$$

З урахуванням (2.1) вихідна напруга IP (рис. 2.5)

$$U_{вих} = U_{вх}(t_3) \cdot t^* = [E - I_{вх}(t_3) \cdot r] \cdot t^*. \quad (2.11)$$

Оскільки для цієї схеми $I_{вх}(t_3) = I_L(t_3)$, то відповідно до (2.6) $I_{вх}(t_3) = I_L$.

Отже

$$U_{вих} = (E - I_L r) \cdot t^*. \quad (2.12)$$

Враховуючи, що $I_L = I_{вих} = U_{вих}/R$, формула (2.12) набуває вигляду

$$U_{вих} = \left(E - U_{вих} \cdot \frac{r}{R} \right) \cdot t^*. \quad (2.13)$$

Отже

$$U_{вих} = E \frac{t^*}{1 + \frac{r}{R} t^*}, \quad (2.14)$$

або у відносних одиницях

$$U_{вих}^* = \frac{t^*}{1 + r^* \cdot t^*}, \quad (2.15)$$

де $U_{вих}^* = U_{вих}/E$, $r^* = r/R$ - відносна величина внутрішнього опору джерела електроживлення.

Регульовальна характеристика (2.15) є загальним випадком. Якщо джерело напруги наближається до ідеального ($r = r^* \rightarrow 0$), з (2.15) отримаємо окремий випадок, представлений в табл. 1.1.

Схема ІРН-2

Схема ІРН-2 (рис. 2.7) відрізняється від схеми, представленої на рис. 1.10 наявністю внутрішнього опору r в джерелі напруги E .

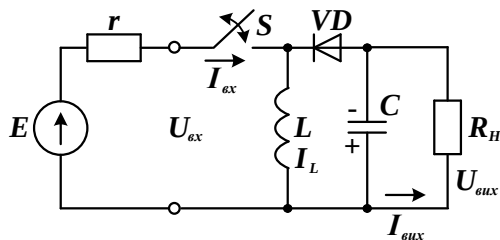


Рис. 2.7. ІРН-2 з урахуванням внутрішнього опору джерела

Для цієї схеми, відповідно до табл. 1.1, $U_{вих} = U_{вх}(t_3) \cdot \frac{t^*}{1-t^*}$. Враховуючи, що $I_{вх}(t_3) = I_L$, з огляду на (2.10)

$$U_{вих} = [E - I_L \cdot r] \cdot \frac{t^*}{1-t^*}. \quad (2.16)$$

Оскільки вихідний струм $I_{вих} = U_{вих} / R = I_L(1-t^*)$, то (2.16) приймає вигляд

$$U_{вих} = \left[E - U_{вих} \cdot \frac{r}{R(1-t^*)} \right] \cdot \frac{t^*}{1-t^*}.$$

Звідки

$$U_{вих} = E \cdot \frac{t^*(1-t^*)}{(1-t^*)^2 + r^* t^*}, \quad (2.17)$$

або у відносних одиницях

$$U_{вих}^* = \frac{t^*(1-t^*)}{(1-t^*)^2 + r^* t^*}, \quad (2.18)$$

У разі $r = r^* = 0$ отримаємо окремий випадок, представлений у табл. 1.1.

Схема IPC-1

Схема IPC-1 (рис. 2.8) відрізняється від схеми, представленої на рис. 1.8 наявністю внутрішнього опору r в джерелі струму J . За наявності цього опору вхідний струм регулятора $i_{ex}(t)$ змінюватиметься.

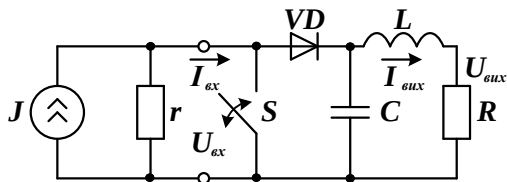


Рис.2.8. IPC-1 з урахуванням внутрішнього опору джерела

У таких випадках середнє значення вихідного струму регулятора доцільно визначати таким чином

$$I_{вых} = I_{ex}(t_p) \cdot t^*, \quad (2.19)$$

де $t^* = t_p / T$.

Вхідний струм IP

$$i_{ex}(t) = J - u_{ex}(t)/r. \quad (2.20)$$

Отже

$$I_{ex}(t_p) = \frac{1}{t_p} \int_0^{t_p} (J - u_{ex}/r) dt = \frac{1}{t_p} \int_0^{t_p} J dt - \frac{1}{t_p \cdot r} \int_0^{t_p} u_{ex}(t) dt = J - U_{ex}(t_p)/r. \quad (2.21)$$

З урахуванням (2.19) вихідний струм регулятора (рис. 2.8) визначатиметься як

$$I_{вых} = I_{ex}(t_p) \cdot t^* = [J - U_{ex}(t_p)/r] \cdot t^*. \quad (2.22)$$

Враховуючи, що для схеми, що розглядаємо, $U_{ex}(t_p) = U_C = U_H = I_{вых} R$, (2.22) приймає вигляд

$$I_{вых} = \left(J - I_{вых} \frac{R}{r} \right) \cdot t^*. \quad (2.23)$$

Отже

$$I_{вих} = J \frac{t^*}{1 + \frac{R}{r} t^*}, \quad (2.24)$$

або у відносних одиницях

$$I_{вих}^* = \frac{t^*}{1 + R^* t^*}, \quad (2.25)$$

де $I_{вих}^* = I_{вих} / J$; $R^* = \frac{R}{r}$ - відносний опір навантаження.

Регулювальна характеристика (2.25) є загальним випадком. Якщо джерело струму є ідеальним ($r = \infty$; $R^* = 0$), отримаємо окремий випадок, представлений в табл. 1.1.

Схема ІРС-2

Схема ІРС-2 (рис. 2.9) відрізняється від схеми, представленої на рис. (1.9), наявністю внутрішнього опору в джерелі струму J .

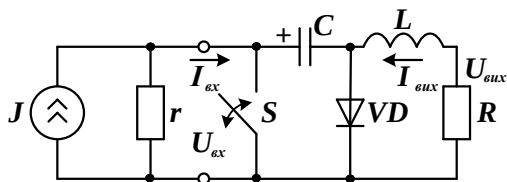


Рис. 2.9. ІРС-2 з урахуванням внутрішнього опору джерела

Відповідно до табл. 1.1, вихідний струм цієї схеми

$$I_{вих} = I_{вх}(t_p) \cdot \frac{t^*}{1 - t^*}. \quad (2.26)$$

Враховуючи, що $U_{вх}(t_p) = U_c$, відповідно до (2.22)

$$I_{\text{вих}} = [J - U_C / r] \cdot \frac{t^*}{1 - t^*}, \quad (2.27)$$

де $t^* = t_p / T$.

Оскільки вихідна напруга $U_{\text{вих}} = I_{\text{вих}} R = U_C (1 - t^*)$, то (2.27) приймає вигляд

$$I_{\text{вих}} = \left[J - I_{\text{вих}} \frac{R}{r(1 - t^*)} \right] \cdot \frac{t^*}{1 - t^*},$$

звідки

$$I_{\text{вих}} = J \frac{t^* (1 - t^*)}{(1 - t^*)^2 + R^* t^*}, \quad (2.28)$$

або у відносних одиницях

$$I^*_{\text{вих}} = \frac{t^* (1 - t^*)}{(1 - t^*)^2 + R^* t^*}. \quad (2.29)$$

Якщо $r \rightarrow \infty$, $R^* \rightarrow 0$, отримаємо окремий випадок, представлений в табл. 1.1. До табл. 2.2. зведено базові схеми ІР напруги та струму та їх регульовальні характеристики, з урахуванням внутрішнього опору джерела електроживлення.

Таблиця 2.2.

Базові схеми ІР напруги та струму та їх регульовальні характеристики

Схе- -ма	ІРН	Регульовальна характеристи- ка	ІРС	Регульовальна характеристи- ка
1		$U^* = \frac{t^*}{1 + r^* t^*}$ $t^* = t_3 / T$		$I^* = \frac{t^*}{1 + R^* t^*}$ $t^* = t_p / T$
2		$U^* = \frac{t^* (1 - t^*)}{(1 - t^*)^2 + r^* t^*}$ $t^* = t_3 / T$		$I^* = \frac{t^* (1 - t^*)}{(1 - t^*)^2 + R^* t^*}$ $t^* = t_p / T$

Регулювальні характеристики, представлені в табл. 2.2, ілюструють той факт, що відповідні схеми IPH та IPC є дуальними.

Як відомо, для переходу до дуальної схеми здійснюється взаємозаміна елементів $E \leftrightarrow J$; $L \leftrightarrow C$; $R \leftrightarrow G$. Тому в наведених формулах параметр відносний опір навантаження $R^* = R/r$ є еквівалентним відноській провідності джерела струму $g^* = g/G$.

2.2. Аналіз регулювальних характеристик імпульсних регуляторів напруги та струму

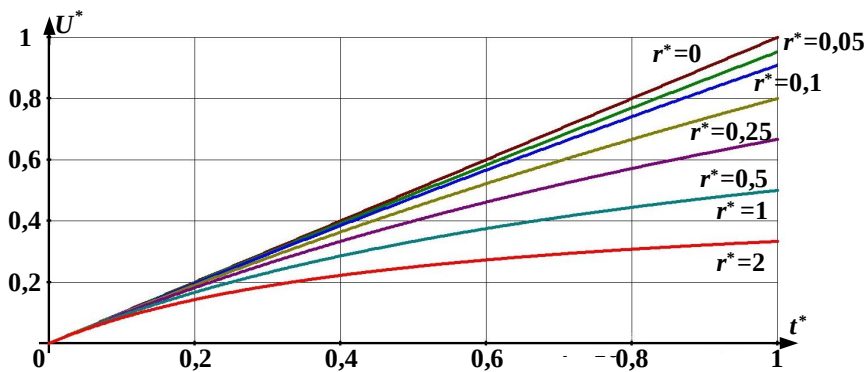
Вихідна напруга IPH та вихідний струм IPC, що живляться від ідеального джерела, залежать лише від регульованого параметра – відносного часу t^* (табл. 1.1). Отже, регулювальна характеристика таких пристроїв є функцією однієї змінної і може бути представлена у вигляді відповідного графіка (рис. 1.12). В той же час, регулювальні характеристики IP, що живляться від реальних джерел, є функцією двох змінних (табл. 2.2). Тому регулювальну характеристику такого регулятора уже не можна представити у вигляді одного графіка. Властивості подібних пристроїв описує *сімейство* характеристик. Формули, представлені в табл. 2.2, дають можливість побудувати два сімейства характеристик для відповідного IP:

1) регулювальні характеристики $U^* = f(t^*)$, або $I^* = f(t^*)$, які визначають для декількох фіксованих значень опору r^* , або R^* ;

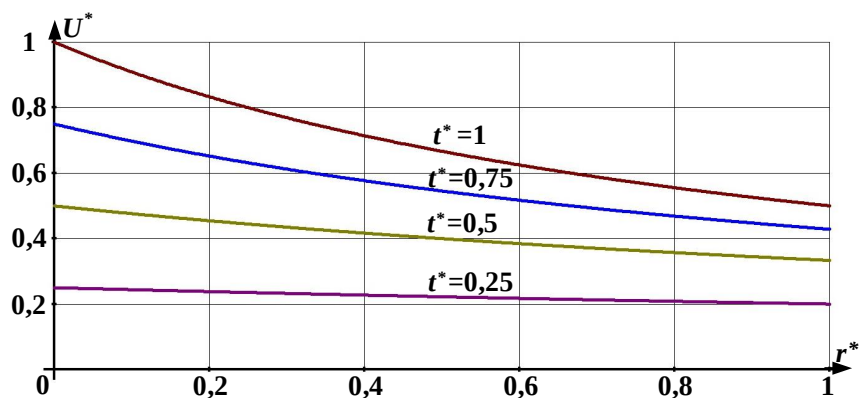
2) навантажувальні характеристики $U^* = f(r^*)$, або $I^* = f(R^*)$, які визначають для декількох фіксованих значень параметра t^* .

На рис. 2.10 та 2.11 представлено графіки сімейств вихідних характеристик для базових схем IPH.

Рис. 2.10а та 2.11а ілюструють регулювальні характеристики, а рис. 2.10 б а та 2.11 б – навантажувальні.

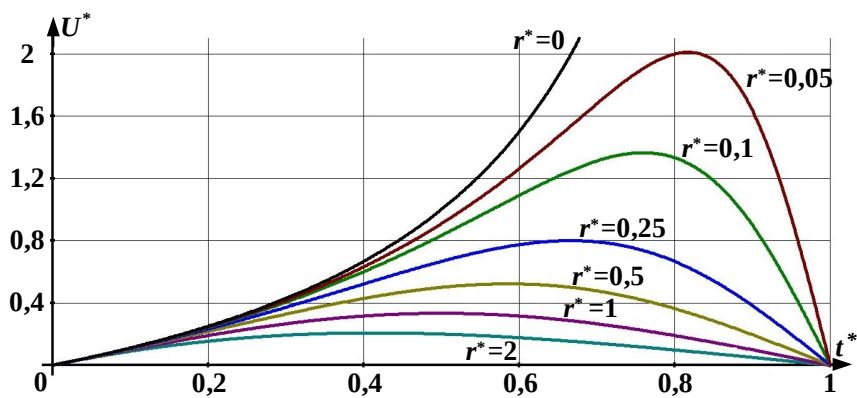


а)

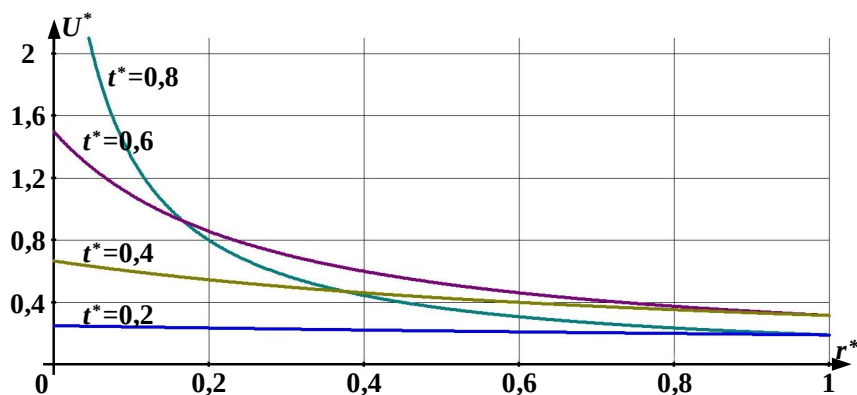


б)

Рис. 2.10 Регулювальні та навантажувальні характеристик для ІРН-1



а)



б)

Рис. 2.11 Регулювальні та навантажувальні характеристики для ІРН-2

Оскільки схеми ІРН та ІРС є дуальними, їх відповідні характеристики, представлені у відносних одиницях співпадатимуть.

Проаналізуємо одержані характеристики ІР напруги. Для ІР струму аналіз та висновки будуть аналогічними.

Навантажувальні характеристики

Вихідна напруга ідеального джерела ($r^* = 0$) не залежить від опору навантаження і залишається постійною. Вихідна напруга реальних джерел зі збільшенням r^* зменшуватиметься, внаслідок падіння частини вхідної напруги на внутрішньому опорі джерела живлення. Графіки побудовано для випадку, коли параметр r^* змінюється в діапазоні $(0 \dots 1)$. Випадок $r^*=0$ відповідає ідеальному джерелу напруги, а $r^* = 1$, тобто $r = R$ – джерелу потужності. Чим більше значення приймає параметр r^* , тим більшими будуть відносні втрати напруги на внутрішньому опорі джерела. Це підтверджують формули, представлені в табл. 2.2. Зменшення вихідної напруги залежатиме також від параметра t^* . Зі зменшенням t^* вплив опору r^* на вихідну напругу зменшуватиметься і навантажувальна характеристика стає більш жорсткою. Це пов'язано з тим, що зі зменшенням відносного часу t^* , відносні втрати на внутрішньому опорі джерела живлення зменшуватимуться, що наочно ілюструють графіки характеристик, представлених на рис. 2.10 б та 2.11 б.

Регулювальні характеристики

У схемі ІРН-1 зі збільшенням r^* зменшуватиметься вихідна напруга джерела живлення, тобто вхідна напруга регулятора $U_{вх}$. Пропорційно до неї зменшуватиметься і його вихідна напруга $U_{вих} = U_{вх} t^*$. Регулювальна характеристика залишатиметься зростаючою, однак зі збільшенням r^* швидкість наростання зменшуватиметься (рис. 2.10 а). Максимального значення вихідна напруга досягатиме за умови, що $t^* = 1$. Крім випадку ($r^* = 0$), регулювальні характеристики стають нелінійним. Якщо джерело напруги ІРН-2 має необмежену потужність ($r^* = 0$), зі збільшенням $t^* \rightarrow 1$, кількість накопиченої в індуктивності L енергії зростатиме. Оскільки зростання струму в індуктивності нічим не обмежується, вихідна напруга регулятора також необмежено зростатиме. Якщо ж $r^* > 0$, зі зміною $t^* > 0$ вихідна напруга

спочатку зростатиме від нуля до певної величини $U_{вих.мах}$, а потім поступово спадатиме до нуля. Чим меншим є r^* , тим більшою буде напруга $U_{вих.мах}$ (рис. 2.11. а).

На відміну від ідеальних джерел, які є джерелами необмеженої потужності, реальні джерела мають режим роботи, у якому від джерела електричної енергії до навантаження може бути передана максимально можлива потужність. Така робоча точка джерела називається його точкою максимальної потужності (ТМП). Джерело перебуватиме в цій робочій точці за умови, що опір його навантаження дорівнює вихідному опору джерела. Аналіз одержаних регулювальних характеристик ІР показує, що за певних значень параметра t^* вихідна напруга, а отже і вихідна потужність, досягає максимального значення. Очевидно, що не в усіх зазначених випадках одержана максимальна потужність у навантаженні відповідатиме максимально можливій вихідній потужності джерела. Проаналізуємо умови, за яких від джерела до навантаження імпульсного регулятора передаватиметься максимально можлива потужність.

2.3. Умови передавання максимальної потужності від джерела живлення до навантаження імпульсного регулятора

Для передавання від джерела електричної енергії до навантаження максимальної кількості енергії, необхідно забезпечити виконання двох умов

1) робоча точка джерела має перебувати в його точці максимальної потужності;

2) енергія від джерела повинна відбиратись *безперервно*.

Аналіз схеми ІР-1 (табл. 2.2) показує, що у випадку роботи джерела живлення в ТМП, друга умова для неї буде виконана лише у режимі роботи з $t^* = 1$. Отже, передавання максимально можливої потужності до навантаження

можливе за умови, що $t^* = 1$, а $r^* = 1$, тобто лише за певного значення опору навантаження $R = r$. Тому, у такому вигляді (табл. 2.2), розглянуті схеми не можуть бути використані для забезпечення передавання від джерела до навантаження максимальної потужності у випадку змін опору навантаження R . Для забезпечення такої можливості, на вході ІР напруги необхідно ввімкнути конденсатор C_o . При достатній величині його ємності струм I_{ex} , що споживається від джерела, стає безперервним. Отже, у випадку роботи джерела в ТМП, від нього до навантаження буде передаватись максимально можлива потужність. Проаналізуємо як при цьому зміняться регульовальні характеристики розглянутих схем.

Схема ІРН-1

Тепер схема ІРН-1 матиме вигляд, представлений на рис. 2.12. За наявності конденсатора C_o , внаслідок перерозподілу струмів, змінюється співвідношення між струмом джерела I_{ex} та індуктивності I_L

$$I_{ex} = I_L \cdot t^*, \quad (2.30)$$

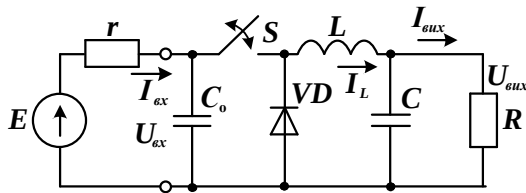


Рис. 2.12 Підключення накопичувального конденсатора C_o на вході ІРН-1

За рахунок цього зміниться вхідна напруга ІР

$$U_{ex} = E - I_{ex}r = E - I_L r t^* = E - I_{вих} r t^* = E - U_{вих} r^* t^*. \quad (2.31)$$

Оскільки відповідно до табл. 2.2, $U_{вих} = U_{ex} t^*$, отримаємо

$$U_{вих} = (E - U_{вих} r^* t^*) t^* = E t^* - U_{вих} r^* t^{*2},$$

звідки

$$U_{\text{вих}}^* = E \frac{t^*}{1 + r^* t^{*2}}, \quad (2.32)$$

або у відносних одиницях

$$U_{\text{вих}}^* = \frac{t^*}{1 + r^* t^{*2}}. \quad (2.33)$$

Якщо продиференціювати (2.33), можна визначити умову, за якої від джерела живлення відбиратиметься максимальна потужність при заданій величині r^*

$$\frac{dU_{\text{вих}}^*}{dt^*} = t^* \cdot 2t^* r^* - 1 - r^* t^{*2} = 0,$$

звідки

$$t^* = t_{\text{МП}}^* = \sqrt{1/r^*}. \quad (2.34)$$

Враховуючи, що $t^* = (0 \dots 1)$, приходимо до висновку, що схема ІР (рис. 2.12) дає можливість відбирати від джерела напруги максимальну потужність лише за умови, що $r^* \geq 1$, тобто коли опір навантаження ІР R є меншим від внутрішнього опору джерела r .

В табл. 2.3 представлено розраховані чисельні значення параметра $t_{\text{МП}}^*$ для різних значень відносного внутрішнього опору джерела r^* .

Таблиця 2.3

Чисельні значення параметра $t_{\text{МП}}^*$ для різних значень r^*

r^*	1	1,5	2	3	5	7,5	10	20
$t_{\text{МП}}^*$	1	0,82	0,71	0,57	0,45	0,36	0,32	0,22

На рис. 2.13 представлено графіки *регулювальних* та *навантажувальних* характеристик ІР (рис. 2.12).

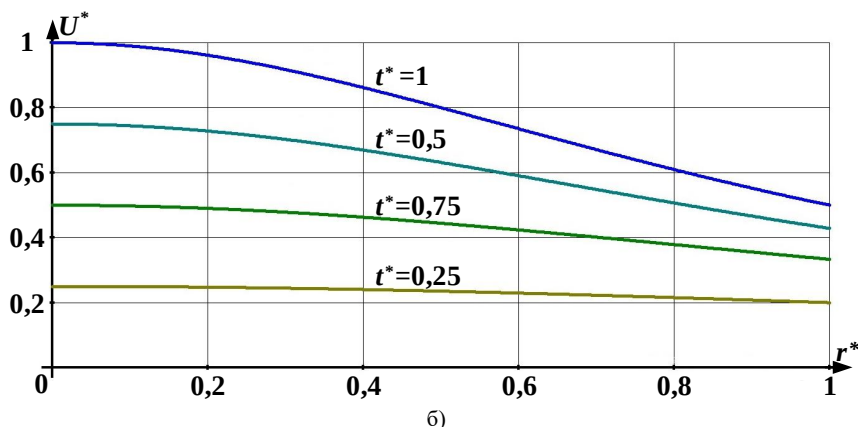
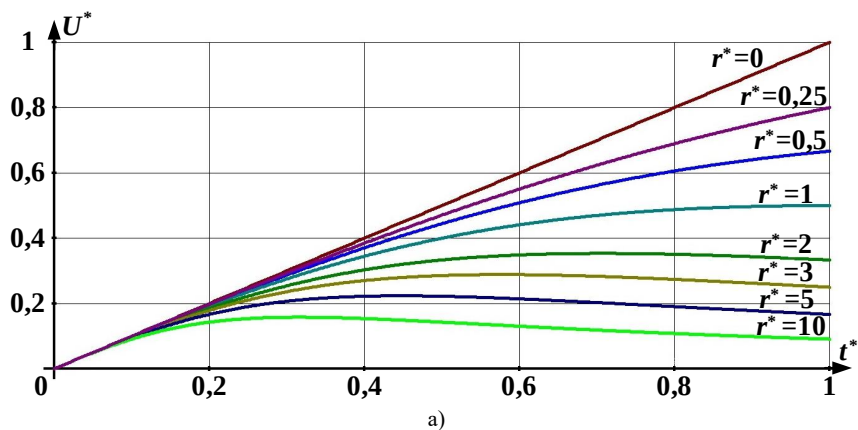


Рис. 2.13. Регулювальні та навантажувальні характеристики ІРН-1, за наявності C_0

Регулювальні характеристики (рис. 2.13 а) підтверджують дані, наведені в табл.2.3. Відповідно до (2.33), зі зменшенням t^* вплив опору r^* на вихідну напругу регулятора значно зменшується у порівнянні з базовою схемою (табл. 2.2). Завдяки цьому навантажувальні характеристики стають більш жорсткими, що підтверджують графіки на рис. 2.13 б.

Таким чином, схема *ІРН-1* може бути застосована для відбирання від джерела напруги максимальної потужності лише за двох умов

- 1) на вході ІР встановлено накопичувальну ємність C_o ;
- 2) опір навантаження ІР має бути меншим, від внутрішнього опору джерела напруги, тобто $r^* \geq 1$.

Схема ІРН-2

Після підключення ємності C_o , схема регулятора матиме такий вигляд (рис.2.14).

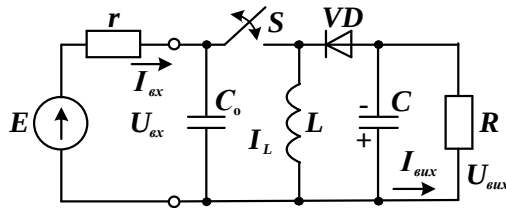


Рис. 2.14 Підключення накопичувального конденсатора C_o на вході ІРН-2

Неважко показати, що з урахуванням (2.30), формула (2.17) матиме наступний вигляд

$$U_{вих}^* = \frac{t^*(1-t^*)}{(1-t^*)^2 + r^*t^{*2}}. \quad (2.35)$$

Визначимо умови, за яких від джерела до навантаження передаватиметься максимальна потужність. Якщо джерело напруги E з лінійним внутрішнім опором r працює в ТМП, його вихідна напруга та вихідний струм (вхідні напруга та струм ІР) дорівнюватимуть

$$U_{сх} = E / 2; \quad I_{сх} = E / 2r. \quad (2.36)$$

Відповідно до табл. 1.1, вхідні та вихідні параметри схеми ІРН-2 пов'язані між собою співвідношенням

$$U_{\text{внх}} = U_{\text{вх}} \frac{t^*}{1-t^*}; \quad I_{\text{внх}} = I_{\text{вх}} \frac{(1-t^*)}{t^*}.$$

З урахуванням (2.36) отримаємо

$$U_{\text{внх}} = \frac{E}{2} \cdot \frac{t^*}{1-t^*}; \quad I_{\text{внх}} = \frac{E}{2r} \cdot \frac{(1-t^*)}{t^*}. \quad (2.37)$$

З іншого боку, $U_{\text{внх}} = I_{\text{внх}} R$, тобто

$$U_{\text{внх}} = \frac{E}{2} \cdot \frac{R}{r} \cdot \frac{(1-t^*)}{t^*} = \frac{E}{2r^*} \cdot \frac{(1-t^*)}{t^*}. \quad (2.38)$$

Прирівнюючи (2.37) та (2.38) отримаємо

$$\frac{E}{2} \cdot \frac{t^*}{1-t^*} = \frac{E}{2} \cdot \frac{1}{r^*} \cdot \frac{(1-t^*)}{t^*}, \text{ або } t^{*2} r^* = (1-t^*)^2.$$

Отже, параметр $t_{\text{МП}}^*$ може бути визначений шляхом рішення наступного квадратного рівняння

$$t^{*2}(r^* - 1) + 2t^* - 1 = 0. \quad (2.39)$$

Це рівняння має два корені

$$t_1^* = \frac{\sqrt{r^*} - 1}{r^* - 1}; \quad t_2^* = \frac{1 + \sqrt{r^*}}{1 - r^*}.$$

Враховуючи фізичний смисл параметра t^* приходимо до висновку, що дійсним буде корінь t_1^* , тобто

$$t_{\text{МП}}^* = \frac{\sqrt{r^*} - 1}{r^* - 1}. \quad (2.40)$$

В табл. 2.4 та 2.5 наведено розраховані чисельні значення параметра $t_{\text{МП}}^*$ для різних значень відносного опору r^* .

Таблиця 2.4
Чисельні значення параметра $t_{\text{МП}}^*$ для випадку $r^* \leq 1$

r^*		0,05	0,1	0,25	0,5	0,75	1
$t_{\text{МП}}^*$		0,84	0,77	0,67	0,58	0,56	0,5

Таблиця 2.5

Чисельні значення параметра $t_{МП}^*$ для випадку $r^* \geq 1$

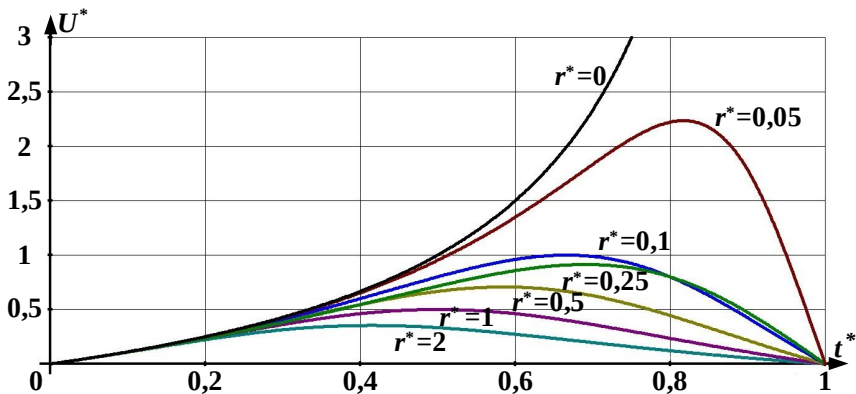
r^*	1	1,5	2	3	5	7,5	10	20
$t_{МП}^*$	0,5	0,46	0,41	0,37	0,31	0,27	0,24	0,19

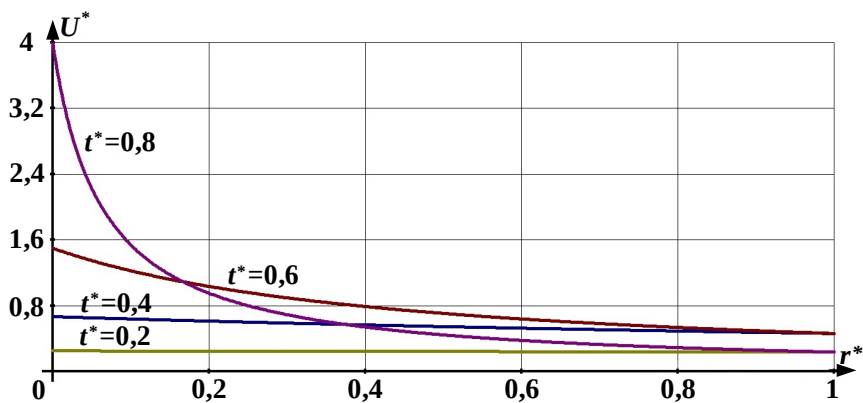
Чисельне значення для випадку $r^* = 1$ отримано шляхом розкриття невизначеності виду $0/0$.

На рис. 2.15 представлено регулювальні характеристики схеми для різних значень відносного опору r^* , які підтверджують дані, наведені в табл. 2.4 та 2.5.

Таким чином, якщо на вході схеми ІРН-2 встановлено накопичувальну ємність C_o достатньої величини, ця схема, на відміну від ІРН-1, може забезпечити відбирання максимальної потужності від джерела напруги, теоретично, за будь якої величини опору навантаження ІР.

Враховуючи те, що схеми ІРН та ІРС є дуальними, можна стверджувати, що усе викладене вище стосується і імпульсних регуляторів струму. Зокрема в схемі ІРС-1 (табл. 2.2.) відбір енергії від джерела струму також здійснюється дискретними порціями. Тому максимальна потужність від джерела до навантаження буде передаватись в режимі з $t^* = 1$ за умови, що $R^* = 1$.





б)

Рис. 2.15. Регулювальні та навантажувальні характеристики IPH-2 за наявності конденсатора C_o

Щоб забезпечити можливість безперервного відбору енергії від джерела струму в схемі ІРС необхідно ввести додаткову накопичувальну індуктивність L_o (рис. 2.16 та 2.17).

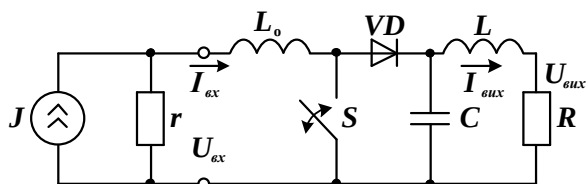


Рис. 2.16 Підключення накопичувальної індуктивності L_o на вході ІРС-1

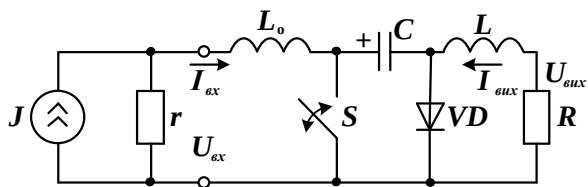
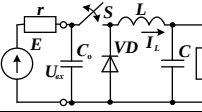
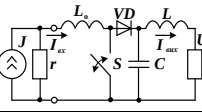
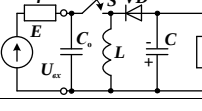
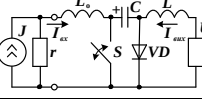


Рис. 2.17 Підключення накопичувальної індуктивності L_o на вході ІРС-2

При достатній величині цієї індуктивності напруга на вході ІР стає безперервною. Завдяки цьому є можливість відбирання максимальної потужності від джерела при різних значеннях опору навантаження R . За наявності L_o змінюються регулювальні характеристики цих схем. Оскільки для ІРС аналогом параметра r^* є параметр R^* , можна стверджувати, що схема ІРС-1 може бути використана для відбирання від джерела струму максимальної потужності лише за умови, що $R^* \geq 1$, тобто якщо опір навантаження ІР R є більшим від внутрішнього опору джерела r . Схема ІРС-2, аналогічно до ІРН-2, може бути використана для відбирання від джерела максимальної потужності теоретично, за будь-якого значення опору навантаження регулятора R .

До табл. 2.6 зведено формули регулювальних характеристик ІР для випадку, коли на їх вході встановлено накопичувальну ємність C_o (індуктивність L_o).

Таблиця 2.6
Регулювальні характеристики базових схем за наявності накопичувальної ємності C_o (індуктивності L_o)

Схе- ма	ІРН	Регулювальна характеристи -ка	ІРС	Регулювальна характеристи ка
1мп		$U^* = \frac{t^*}{1 + r^* t^{*2}}$ $t^* = t_3 / T$		$I^* = \frac{t^*}{1 + R^* t^{*2}}$ $t^* = t_p / T$
2мп		$U^* = \frac{t^*(1-t^*)}{(1-t^*)^2 + r^* t^{*2}}$ $t^* = t_3 / T$		$I^* = \frac{t^*(1-t^*)}{(1-t^*)^2 + R^* t^{*2}}$ $t^* = t_p / T$

Порівняння регулювальних характеристик, представлених в табл. 2.2 та 2.6 показує, що вони відрізняються лише ступенем параметра t^* в знаменнику (t^* і t^{*2}). Однак ця відмінність суттєво впливає на властивості регуляторів. Для

порівняння, на рис. 2.18 наведено регулювальні характеристики схеми ІРН-1 для випадків наявності та відсутності накопичувальної ємності C_o на вході регулятора, для різних значень відносного опору r^* .

З урахуванням аналізу одержаних результатів можна дати такі рекомендації.

Якщо джерело живлення працює в режимі джерела напруги ($r^* \leq 0,1$), для регулювання напруги на навантаженні R доцільно використовувати схеми ІРН (табл. 2.2). Якщо джерело живлення працює в режимі джерела струму ($R^* \leq 0,1$), для регулювання вихідного струму на навантаженні доцільно використовувати схеми ІРС (табл. 2.2).

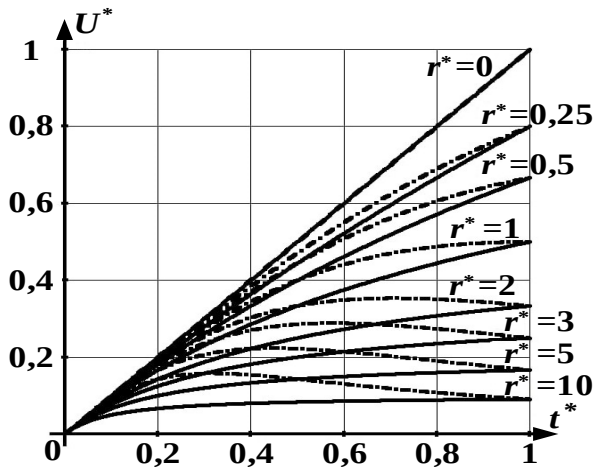


Рис. 2.18. Регулювальні характеристики ІРН-1 за наявності (пунктирна лінія) та відсутності (суцільна лінія) конденсатора C_o

У випадках, коли джерело живлення використовують в широкому діапазоні зміни опору навантаження ($0,1 \leq r^* \leq 0,9$) (режим джерела потужності), для регулювання вихідної потужності на навантаженні можуть бути використані схеми ІРН та ІРС як з табл. 2.2, так і з табл. 2.6.

Якщо ж поставлена задача відбирання максимальної потужності від джерела живлення, з цією метою можуть бути використані лише схеми ІР, представлені в табл. 2.6. Оскільки при використанні нетрадиційних та відновлювальних джерел електричної енергії дуже часто виникає саме ця задача, далі більш детально аналізуватимемо схеми ІР, представлені в табл. 2.6.

2.4. Моделювання джерел електричної енергії, при визначенні регулювальних характеристик імпульсних регуляторів

У першому розділі було отримано регулювальні характеристики базових схем ІР для випадку, коли у процесі регулювання вхідна напруга (струм) регулятора вважались незмінними. За таких умов припускають, що джерело електричної енергії є джерелом напруги (струму) (ідеальними). В реальних випадках вхідною напругою для регулятора є вихідна напруга його джерела електроживлення. Внаслідок наявності внутрішнього опору, із зміною опору навантаження джерела, будуть змінюватись як його вихідна напруга, так і вихідний струм. Якщо на вході регулятора встановлено накопичувальну ємність (індуктивність), забезпечується безперервний відбір енергії від джерела. Завдяки цьому з'являється можливість відбору від джерела максимальної потужності при різних значеннях опору навантаження регулятора. Порівняння результатів, представлених в табл. 1.1; 2.2 та 2.6 свідчить про те, що джерело живлення є невід'ємною складовою схем ІР, і суттєво впливає на їх регулювальні характеристики. Проаналізуємо більш детально залежність регулювальних характеристик регулятора від типу його джерела живлення, а також параметрів та характеристик цього джерела.

Ідеальні джерело напруги E та струму J принципово відрізняються між собою. Їх вихідні характеристики є взаємно - перпендикулярними і пересікаються лише в одній точці 0 з координатами $(E ; J)$. Тому, по

відношенню до зовнішнього кола, джерело напруги E може бути замінене джерелом струму J лише за умови, що опір навантаження $R = E/J$, тобто коли його ВАХ проходить через точку 0 (рис. 2.19).

Потужність таких джерел є необмеженою. Внаслідок цього вихідна характеристика джерела напруги не пересікає вісь струмів, а джерела струму - вісь напруги. Тому, при роботі з джерелом напруги, використовують ІР з послідовним, а з джерелом струму - з паралельним вмиканням ключа S .

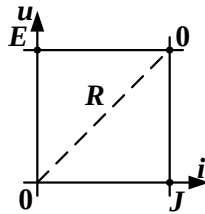


Рис. 2.19 Вихідні характеристики джерела напруги та струму

Внаслідок наявності внутрішнього опору r , вихідна потужність реальних джерел є обмеженою. Від джерела напруги може бути одержаний максимальний струм $I_{кз} = E/r$, а джерело струму може видати максимальну напругу $U_{хх} = J \cdot r$.

Зі зміною опору навантаження джерела буде змінюватись як його вихідна напруга, так і вихідний струм. Взаємозв'язок вихідної напруги та струму джерела описує його вихідна (навантажувальна) характеристика $U_{вих} = f(I_{вих})$ або $I_{вих} = f(U_{вих})$.

Вихідна характеристика реальних джерел пересікає вісь напруги у точці $E = U_{хх}$, а вісь струмів – у точці $J = I_{кз}$ (рис. 2.20). Тому, по відношенню до зовнішнього кола, реальне джерело електричної енергії може бути представлене як у вигляді джерела напруги E , так і джерела струму J , з відповідним внутрішнім опором r .

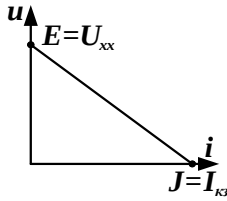


Рис. 2.20. Вихідна характеристика реальних джерел

Якщо цей опір є *лінійний*, вихідна характеристика джерела (рис. 2.20) може бути змодельована як джерелом напруги E , так і джерелом струму J . При цьому лише необхідно забезпечити виконання умови: $E = J \cdot r$; $J = E/r$, тобто при лінійній вихідній характеристиці джерела (рис. 2.20), внутрішні опори джерела напруги та струму співпадають. За таких умов процеси в навантаженні цих джерел не відрізнятимуться.

Якщо ж нас цікавлять процеси у самому джерелі електричної енергії, то при однаковій вихідній характеристиці, процеси в джерелах напруги та струму суттєво відрізнятимуться. Зокрема, у режимах близьких до режиму короткого замикання, ККД джерела напруги $\eta \rightarrow 0$, а джерела струму $\eta \rightarrow 1$. І навпаки, у режимах близьких до режиму холостого ходу, ККД джерела напруги $\eta \rightarrow 1$, а джерела струму – $\eta \rightarrow 0$.

Оскільки у випадку, що аналізуємо, роль навантаження джерела виконує ІР, по відношенню до нього будь-яке реальне джерело можна розглядати і як джерело напруги, так і джерело струму. Тому, при живленні від реальних джерел, у загальному випадку можна використовувати ІР як з послідовним, так і паралельним вмиканням ключа S . Якщо реально зовнішнє джерело електричної енергії є джерелом напруги, з точки зору ККД джерела схема з послідовним вмиканням ключа буде більш ефективною, ніж з паралельним. Так, у випадку $t^* = 1$, ККД обох схем є однаковим і дорівнює $\eta = R / (R + r)$.

Зі зменшенням $t^* < 1$ втрати на внутрішньому опорі джерела напруги, у схемі з послідовним ключем зменшуватимуться, а в схемі з паралельним - зростатимуть. Якщо ж реальне джерело є джерелом струму, при $t^* = 1$ ККД обох схем також буде однаковим і дорівнюватиме $\eta = R / (R + r)$.

Зі зменшенням $t^* < 1$ втрати на внутрішньому опорі джерела у схемі з паралельним ключем зменшуватимуться, а у схемі з послідовним ключем - зростатимуть. Тому, при дослідженні процесів у навантажені джерела, його доцільно розглядати як джерело електричної енергії із заданою вихідною характеристикою $U_{\text{вих}} = f(I_{\text{вих}})$.

У випадку, коли на виході джерела підключено імпульсний регулятор, навантаженням для джерела буде *еквівалентний вхідний опір* регулятора $R_{\text{не}}$, який є функцією $R_{\text{не}} = f(R_{\text{н}}; t^*)$. Саме $R_{\text{не}}$ визначатиме робочу точку на вихідній характеристиці джерела. У зв'язку із цим не доцільно окремо виділяти IP напруги та IP струму, оскільки будь-який IP, у випадку живлення від реальних джерел, одночасно є як регулятором напруги, так і струму, причому, відповідно до табл.1.1, їх коефіцієнти передавання напруги та струму є взаємно оберненими величинами ($k^U \cdot k^I = 1$).

Ці коефіцієнти не залежать від типу джерела живлення, а є функцією *схеми* імпульсного регулятора. В той же час, при визначенні регулювальних характеристик регулятора, обов'язково необхідно враховувати вихідну характеристику джерела, оскільки робоча точка на ній визначатиме вхідну напругу регулятора, а сама робоча точка залежатиме від його вихідного струму.

Розглянемо методику визначення регулювальних характеристик IP, побудовану на основі використання вихідної характеристики його джерела електроживлення.

2.5. Методика визначення регулювальних характеристик регуляторів з використанням вихідної характеристики джерела живлення

Вихідна характеристика джерела з лінійним внутрішнім опором r (рис. 2.20) описується формулами

$$U = U_{xx} - I \cdot r; \quad I = I_{K3} - U/r. \quad (2.41)$$

Регулювальні характеристики, наведені в табл. 2.2 та 2.6, для зручності використання представлено у нормованому вигляді. Пронормуємо вихідні характеристики джерела (2.41). Для цього першу формулу розділимо на напругу холостого ходу джерела U_{xx} , а другу - на його струм короткого замикання I_{K3} .

Тоді відносна вихідна напруга джерела $U^* = U/U_{xx}$ буде дорівнювати

$$U^* = 1 - \frac{I \cdot r}{U_{xx}} = 1 - \frac{I}{I_{K3}} = 1 - I^*, \quad (2.42)$$

а відносний вихідний струм $I^* = I/I_{K3}$ дорівнюватиме

$$I^* = 1 - \frac{U}{r \cdot I_{K3}} = 1 - \frac{U}{U_{xx}} = 1 - U^*. \quad (2.43)$$

Графік вихідної характеристики джерела (рис. 2.20) у нормованому вигляді представлено на рис. 2.21.

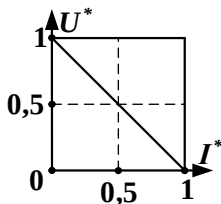


Рис. 2.21 Нормована вихідна характеристика джерела з лінійним внутрішнім опором

Проаналізуємо регулювальні характеристики ІР з послідовним ключем S (рис. 2.22), вважаючи, що його підключено до джерела живлення з вихідною характеристикою, представленою на рис. 2.21.

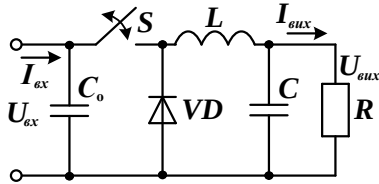


Рис. 2.22. Схема ІР з послідовним ключем

Оскільки вихідні напруга та струм джерела є вхідною напругою та струмом регулятора ($U = U_{вх}$; $I = I_{вх}$), відповідно до (2.42) для ІР можемо записати, що

$$U_{вх}^* = 1 - I_{вх}^*. \quad (2.44)$$

З іншого боку, відповідно до табл. 1.1 вхідну напругу ІР можемо виразити через вихідну

$$U_{вх}^* = U_{вих}^* / t^*.$$

Отже

$$1 - I_{вх}^* = U_{вих}^* / t^*. \quad (2.45)$$

Вхідний та вихідний струм регулятора, відповідно до табл. 1.1, пов'язані співвідношенням

$$I_{вх}^* = I_{вих}^* t^*.$$

Вихідний струм регулятора можна виразити через його вихідну напругу

$$I_{вих}^* = U_{вих}^* / R^*. \quad (2.46)$$

Після підстановки в (2.45) отримаємо

$$U_{вих}^* / t^* = 1 - \frac{U_{вих}^* t^*}{R^*}, \quad (2.47)$$

звідки регульовальна характеристика по вихідній напрузі приймає вигляд

$$U_{вих}^* = \frac{t^*}{1 + r^* t^{*2}}, \quad (2.48)$$

яка співпадає з характеристикою, наведеною у табл.2.6.

Як зазначалося, будь-який ІР одночасно є регулятором вихідної напруги та струму. Враховуючи, що вихідний струм регулятора $I_{вих}^* = U_{вих}^* / R^*$, з (2.48) отримаємо регульовальну характеристику схеми (рис. 2.22) по вихідному струму

$$I_{вих}^* = U_{вих}^* / R^* = \frac{t^*}{R^* (1 + r^* t^{*2})} = \frac{t^*}{R^* + t^{*2}}. \quad (2.49)$$

Проаналізуємо регульовальні характеристики схеми з паралельним ключем S (рис. 2.23).

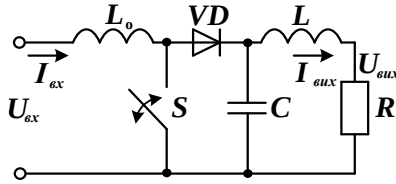


Рис. 2.23 Схема ІР з паралельним ключем

Вхідна напруга регулятора, відповідно до (2.44)

$$U_{вх}^* = 1 - I_{вх}^*.$$

З іншого боку, відповідно до табл. 1.1

$$U_{вх} = U_{вих}^* t^*.$$

Отже

$$1 - I_{вх}^* = U_{вих}^* t^*. \quad (2.50)$$

Виразимо вхідний струм через вихідну напругу

$$I_{вх}^* = I_{вих}^* / t^* = U_{вих}^* / R^* t^*.$$

Отже

$$1 - U_{вих}^* / t^* R^* = U_{вих}^* t^*, \quad (2.51)$$

звідки регулювальна характеристика по вихідній напрузі

$$U_{вих}^* = \frac{t^* R^*}{1 + t^{*2} R^*} = \frac{t^* R^*}{R(1/R^* + t^{*2})} = \frac{t^*}{r^* + t^{*2}}. \quad (2.52)$$

Тоді регулювальна характеристика по вихідному струму

$$I_{вих}^* = U_{вих}^* / R^* = \frac{t^*}{R^*(r^* + t^{*2})} = \frac{t^*}{1 + R^* t^{*2}}. \quad (2.53)$$

Як зазначалося, проаналізовані схеми ІР (рис. 2.22 та рис. 2.23) є дуальними. Одержані регулювальні характеристики підтверджують цей факт. З урахуванням дуальності параметрів R^* та r^* , регулювальна характеристика по напрузі першої схеми співпадає з регулювальною характеристикою по струму другої і навпаки.

Аналогічні результати було отримано і для двох інших схем з табл. 2.6, які також є дуальними.

У табл. 2.7 представлено формули регулювальних характеристик по струму та напрузі базових схем ІР для випадку їх живлення від джерела з лінійним внутрішнім опором.

Оскільки кожна з цих схем одночасно є регулятором струму та напруги, в їх назвах не використано позначення ІРН та ІРС. Замість цього введено позначення, які відображають спосіб підключення керованого ключа S відносно джерела живлення та навантаження

- S (series) - послідовне;
- P (parallel) - паралельне.

При подальшому аналізі будемо використовувати саме ці позначення базових схем.

Представлені в табл. 2.7 схеми є найбільш загальними варіантами схем ІР. Кожна з цих схем містить три реактивні елементи, які мають різне

призначення. Індуктивність L у схемах S - типу та ємність C у схемах P - типу виконують роль проміжного накопичувача енергії і забезпечують зв'язок джерела живлення з навантаженням.

Таблиця 2.7.

Регульовальні характеристики по струму та напрузі для базових систем ІР

Позначення	Схема	Вихідна напруга	Вихідний струм	t^*
1S		$U_{\text{вих}}^* = \frac{t^*}{1 + r^* t^{*2}}$	$I_{\text{вих}}^* = \frac{t^*}{R^* + t^{*2}}$	$\frac{t_3}{T}$
1P		$U^* = \frac{t^*}{r^* + t^{*2}}$	$I_{\text{вих}}^* = \frac{t^*}{1 + R^* t^{*2}}$	$\frac{t_P}{T}$
2S		$U_{\text{вих}}^* = \frac{t^*(1-t^*)}{(1-t^*)^2 + r^* t^{*2}}$	$I_{\text{вих}}^* = \frac{t^*(1-t^*)}{R^*(1-t^*)^2 + t^{*2}}$	$\frac{t_3}{T}$
2P		$U_{\text{вих}}^* = \frac{t^*(1-t^*)}{r^*(1-t^*)^2 + t^{*2}}$	$I_{\text{вих}}^* = \frac{t^*(1-t^*)}{(1-t^*)^2 + R^* t^{*2}}$	$\frac{t_P}{T}$

Принципова відмінність схем 1 та 2 полягає в тому, що в схемах 2 процеси відбирання енергії від джерела та передавання її до навантаження рознесені у часі. У схемах 1 ці процеси суміщені в часі. Крім того, у схемах 1 індуктивність L (ємність C) забезпечують безперервність вихідного струму (напруги).

Ємність C у схемах S типу та індуктивність L у схемах P - типу згладжують вихідну напругу (струм) регулятора. Крім того, у разі стрибкоподібних змін опору навантаження регулятора R , ці елементи

запобігають виникненню стрибків напруги (струму) у навантаженні відповідних схем. У цьому сенсі, за наявності на виході ІР ємності C , його можна розглядати як регулятор (джерело) напруги, а за наявності на виході індуктивності L - як регулятор (джерело) струму.

Ємність C_0 в схемах S типу та індуктивність L_0 у схемах P - типу забезпечують безперервне відбирання енергії від джерела живлення і дають можливість споживати від нього максимально можливу потужність. За відсутності цих елементів, параметр t^{*2} в знаменнику регулювальних характеристик (табл. 2.7) переходить у t^* . У цьому випадку максимальна потужність від джерела може бути відібрана лише при певному опорі навантаження ($R = r$), за умови, що в схемах 1 параметр $t^* = 1$, а у схемах 2, $t^* = 0,5$.

У загальному випадку тільки накопичувальні індуктивність L (ємність C) є обов'язковими елементами розглянутих схем. Інші реактивні елементи, залежно від області застосування, можуть бути і відсутніми.

На основі базових схем (табл. 2.7) можна одержати їх спрощені варіанти, які використовують за певних умов, з урахуванням вимог споживачів.

Так, за відсутності C_0 у схемі 1S отримаємо класичну схему ІР понижувального типу.

За відсутності індуктивності L у схемі 1P отримаємо ІР підвищувального типу.

За відсутності C_0 у схемі 2S отримаємо ІР інвертувального типу.

Ну а регулятор 2P, при підключенні на його виході ще однієї ємності, є відомою схемою Кука.

Усе це є наслідком того, що класичні схеми розглядались для випадку, коли джерело живлення вважалось джерелом напруги, внутрішній опір якого приймався рівним нулю. Зауважимо, що регулювальні характеристики, представлені в табл. 2.7, є дійсними для усіх зазначених схем.

Відповідно до одержаних регулювальних характеристик (рис. 2.13, 2.15 та 2.18), вихідна напруга регуляторів досягає максимального значення $U_{\max}^*$ за умови, що параметр $t^* = t_{МП}^*$. Вихідна напруга $U_{вих}^* < U_{\max}^*$ може бути отримана при двох різних значеннях параметра t^* , одне з яких є більшим за $t_{МП}^*$, а інше - меншим. У таких випадках, при виборі діапазону регулювання параметра t^* доцільно враховувати коефіцієнт використання електричної енергії η джерела електроживлення.

Покажемо це на прикладі схем регуляторів типу 2S та 2P (табл. 2.7).

Якщо джерело електричної енергії є джерелом напруги, його коефіцієнт використання електричної енергії

$$\eta = \frac{P_{вих}}{P} = \frac{U_{вих} I_{вих}}{U_{хх} I_{вих}} = U^*. \quad (2.54)$$

Якщо ж джерело електричної енергії є джерелом струму

$$\eta = \frac{P_{вих}}{P} = \frac{U_{вих} I_{вих}}{U_{вих} I_{кз}} = I^*. \quad (2.55)$$

Отже, у випадку роботи джерела в ТМП, коефіцієнт використання електричної енергії для джерела напруги та струму є однаковим і $\eta = 0,5$. Якщо джерело живлення регулятора 2S є джерелом напруги, з урахуванням (2.54) залежність $\eta = f(t^*)$ матиме вигляд

$$\eta = U^* = U_{вх}^* = U_{вих}^* \frac{1-t^*}{t^*}. \quad (2.56)$$

Отже, зі збільшенням параметра t^* , η зменшуватиметься.

Тому, при живленні регулятора 2S від джерела напруги, параметр t^* доцільно змінювати в діапазоні $(0...t_{МП}^*)$.

Якщо ж джерело живлення є джерелом струму, залежність $\eta = f(t^*)$ для цієї ж схеми матиме вигляд

$$\eta = I^* = I_{ex}^* = I_{aux}^* \frac{t^*}{1-t^*}. \quad (2.57)$$

Отже, у випадку живлення регулятора 2S від джерела струму, параметр t^* доцільно регулювати в діапазоні $(t_{MI}^* \dots 1)$.

Враховуючи дуальність властивостей регуляторів типу 2S та 2P, робимо висновок, що для регулятора типу 2P рекомендації матимуть протилежний характер.

Аналіз наведених результатів, а також результатів аналізу регуляторів типу 1S та 1P, свідчить про те, що при виборі доцільного діапазону регулювання параметра t^* , необхідно враховувати два фактори:

- 1) тип джерела електричної енергії;
- 2) спосіб підключення керованого ключа S відносно джерела живлення та навантаження IP.

В табл. 2.8 наведено рекомендовані діапазони регулювання параметра t^* , у залежності від типу джерела живлення та способу підключення керованого ключа.

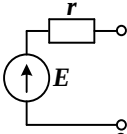
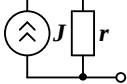
Фізичний смисл одержаних результатів полягає у наступному. Відповідно до (2.54), ККД джерела напруги зростатиме зі зменшенням його вихідного струму. У схемах S - типу з послідовним ключем вихідний струм джерела зменшуватиметься зі зменшенням $t^* = t_3/T$.

Отже, в таких випадках параметр t^* доцільно змінювати в діапазоні $(0 \dots t_{MI}^*)$. У схемах IP P - типу вихідний струм джерела зменшуватиметься зі збільшенням параметра $t^* = t_P/T$. Тому, у цьому випадку, його доцільно змінювати в діапазоні $(t_{MI}^* \dots 1)$.

Відповідно до (2.55), ККД джерела струму зростатиме зі збільшенням його вихідного струму. Отже, для IP з послідовним та паралельним вмиканням

ключа S , рекомендовані діапазони регулювання параметра t^* будуть протилежними (табл. 2.8).

Таблиця 2.8

Рекомендовані діапазони регулювання параметра t^*		
тип джерела / тип регулятора	S	P
	$0 \dots t_{МП}^*$	$t_{МП}^* \dots 1$
	$t_{МП} \dots 1$	$0 \dots t_{МП}$

Висновки до другого розділу

1. Тип джерела живлення та його параметри суттєво впливають на регульовальні характеристики та властивості імпульсних регуляторів.
2. Схеми імпульсних регуляторів забезпечують можливість відбирання максимальної потужності від джерела електроживлення лише за умови наявності на їх вході накопичувальної ємності C_0 (індуктивності L_0).
3. Відбирання максимальної потужності від джерела живлення регуляторами типу $1S$ та $1P$ можливе лише в певному діапазоні зміни опору навантаження регулятора R_H .
4. Відбирання максимальної потужності від джерела живлення регуляторами типу $2S$ та $2P$ теоретично можливе за будь-якої величини опору навантаження регулятора R_H .
5. При виборі доцільного діапазону регулювання параметра t^* необхідно враховувати тип джерела електроживлення то спосіб підключення керованого ключа S в імпульсному регуляторі.

РОЗДІЛ III. РЕГУЛЮВАЛЬНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ ІМПУЛЬСНИХ РЕГУЛЯТОРІВ, НА ВИХОДІ ЯКИХ ПІДКЛЮЧЕНО АКУМУЛЯТОР

У випадку використання нетрадиційних та відновлювальних джерел електричної енергії, від них прагнуть отримати максимально можливу вихідну потужність. Як відомо, такий режим роботи джерела може бути забезпечений лише тоді, коли його вихідний опір r співпадає з опором навантаження R . Якщо ж $R \neq r$, для забезпечення можливості відбирання від джерела максимальної потужності, між джерелом та навантаженням вмикають імпульсний регулятор, який узгоджує опір навантаження з вихідним опором джерела.

Досить часто кількість енергії, що надходить від нетрадиційних та відновлюваних джерел, залежить від зовнішніх умов. Щоб забезпечити більш рівномірне надходження енергії до навантаження, на виході ІР вмикають акумулятор, який працює в буферному режимі. У таких випадках навантаженням ІР буде саме акумулятор.

Для подовження терміну використання необхідно забезпечувати для нього відповідні режими заряджання та розряджання. У зв'язку з цим виникає необхідність регулювати струм заряджання акумулятора. Цю функцію може виконувати ІР. Імпульсні регулятори також можуть бути використані для заряджання акумуляторів від традиційних джерел електричної енергії.

В усіх цих випадках важливо знати регулювальні характеристики регулятора. Розглянемо особливості визначення регулювальних характеристик імпульсних регуляторів для випадку, коли на їх виході підключено акумулятор.

3.1. Визначення регулювальних характеристик імпульсних регуляторів

Оскільки для найбільш ефективного використання нетрадиційних та відновлюваних джерел, від них доцільно відбирати максимально можливу кількість енергії, спочатку розглядатимемо ті варіанти схем ІР, які забезпечують можливість відбирання від джерела максимальної потужності (див. табл. 2.7). Вважатимемо, що внутрішній опір джерела електроживлення є лінійним, а внутрішній опір акумулятора є значно меншим, від внутрішнього опору джерела. Визначимо регулювальні характеристики схем ІР, представлених в табл. 2.7.

Імпульсний регулятор типу 1S

Без урахування втрат в елементах схеми ІР, в режимі безперервного струму індуктивності L , для імпульсного регулятора типу 1S (рис. 3.1) виконуватиметься умова

$$U_{вих} = U_{вх} \cdot t^*.$$

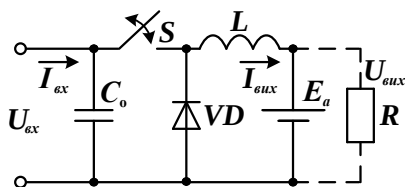


Рис. 3.1 Імпульсний регулятор типу 1S

Якщо внутрішній опір акумулятора є значно меншим від внутрішнього опору джерела, можемо вважати, що у процесі регулювання вихідна напруга регулятора залишається практично постійною і дорівнює $U_{вих} = E_a$. Отже, для

того, щоб у процесі регулювання система перебувала у стані рівноваги, вхідна напруга ІР повинна дорівнювати

$$U_{\text{вх}} = U_{\text{вих}} / t^* = E_a / t^* \quad (3.1)$$

Якби джерело вхідної напруги E було б ідеальним ($r = 0$), за будь-якого вхідного струму ІР, його вхідна напруга $U_{\text{вх}} = E$. Тоді, відповідно до (3.1), усталений режим роботи ІР був би можливий лише за певного фіксованого значення параметра t^*

$$t^* = U_{\text{вих}} / U_{\text{вх}} = E_a / E \quad (3.2)$$

причому вхідний та відповідно вихідний струм ІР могли б мати будь-яке значення, яке залежатиме від попереднього режиму роботи ІР. У випадку, коли $t^* > E_a / E$, струм індуктивності L (вихідний струм) необмежено зростає. Якщо ж $t^* < E_a / E$, струм спадатиме, поки регулятор не перейде у режим переривчастого струму індуктивності.

В реальних джерелах живлення, *внаслідок* наявності внутрішнього опору, вхідна напруга ІР буде змінюватись в результаті змін струму, що споживається від джерела. При лінійному внутрішньому опорі джерела, його вихідна напруга (вхідна напруга ІР $U_{\text{вх}}$)

$$U_{\text{вх}} = U_{\text{хх}} - I_{\text{вх}} r, \quad (3.3)$$

де $U_{\text{хх}}$ – напруга холостого ходу джерела.

Отже, система перебуватиме у стані рівноваги при одночасному виконанні умов (3.1) та (3.3)

$$U_{\text{хх}} - I_{\text{вх}} r = E_a / t^* \quad (3.4)$$

Перейдемо до відносних величин, розділивши обидві частини рівняння на $U_{\text{хх}}$

$$1 - I_{\text{вх}}^* = E_a^* / t^* \quad (3.5)$$

де $E_a^* = E_a / U_{\text{хх}}$; $I_{\text{вх}}^* = I_{\text{вх}} / I_{\text{кз}}$; $I_{\text{кз}} = U_{\text{хх}} / r$ - струм короткого замикання джерела.

Враховуючи, що напруга холостого ходу джерела U_{xx} та напруга акумулятора E_a є фіксованими величинами, робимо висновок, що процес регулювання полягатиме у тому, що внаслідок зміни параметра t^* змінюватиметься струм I_{ex} , що споживається від джерела і, відповідно, вихідний струм ІР. Отже, за наявності акумулятора на виході регулятора, він працюватиме у режимі регулювання струму

$$I_{ex}^* = 1 - E_a^* / t^* . \quad (3.6)$$

Відповідно вихідний струм регулятора

$$I_{вих}^* = I_{ex}^* \frac{1}{t^*} = \left[1 - \frac{E_a^*}{t^*} \right] \frac{1}{t^*} . \quad (3.7)$$

Імпульсний регулятор типу 1P

Для імпульсного регулятора типу 1P (рис. 3.2) є дійсним співвідношення

$$U_{вих} = U_{ex} / t^* .$$

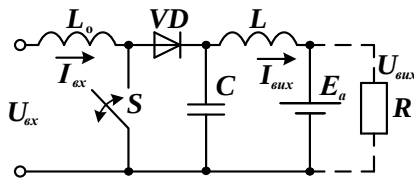


Рис. 3.2. Імпульсний регулятор типу 1P

Отже, в усталеному режимі роботи вхідна напруга регулятора має бути рівною

$$U_{ex} = U_{вих} t^* = E_a t^* . \quad (3.8)$$

Система перебуватиме у стані рівноваги при виконанні умови

$$E_a t^* = U_{xx} - I_{ex} r . \quad (3.9)$$

Ця умова у відносних одиницях матиме вигляд

$$E_a^* t^* = 1 - I_{ex}^* . \quad (3.10)$$

Отже, регулювальні характеристики схеми (рис. 3.2) будуть такими

$$I_{\text{ex}}^* = [1 - E_a^* t^*] ; \quad (3.11)$$

$$I_{\text{вих}}^* = I_{\text{ex}}^* t^* = [1 - E_a^* t^*] t^* . \quad (3.12)$$

Імпульсний регулятор типу 2S

Для імпульсного регулятора типу 2S (рис. 3.3), у режимі безперервного струму індуктивності L , є дійсним співвідношення

$$U_{\text{вих}} = U_{\text{ex}} \frac{t^*}{1 - t^*} .$$

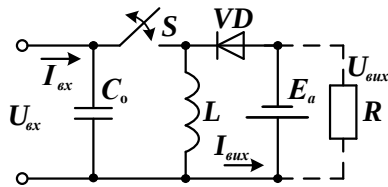


Рис. 3.3 Імпульсний регулятор типу 2S

Отже, в усталеному режимі роботи, вхідна напруга регулятора має бути рівною

$$U_{\text{ex}} = U_{\text{вих}} \frac{1 - t^*}{t^*} = E_a \frac{1 - t^*}{t^*} . \quad (3.13)$$

Система перебуватиме у стані рівноваги при виконанні умови

$$E_a \frac{1 - t^*}{t^*} = U_{\text{xx}} - I_{\text{ex}} r . \quad (3.14)$$

У відносних одиницях ця умова приймає вигляд

$$E_a^* \frac{1 - t^*}{t^*} = 1 - I_{\text{ex}}^* . \quad (3.15)$$

Отже, регулювальні характеристики схеми (рис. 3.3)

$$I_{\text{ex}}^* = \left[1 - E_a \frac{1-t^*}{t^*} \right]; \quad (3.16)$$

$$I_{\text{вих}}^* = I_{\text{ex}}^* \frac{(1-t^*)}{t^*} = \left[1 - E_a \frac{1-t^*}{t^*} \right] \frac{1-t^*}{t^*}.$$

(3.17)

Імпульсний регулятор типу 2P

Для імпульсного регулятора типу 2P (рис. 3.4), у режимі безперервної напруги на ємності C , є дійсним співвідношення

$$U_{\text{вих}} = U_{\text{ex}} = \frac{(1-t^*)}{t^*}.$$

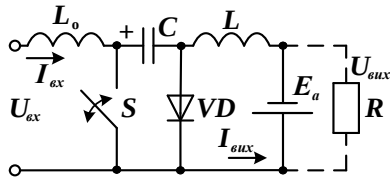


Рис.3.4 Імпульсний регулятор типу 2P

Отже, в усталеному режимі роботи вхідна напруга має бути

$$U_{\text{ex}} = U_{\text{вих}} \frac{t^*}{1-t^*} = E_a \frac{t^*}{1-t^*}. \quad (3.18)$$

Система перебуватиме у стані рівноваги при виконанні умови

$$E_a \frac{t^*}{1-t^*} = U_{\text{xx}} - I_{\text{ex}} r. \quad (3.19)$$

У відносних одиницях ця умова приймає вигляд

$$E_a^* \frac{t^*}{1-t^*} = 1 - I_{\text{ex}}^*. \quad (3.20)$$

Отже, регулювальні характеристики схеми (рис. 3.4) будуть такими

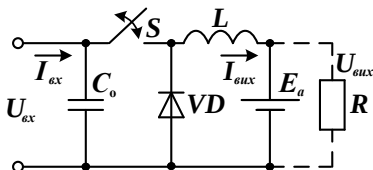
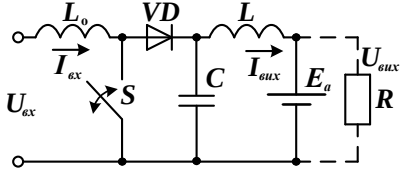
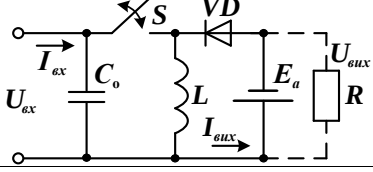
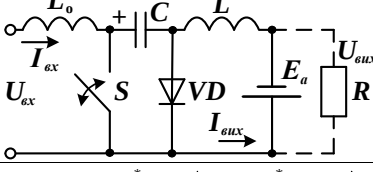
$$I_{\text{ex}}^* = \left[1 - E_a^* \frac{t^*}{1-t^*} \right]; \quad (3.21)$$

$$I_{\text{вих}}^* = I_{\text{ex}}^* \frac{t^*}{1-t^*} = \left[1 - E_a^* \frac{t^*}{1-t^*} \right] \frac{t^*}{1-t^*}. \quad (3.22)$$

До табл. 3.1 зведено регульовальні характеристики базових схем ІР для випадку, коли на їх виході підключено акумулятор. Для зручності користування характеристики представлено у відносних одиницях.

Таблиця 3.1

Регульовальні характеристики базових схем ІР

Позначення	Схема	$U_{\text{вих}}^*$	$I_{\text{вих}}^*$	t^*
1S		E_a^*	$I^* = \left[1 - \frac{E_a^*}{t^*} \right] \frac{1}{t^*}$	$\frac{t_3}{T}$
1P		E_a^*	$I^* = [1 - E_a^* t^*] t^*$	$\frac{t_p}{T}$
2S		E_a^*	$I^* = I \left[1 - E_a^* \frac{(1-t^*)}{t^*} \right] * \frac{(1-t^*)}{t^*}$	$\frac{t_3}{T}$
2P		E_a^*	$I^* = \left[1 - E_a^* \frac{t^*}{1-t^*} \right] \frac{t^*}{1-t^*}$	$\frac{t_p}{T}$
$U^* = U/U_{\text{xx}}; E_a^* = E_a/U_{\text{xx}}; I^* = I/I_{\text{кз}}; U_{\text{xx}}/I_{\text{кз}} = r.$				

Відповідно до табл. 3.1, за наявності акумулятора на виході, ІР працюватиме у режимі регулювання вихідного струму, тобто струму заряджання акумулятора. В той же час вихідна напруга регулятора залишатиметься практично постійною і дорівнюватиме напрузі на акумуляторі E_a .

Вхідні напруга та струм ІР є відповідно вихідною напругою та струмом його джерела живлення. Як відомо, взаємозв'язок цих величин описує вихідна характеристика джерела (2.42) та (2.43). Порівняння виразів у квадратних дужках табл. 3.1 з (2.43) свідчить про те, що ці вирази фактично є вихідною характеристикою джерела для випадку, коли його навантаженням є ІР, на виході якого підключено акумулятор. Крім того, відповідно до (2.43), добуток E_a^* на функцію від параметра t^* у цих виразах є вихідною напругою джерела, тобто вхідною напругою регулятора.

Схеми, представлені в табл. 3.1, містять накопичувальну ємність C_o (індуктивність L_o), які забезпечують можливість відбирання від джерела та передавання до навантаження максимальної потужності. За відсутності цих елементів енергія від джерела живлення відбиратиметься не безперервно. Тому, у порівнянні з базовими схемами, до навантаження передаватиметься менша кількість енергії. Очевидно, що і регулювальні характеристики таких схем будуть відрізнятися від характеристик базових схем.

На прикладі схеми ІР-1S проаналізуємо, чим відрізнятимуться регулювальні характеристики за наявності та відсутності накопичувальної ємності C_o (рис. 3.5).

За відсутності C_o , вхідний струм ІР (вихідний струм джерела) існуватиме лише на етапі t_3 замкненого стану ключа S . Як зазначалося, середнє значення цього струму на *інтервалі* t_3 співпадає з середнім значенням вихідного струму на *періоді* T , тобто $I_{вих} = I_{ex}(t_3)$. Оскільки на етапі розімкненого стану ключа S

ІР від'єднано від джерела, середнє значення вхідної напруги регулятора на етапі замкненого стану ключа визначатиметься середнім значенням вхідного струму на цьому інтервалі.

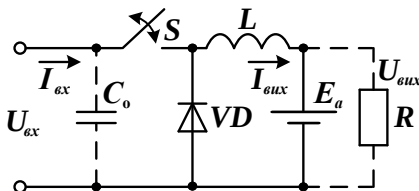


Рис. 3.5 Імпульсний регулятор типу 1S

Незалежно від наявності або відсутності накопичувальної ємності C_o , вхідна напруга ІР на етапі замкненого стану ключа S буде однаковою і дорівнює E_a/t^* .

Отже, середні значення струмів $I_{вх}$ та $I_{вх}(t_3)$ співпадатимуть. Враховуючи, що вираз у квадратних дужках з табл. 3.1 є вхідним струмом ІР, у випадку відсутності накопичувальної ємності C_o вихідний струм регулятора співпадатиме з його вхідним на інтервалі, тобто

$$I_{вих}^* = I_{вх}^*(t_3^*) = \left[1 - E_a^* \frac{1}{t^*} \right]. \quad (3.23)$$

Вираз (3.23) і є регулювальною характеристикою ІР-1S для випадку відсутності накопичувального конденсатора C_o . Порівняння (3.23) з формулою, наведеною у табл. 3.1. свідчить про те, що за наявності ємності C_o вихідний струм регулятора, а отже і його вихідна потужність, за однакових інших умов, буде більшою.

Що стосується регулятора з паралельним вмиканням ключа, наприклад ІР-1Р (див. табл. 3.1.), то, за відсутності накопичувальної індуктивності L_o , його вхідний струм на інтервалі розімкненого стану ключа

$$I_{ex}^*(t_P^*) = [1 - E_a^*].$$

З урахуванням виконання закону збереження заряду, вихідний струм регулятора у цьому випадку

$$I_{вих}^* = I_{ex}^*(t_P^*) \cdot t^* = [1 - E_a^*] \cdot t^*,$$

тобто також буде меншим, ніж за наявності накопичувальної індуктивності L_o .

Аналогічно можна одержати регулювальні характеристики для двох інших базових схем ІР з табл. 3.1 для випадку відсутності накопичувальної ємності C_o (індуктивності L_o).

3.2. Аналіз регулювальних характеристик імпульсних регуляторів, що працюють на акумулятор

За наявності акумулятора на виході регулятора, він працюватиме у режимі регулювання струму заряджання акумулятора. Регулятор 1S підвищує вхідний струм, а 1P – понижує. Схеми 2S та 2P здатні як підвищувати так і понижувати вхідний струм. Відмінність цих схем полягає в тому, що при однаковій зміні параметра t^* , характер зміни вихідного струму I^* в них буде протилежним. Проаналізуємо регулювальні характеристики базових схем ІР.

Імпульсний регулятор типу 1S

У випадку $t^* = 0$, джерело живлення та навантаження роз'єднані між собою і передавання енергії від джерела до акумулятора буде відсутнє. Якщо ж $t^* > 0$, для передавання енергії від джерела до акумулятора має виконуватись умова $I_{ex} > 0$, тобто

$$\left[1 - \frac{E_a^*}{t^*} \right] > 0, \text{ або} \\ 1 \geq t^* > E_a^*.$$
(3.24)

Оскільки параметр t^* може змінюватись в діапазоні $[0 \dots 1]$, робимо висновок, що напруга акумулятора E_a має бути меншою за напругу холостого ходу джерела живлення. Чим меншою буде напруга акумулятора, тим ширшим буде допустимий діапазон регулювання параметра t^* .

Відомо, що у випадку лінійного внутрішнього опору джерела, в ТМП відносне значення його вихідного струму (вихідний струм ІР) має бути $I_{ex}^* = 0,5$. Отже, умова відбирання від джерела максимальної потужності матиме вигляд

$$\left[1 - \frac{E_a^*}{t^*} \right] = 0,5. \quad (3.25)$$

Таким чином, джерело передаватиме до навантаження максимальну потужність за умови, що $t^* = t_{МП}^*$, де

$$t_{МП}^* = 2E_a^*. \quad (3.26)$$

Враховуючи, що $t_{max}^* = 1$, робимо висновок, що максимальна потужність може бути передана від джерела до навантаження лише за умови, що

$$E_a^* \leq 0,5. \quad (3.27)$$

На рис. 3.6 представлено регулювальні характеристики регулятора 1S, які підтверджують результати проведеного аналізу.

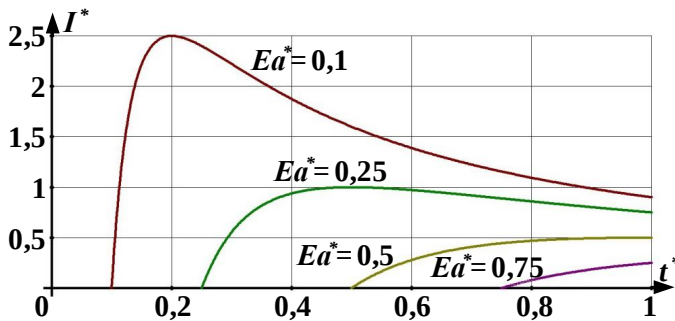


Рис. 3.6 Регулювальні характеристики регулятора типу 1S

Імпульсний регулятор типу 1P

Умовою передавання енергії від джерела до акумулятора, відповідно до табл. 3.1 буде

$$\left[1 - E_a^* t^*\right] > 0,$$

тобто параметр t^* може змінюватись в обмеженому діапазоні

$$0 < t^* < 1/E_a^*. \quad (3.28)$$

Отже, для схеми імпульсного регулятора типу 1P (рис. 3.2) напруга акумулятора, теоретично, може мати будь-яке значення, як більше, так і менше за напругу холостого ходу джерела.

Однак, у випадку $E_a^* > 1$, допустимий діапазон регулювання параметра t^* буде обмеженим. Чим сильніше виконуватиметься нерівність $E_a^* > 1$, тим меншим буде допустимий діапазон зміни параметра t^* .

Умова відбирання від джерела максимальної потужності матиме вигляд

$$\left[1 - E_a^* t^*\right] = 0,5. \quad (3.29)$$

Отже

$$t_{МП}^* = 1/2E_a^* = 0,5/E_a^*. \quad (3.30)$$

Таким чином, максимальна потужність може бути передана від джерела до акумулятора лише за умови, що

$$E_a^* \geq 0,5, \quad (3.31)$$

тобто при E_a як більших, так і менших за напругу холостого ходу джерела $U_{хх}$.

Графіки регулювальних характеристик схеми 1P показано на рис. 3.7.

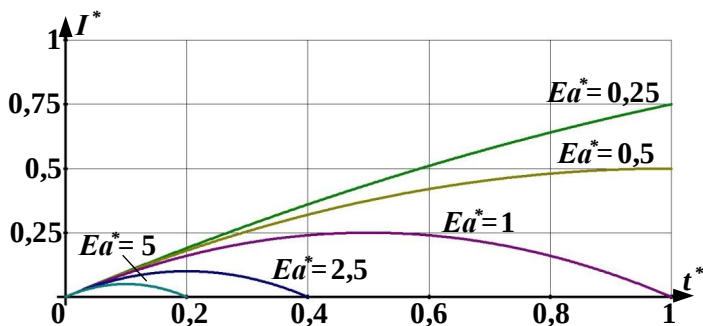


Рис. 3.7 Регулювальні характеристики регулятора типу 1P

Імпульсний регулятор типу 2S

Умова передавання енергії від джерела до акумулятора

$$\left[1 - E_a^* \frac{1-t^*}{t^*} \right] > 0, \quad (3.32)$$

звідки

$$1 \geq t^* > \frac{E_a^*}{E_a^* + 1}. \quad (3.33)$$

Чим більшою є напруга акумулятора, тим меншим буде допустимий діапазон регулювання параметра t^* . В той же час напруга акумулятора може бути як більшою, так і меншою за напругу холостого ходу джерела електроживлення.

Умова відбирання від джерела максимальної потужності буде такою

$$\left[1 - E_a^* \frac{(1-t^*)}{t^*} \right] = 0,5, \quad (3.34)$$

звідки

$$t_{\text{МП}}^* = \frac{E_a^*}{E_a^* + 0,5}. \quad (3.35)$$

Теоретично, максимальна потужність може бути відібрана від джерела за будь-якого значення E_a^* .

Імпульсний регулятор типу $2P$

Умова передавання енергії від джерела до акумулятора

$$\left[1 - E_a^* \frac{t^*}{(1-t^*)} \right] > 0, \quad (3.36)$$

тобто

$$0 < t^* < \frac{1}{1 + E_a^*}. \quad (3.37)$$

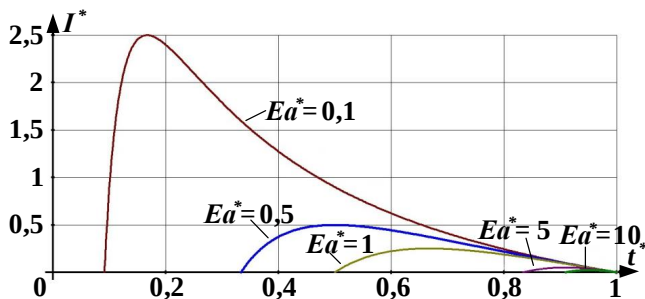
Умова відбирання від джерела максимальної потужності

$$\left[1 - E_a^* \frac{t^*}{1-t^*} \right] = 0,5, \quad (3.38)$$

звідки

$$t_{МП}^* = \frac{0,5}{0,5 + E_a^*}. \quad (3.39)$$

Таким чином властивості схем $2S$ та $2P$ аналогічні. Однак, якщо діапазон регулювання схеми $2S$ $[t_{\min} \dots 1]$ обмежений зліва, то для схеми $2P$ $[0 \dots t_{\max}]$ – справа. Регулювальні характеристики цих схем представлено на рис. 3.8а) та б).



а)

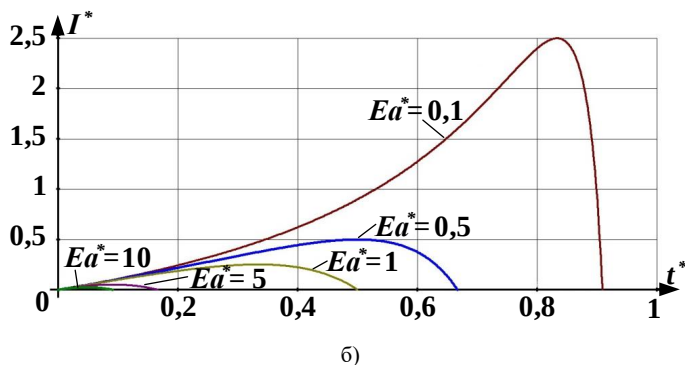


Рис. 3.8 Регулювальні характеристики регуляторів типу 2S та 2P

В табл. 3.2 наведено умови передавання енергії від джерела до акумулятора, а також умова відбору максимальної потужності від джерела, для базових схем ІР. Також показано доцільний діапазон зміни параметра E_a^* .

Таблиця 3.2
Умови передавання енергії від джерела до акумулятора

№	Схема ІР	Умова передавання енергії	Умова відбирання МП	Доцільний діапазон зміни E_a^*
1	1S	$t^* > E_a^*$	$t_{МП}^* = 2E_a^*$	$0,1 \leq E_a^* \leq 0,5$
2	1P	$t^* < 1/E_a^*$	$t_{МП}^* = 1/2E_a^*$	$0,5 \leq E_a^* \leq 5$
3	2S	$t^* > \frac{E_a^*}{1 + E_a^*}$	$t_{МП}^* = \frac{E_a^*}{E_a^* + 0,5}$	$0,1 \leq E_a^* \leq 5$
4	2P	$t^* < \frac{1}{1 + E_a^*}$	$t_{МП}^* = \frac{0,5}{0,5 + E_a^*}$	$0,1 \leq E_a^* \leq 5$

Таким чином, у випадку підключення акумулятора на виході ІР, режим роботи перетворювача матиме такі особливості.

1. Регулятор працюватиме у режимі регулювання вхідного струму і, відповідно, струму заряджання акумулятора.

2. Вид регулювальної характеристики $I_{вих}^* = f(t^*)$ залежатиме від чисельного значення параметра E_a^* .

3. Допустимий діапазон регулювання параметра t^* є обмеженим і залежить від схеми регулятора, та чисельного значення параметра E_a^* .

4. Вихідний струм регулятора (вихідна потужність) досягає максимального значення при певному $t^* = t_{мл}^*$, яке залежить від схеми ІР та параметра E_a^* .

5. Імпульсні регулятори підвищувально-понижувального типу (2S та 2P) мають найширший допустимий діапазон зміни напруги акумулятора E_a^* .

3.3. Робота імпульсних регуляторів у режимі переривчастого струму індуктивності

За наявності акумулятора на виході, ІР працюватиме у режимі регулювання вхідного та вихідного струму. Відповідно до формул регулювальних характеристик (табл. 3.1), вхідний а отже і вихідний струм регулятора, теоретично, може бути як позитивним, так і негативним, тобто можливе передавання енергії як від джерела до акумулятора, так і навпаки. Для забезпечення одностороннього передавання енергії, в схемах ІР використовується діод VD. Якби струм індуктивності, який замикається через цей діод, був повністю згладжений, передавання енергії від джерела до акумулятора припинялось би за певного значення параметра $t^* = t_{\min}^* (t_{\max}^*)$ (див. табл. 3.2).

Однак реальний струм цієї індуктивності є пульсуючим. Поки миттєве значення цього струму є позитивним, діод VD пропускати струм. Як тільки струм індуктивності змінює свій напрямок, діод VD закривається і відсікає негативні ділянки струму. Індуктивність переходить у режим переривчастого

струму, за якого до навантаження (акумулятора) надходитимуть лише позитивні ділянки цього струму. За рахунок цих імпульсів струму енергія від джерела дискретними порціями продовжуватиме надходити до акумулятора. З урахуванням режиму переривчастого струму індуктивності, допустимий діапазон регулювання розширюється і параметр t^* може змінюватись у повному діапазоні $[0 \dots 1]$.

Оскільки умовою виникнення режиму переривчастого струму в індуктивності є виконання нерівності $\Delta I_L/2 \geq I_L$, цей режим виникатиме не при $t^* = t_{\min}^* (t_{\max}^*)$, а раніше, за певного $t^* = t_{KP}^* > t_{\min}^* (t_{KP}^* < t_{\max}^*)$. У випадку зміни параметра t^* в діапазоні $[t_{KP}^* \dots 0]$ ($[t_{KP}^* \dots 1]$), середнє значення вихідного струму регулятора поступово спадатиме до нуля, однак весь час воно буде більшим від нуля, тобто його величина буде більшою у порівнянні з визначеною за регульовальними характеристиками з табл. 3.1.

Отже, в реальних умовах, регульовальна характеристика ІР складається з двох ділянок, які описуватимуться різними аналітичними виразами:

1) в режимі безперервного струму індуктивності характеристика описується формулами з табл.3.1;

2) в режимі переривчастого струму формули будуть іншими.

Границею цих двох ділянок буде точка $t^* = t_{KP}^*$.

Розглянемо методику визначення регульовальної характеристики, яка відповідає роботі ІР у режимі переривчастого струму індуктивності на прикладі схеми регулятора типу 1S.

Регульовальна характеристика регулятора 1S у режимі переривчастого струму індуктивності

Для регулятора типу 1S пульсацію струму в індуктивності L можна визначити, як

$$\Delta I_L = \frac{E_a}{L} t_p = \frac{E_a T}{L} (1 - t^*). \quad (3.40)$$

Струм індуктивності I_L співпадає з вихідним струмом регулятора. Отже, з урахуванням даних з табл. 3.1, умова безперервності струму індуктивності L , представлена у відносних одиницях, матиме вигляд

$$\frac{\Delta I_L^*}{2} = \frac{E_a T U_{xx}}{I_{K3} 2 L U_{xx}} (1 - t^*) = \frac{E_a^* T r}{2 L} (1 - t^*) = \frac{E_a^*}{2 \tau^*} (1 - t^*) \leq \left[1 - \frac{E_a^*}{t^*} \right] \frac{1}{t^*}, \quad (3.41)$$

де $\tau^* = \frac{L}{r T}$.

Нерівність (3.41) еквівалентна нерівності

$$\frac{E_a^*}{2 \tau^*} (1 - t^*) \leq \frac{t^* - E_a^*}{t^{*2}}. \quad (3.42)$$

Отже, для визначення $t^* = t_{KP}^*$, за якого в схемі регулятора 1S виникатиме режим переривчастого струму індуктивності L , необхідно розв'язати наступне кубічне рівняння

$$t^{*2} (1 - t^*) - \frac{2 \tau^*}{E_a^*} (E_a^* - t^*) = 0. \quad (3.43)$$

Враховуючи, що корінь t_{KP}^* лежить в діапазоні $[t_{\min}^* \dots 1]$, (3.43) доцільно розв'язувати чисельним методом. Для прикладу визначимо залежність $t_{KP}^* = f(\tau^*)$ для випадку $E_a^* = 0,5$. Результати обчислень наведено у табл. 3.3.

Отже, наприклад, якщо $\tau^* = 1$, при $t_{KP}^* = 0,54 > t_{\min}^*$, індуктивність L працюватиме на границі режиму безперервного струму. Згідно до формул з табл. 3.1, середнє значення вихідного струму $I_{KP} = f(t_{KP}^*) = 0,14$.

Якщо ж $t^* < t_{KP}^*$, індуктивність переходить у режим переривчастого струму. Однак середнє значення вихідного струму залишатиметься більшим від нуля.

Таблиця 3.3

Залежність $t_{KP}^* = f(\tau^*)$ при $E_a^* = 0,5$

τ^*	0,5	1	3
t_{KP}^*	0,57	0,54	0,51
I_{KP}^*	0,22	0,14	0,04

На рис. 3.9 наведено графіки зміни струму індуктивності L для випадків $t^* = t_{KP}^*$ (рис. 3.9 а), а також $t^* < t_{KP}^*$ (рис. 3.9 б).

Очевидно, що середнє значення струму індуктивності $I_L^* = I^*$, пропорційне до площі заштрихованих трикутників. Враховуючи, що ці трикутники є подібними, з геометричних міркувань можна стверджувати, що відношення середніх значень вихідного струму у режимі переривчастого струму I^* , до струму у граничному (критичному) режимі дорівнюватиме

$$\frac{I^*}{I_{KP}^*} = \left(\frac{t^*}{t_{KP}^*} \right)^2. \quad (3.44)$$

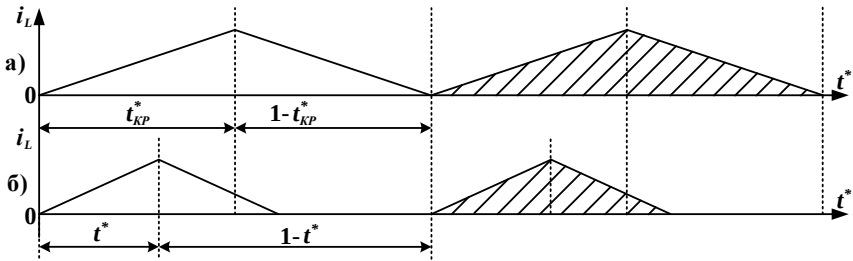


Рис. 3.9. Графік зміни струму індуктивності
а) граничний режим, б) режим переривчастого струму

Отже, визначивши за регулювальною характеристикою (табл. 3.1) середнє значення вихідного струму в граничному режимі $I_{KP}^* = I^*(t_{KP}^*)$, середнє значення вихідного струму в переривчастому режимі можемо визначати як функцію

$$I^* = I_{KP}^* \left(\frac{t^*}{t_{KP}^*} \right)^2. \quad (3.45)$$

Таким чином, рівняння (3.45) і буде регулювальною характеристикою схеми 1S для режиму переривчастого струму індуктивності.

Вона показує, що після настання цього режиму, зі зменшенням $t^* < t_{KP}^*$ середнє значення вихідного струму I^* зменшуватиметься пропорційно до зменшення t^{*2} .

На рис. 3.10 представлено графік регулювальної характеристики схеми 1S з урахуванням можливості виникнення в індуктивності L режиму переривчастого струму для випадку $E_a^* = 0,5$.

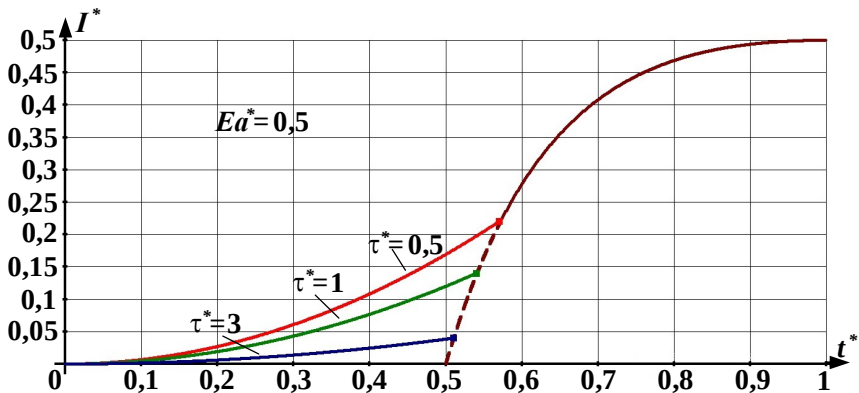


Рис. 3.10 Регулювальна характеристика регулятора типу 1S для режимів безперервного та переривчастого струму індуктивності L

Графік підтверджує, що внаслідок переходу регулятора в режим переривчастого струму, з'являється можливість регулювати параметр t^* у повному діапазоні $[0 \dots 1]$, однак у цьому режимі вихідний струм має незначну величину, а енергія до акумулятора передається дискретними порціями. Такий режим роботи регулятора доцільно використовувати для компенсації саморозряду акумулятора.

Регулювальна характеристика регулятора 1P у режимі переривчастого струму індуктивності

У схемі регулятора типу 1P виникнення режиму переривчастого струму пов'язане з роботою накопичувальної індуктивності L_o . Для неї пульсацію струму можна визначити як $\Delta I_{L_o} = \frac{U_{\text{ex}}}{L_o} t_3$, або у відносних одиницях

$$\Delta I_{L_o}^* = \frac{U_{\text{ex}}}{L_o I_{\text{кз}}} (T - t_P) = \frac{U_{\text{ex}} r T}{U_{\text{xx}} L_o} (1 - t^*) = \frac{U_{\text{ex}}^*}{\tau_o^*} (1 - t^*), \quad (3.46)$$

$$\text{де } \tau_o^* = \frac{L_o}{r T}.$$

Тоді умова безперервного струму в індуктивності $\frac{\Delta I_{L_o}}{2} \leq I_{L_o} = I_{\text{ex}}$ у відносних одиницях матиме вигляд

$$\frac{U_{\text{ex}}^*}{2\tau_o^*} (1 - t^*) \leq [1 - E_a^* t^*]. \quad (3.47)$$

Враховуючи, що відповідно до вихідної характеристики джерела

$$U_{\text{ex}}^* = 1 - I_{\text{ex}}^* = E_a^* t^*, \quad (3.48)$$

нерівність (3.47) приймає вигляд

$$\frac{E_a^* t^* (1 - t^*)}{2\tau_o^*} \leq 1 - E_a^* t^*. \quad (3.49)$$

Отже, визначення $t^* = t_{KP}^*$, при якому настає режим переривчастого струму в індуктивності L_o зводиться до рішення наступного квадратного рівняння

$$t^{*2} - t^* (1 + 2\tau_o^*) + 2\frac{\tau_o^*}{E_a^*} = 0. \quad (3.50)$$

Із двох коренів цього рівняння фізичний смисл матиме корінь

$$t_{KP}^* = \frac{1 + 2\tau_o^* - \sqrt{(1 + 2\tau_o^*)^2 - 8\frac{\tau_o^*}{E_a^*}}}{2}. \quad (3.51)$$

Для прикладу, визначимо залежність $t_{KP}^* = f(\tau_o^*)$ для випадку $E_a^* = 2$.
Результати обчислень наведено в табл. 3.4.

Таблиця 3.4

Залежність $t_{KP}^* = f(\tau_o^*)$ для випадку $E_a^* = 2$

τ_o^*	1	3	5
t_{KP}^*	0,38	0,46	0,48
I_{KP}^*	0,09	0,04	0,02

Оскільки відношення середніх значень вхідного струму у режимі переривчастого струму I^* , до струму у критичному режимі I_{KP}^* дорівнюватиме

$$\frac{I^*}{I_{KP}^*} = \left(\frac{1 - t^*}{1 - t_{KP}^*} \right)^2, \quad (3.52)$$

середнє значення вихідного струму у переривчастому режимі можна визначити, як

$$I^* = I_{KP}^* \left(\frac{1 - t^*}{1 - t_{KP}^*} \right)^2. \quad (3.53)$$

Таким чином, (3.53) і буде регулювальною характеристикою схеми 1P у режимі переривчастого струму індуктивності L_o .

На рис. 3.11 представлено графік регулювальної характеристики схеми 1P з урахуванням її роботи у режимі переривчастого струму для випадку $E_a^* = 2$.

Одержані результати свідчать про наступне. Оскільки вхідна та вихідна напруги IP пов'язані між собою, пульсація струму індуктивності ΔI_L не залежатиме від наявності або відсутності акумулятора на виході. В той же час

струм I_L , за відсутності акумулятора, залежатиме від опору навантаження R . За наявності акумулятора вхідний і відповідно вихідний струм регулятора визначатиметься внутрішнім опором джерела r . Тому для першого випадку $\tau_o^* = L_o / RT$, а для другого $\tau_o^* = L_o / rT$.

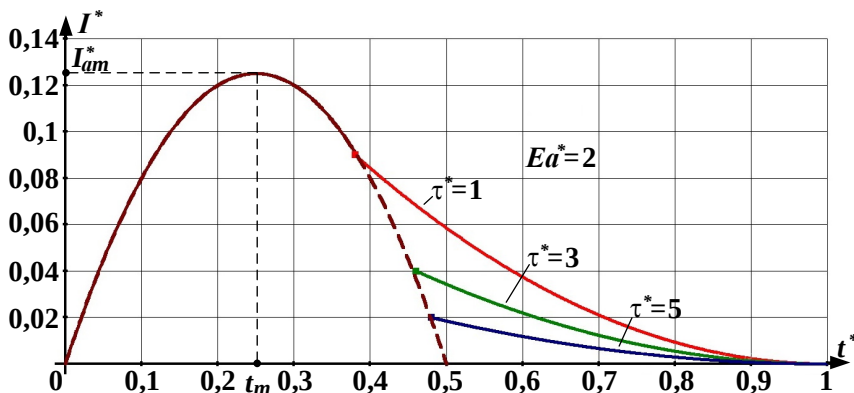


Рис. 3.11 Регулювальна характеристика регулятора типу 1Р для режимів безперервного та переривчастого струму індуктивності L_o .

Аналогічні підходи можна застосувати для визначення регулювальних характеристик у режимі переривчастого струму і для двох інших типів імпульсних регуляторів.

Висновки до третього розділу

1. У випадку підключення акумулятора на виході ІР, вихідна напруга залишатиметься практично постійною, а регулятор працюватиме у режимі регулювання вхідного струму і, відповідно, струму заряджання акумулятора.

2. Вид регулювальної характеристики $I_{\text{вих}}^* = f(t^*)$ буде залежати від величини напруги акумулятора E_a^* .

3. Вихідний струм регулятора (вихідна потужність) досягає максимального значення за певної величини параметра $t^* = t_{\text{МП}}^*$, яка залежить від схеми ІР, а також величини параметра E_a^* .

4. Регулювальна характеристика ІР в режимах безперервного та переривчастого струму індуктивності описується різними аналітичними виразами. Перехід від одного до іншого режиму відбувається за певної величини параметра $t^* = t_{\text{КР}}^*$, який залежить від напруги акумулятора E_a^* , а також параметра $\tau^* = L/rT$.

РОЗДІЛ 4. ВИЗНАЧЕННЯ РЕГУЛЮВАЛЬНИХ ХАРАКТЕРИСТИК ІМПУЛЬСНИХ РЕГУЛЯТОРІВ У ВИПАДКУ НЕЛІНІЙНОГО ВНУТРІШНЬОГО ОПОРУ ДЖЕРЕЛА ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ

При використанні нетрадиційних та відновлювальних джерел енергії, від них прагнуть отримати максимально можливу потужність. У таких випадках вихідний опір джерела та опір його навантаження є величинами одного порядку. Тому внутрішній опір джерела суттєво впливатиме на вид регулювальної характеристики ІР.

У попередніх розділах проаналізовано регулювальні характеристики різних типів регуляторів для випадку, коли внутрішній опір джерела є лінійним. Однак, найчастіше, внутрішній опір нетрадиційних та відновлювальних джерел електричної енергії є *суттєво* нелінійним. Тому є необхідність в розробці методики визначення регулювальних характеристик ІР, з урахуванням нелінійності внутрішнього опору його джерела електроживлення.

На відміну від ідеальних, в реальних джерелах зі зміною опору навантаження змінюватиметься як вихідна напруга, так і вихідний струм, взаємозв'язок яких описує вихідна характеристика джерела. Робоча точка на цій характеристиці визначатиметься опором навантаження. Якщо на виході джерела підключено ІР, його навантаженням буде еквівалентний вхідний опір регулятора R_{ne} .

Як відомо, цей опір є функцією від опору навантаження регулятора R_n та параметра t^*

$$R_{ne} = f(R_n; t^*).$$

Завдяки цьому виникає можливість виведення джерела живлення в точку максимальної потужності (ТМП) при різних значеннях опору навантаження R_n . Отже опір R_{ne} визначатиме робочу точку на вихідній

характеристиці джерела, тобто вхідну напругу та струм ІР ($U_{\text{вх}}, I_{\text{вх}}$). Незалежно від виду джерела електроживлення, в будь-якому ІР, у режимі безперервного струму індуктивності (напруги на ємності), співвідношення між його вхідними та вихідними параметрами залишається незмінним.

Джерело живлення впливає лише на вхідні параметри. Отже, визначивши $U_{\text{вх}}$ та $I_{\text{вх}}$ регулятора, завжди можна розрахувати параметри $U_{\text{вих}}$ та $I_{\text{вих}}$, як функцію від параметра t^* , тобто визначити його регульовальні характеристики. Таким чином, нелінійність внутрішнього опору джерела живлення доцільно враховувати використовуючи його вихідну (навантажувальну) характеристику.

Важливою особливістю сучасних нетрадиційних та відновлюваних джерел електричної енергії є те, що дуже часто їх використовують у повному діапазоні змін опору навантаження – від холостого ходу до короткого замикання. Якщо вихідна характеристика джерела є нелінійною, зі зміною робочої точки (опору навантаження), змінюватиметься вихідний опір джерела $r_{\text{вих}}$.

На ділянках, де $r_{\text{вих}} \ll R$ (наприклад $r_{\text{вих}} \leq 0,1R$), джерело можемо розглядати як джерело напруги.

На ділянках, де $r_{\text{вих}} \gg R$ (наприклад $r_{\text{вих}} \geq 10R$), джерело можемо вважати джерелом струму. За інших умов джерело електричної енергії слід розглядати як джерело потужності.

На ділянці, де $0,1R < r_{\text{вих}} < R$, вихідна потужність джерела зростатиме.

На ділянці, де $R < r_{\text{вих}} < 10R$, вихідна потужність джерела спадатиме.

За умови, що $r_{\text{вих}} = R$, джерело працюватиме в ТМП і до навантаження передаватиметься максимально можлива потужність.

У випадку підключення на виході джерела ІР, його робочу точку, тобто режим роботи джерела, визначатиме еквівалентний вхідний опір регулятора $R_{\text{не}}$.

4.1 Загальна методика визначення регулювальних характеристик імпульсних регуляторів

Нелінійність внутрішнього опору джерела електроживлення будемо враховувати за допомогою його вихідної (навантажувальної) характеристики. У найбільш загальному випадку регулювальні характеристики ІР можуть бути визначені аналітично.

Однак, враховуючи, що реальні вихідні характеристики сучасних нетрадиційних та відновлювальних джерел електричної енергії є суттєво нелінійними і їх найчастіше визначають експериментально, визначення регулювальних характеристик ІР, при заданому типі джерела електроживлення, доцільно здійснювати за допомогою *графоаналітичного* метода.

Розглянемо методику визначення регулювальних характеристик для випадку підключення ІР до джерела живлення з суттєво нелінійним внутрішнім опором.

Методика (послідовність дій) визначення регулювальних характеристик

1. Експериментально визначаємо вихідну характеристику джерела. Для цього, змінюючи опір навантаження, встановлюємо взаємозв'язок між вихідною напругою та струмом джерела $U = f(I)$. В процесі вимірювань заповнюємо табл. 4.1.

Для кожної робочої точки k розраховуємо відповідний опір навантаження джерела $R_k = U_k / I_k$, а також вихідну потужність $P_k = U_k \cdot I_k$. За цими даними можна визначити точку максимальної потужності джерела $P_{мп}$, а також опір навантаження $R_{мп}$, при якому джерело перебуватиме в цій точці.

Таблиця 4.1

Визначення вихідної характеристики джерела

U	U_1	U_2	U_3		U_k		U_{n-1}	U_n
I	I_1	I_2	I_3		I_k		I_{n-1}	I_n
$R = U/I$	U_1/I_1	U_2/I_2	U_3/I_3		U_k/I_k		U_{n-1}/I_{n-1}	U_n/I_n
$P = UI$	U_1I_1	U_2I_2	U_3I_3		U_kI_k		$U_{n-1}I_{n-1}$	U_nI_n

2.3 метою забезпечення найбільш загального характеру отриманих результатів, а також зручності їх використання, вихідну характеристику джерела доцільно представити у нормованому вигляді.

На рис. 4.1 наведено приклад нормованої вихідної характеристики джерела з нелінійним внутрішнім опором. Нормування струму здійснено по струму короткого замикання джерела $I^* = I/I_{кз}$, а напруги - по напрузі холостого ходу $U^* = U/U_{х.х.}$.

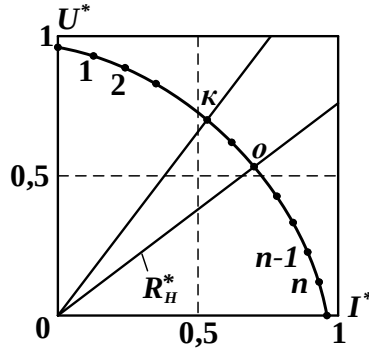


Рис. 4.1. Нормована вихідна характеристика джерела з нелінійним внутрішнім опором

3. Обчислюємо нормоване значення опору навантаження імпульсного регулятора R_H . Обчислення здійснюється за формулою

$$R_H^* = U_n^* / I_n^* = \frac{U_H}{I_H} \cdot \frac{I_{кз}}{U_{хх}} = R_H / r_{кз}, \quad (4.1)$$

де $r_{кз} = U_{кз}/I_{кз}$ - статичний внутрішній опір джерела живлення у режимі короткого замикання.

4. На нормованій вихідній характеристиці джерела (рис. 4.1) визначаємо робочу точку O , яка відповідатиме заданому опору навантаження R_n^* . У цій робочій точці джерело перебуватиме за умови роботи ІР з певним значенням параметра t^* , при якому еквівалентний вхідний опір ІР $R_{n,e}^* = R_n^*$. Наприклад, для схем 1S та 1P такий режим матиме місце за умови що $t^* = 1$.

5. Обираємо n точок на вихідній характеристиці джерела (рис 4.1). Для кожної з них визначаємо еквівалентний опір навантаження

$$R_{неk}^* = U_k^* / I_k^* . \quad (4.2)$$

В якості цих точок можна брати відповідні точки з табл. 4.1.

6. Вхідні та вихідні напруги і струми ІР у режимі безперервного струму індуктивності L (безперервної напруги на ємності C) пов'язані між собою через відповідні функції параметра t^* (див. табл. 1.1)

$$U_{вих}^* = U_{ex}^* \cdot f_U(t^*); I_{вих}^* = I_{ex}^* \cdot f_I(t^*), \quad (4.3)$$

причому ці функції є взаємно оберненими, тобто

$$f_U(t^*) \times f_I(t^*) = 1. \quad (4.4)$$

Оскільки $R_{не}^* = U_{ex}^* / I_{ex}^*$, а $R_n^* = U_{вих}^* / I_{вих}^*$, з урахуванням (4.3) та (4.4) отримуємо наступні співвідношення

$$R_n^* = R_{н,e}^* \frac{f_U(t^*)}{f_I(t^*)} = R_{н,e}^* \cdot f_U^2(t^*) = R_{н,e}^* / f_I^2(t^*) . \quad (4.5)$$

Отже, з (4.5) можемо визначити еквівалентний опір навантаження джерела, як функцію від параметра t^*

$$R_{н,e}^* = R_n^* / f_U^2(t^*) = R_n^* \cdot f_I^2(t^*) . \quad (4.6)$$

7. Використовуючи (4.6) можна розрахувати чисельні значення параметру t^* , за яких буде забезпечена робота джерела живлення в будь-якій з

обраних точок на його вихідній характеристиці (п. 5, рис. 4.1). Отримані дані дають можливість визначити та побудувати графік залежності вихідної напруги та струму джерела (вихідної напруги та струму ІР) від параметра t^* , тобто графіки функцій $U_{ex}^* = f(t^*)$ та $I_{ex}^* = f(t^*)$ для заданого опору навантаження R_n^* .

8. З використанням результатів отриманих в п. 7, а також (4.3) можемо розрахувати чисельні значення вихідної напруги та струму ІР, як функцію від параметра t^* . За цими даними будемо графіки регулювальних характеристик регулятора $U_{вих}^* = f(t^*)$ або $I_{вих}^* = f(t^*)$, джерело живлення якого має вихідну характеристику представлену на рис 4.1, для випадку, коли опір навантаження ІР дорівнює R_n^* .

Отримані результати дають також можливість побудувати графік залежності вихідної потужності регулятора від параметра t^* , тобто функцію $P_{вих}^* = f(t^*)$. Результати, отримані при виконанні п.п. 4 ... 8, доцільно накопичувати в таблиці типу табл. 4.2.

Таблиця 4.2

Результати вимірювань та обчислень

U_{ex}^*			••••••			••••••		
I_{ex}^*			••••••			••••••		
$R_{n,e}^* = U_{ex}^* / I_{ex}^*$			••••••			••••••		
$t^* = f(R_n^*, R_{n,e}^*)$			••••••			••••••		
$U_{вих}^* = U_{ex}^* \cdot f_U(t^*)$			••••••			••••••		
$I_{вих}^* = I_{ex}^* \cdot f_I(t^*)$			••••••			••••••		
$P_{вих}^* = U_{ex}^* \cdot I_{ex}^* = U_{вих}^* \cdot I_{вих}^*$			••••••			••••••		

Маючи ці результати, можна будувати графіки регулювальних характеристик ІР, а також визначати інші залежності.

Нетрадиційні та відновлювані джерела електричної енергії можуть мати різний характер вихідних характеристик. На рис. 4.2 представлено 3 різні типи вихідних характеристик:

- 1) нелінійна вихідна характеристика, в якій зі зменшенням опору навантаження вихідний опір джерела зростає;
- 2) лінійна вихідна характеристика, в якій при змінах опору навантаження вихідний опір джерела залишається постійним;
- 3) нелінійна вихідна характеристика, в якій зі зменшенням опору навантаження вихідний опір джерела також зменшується.

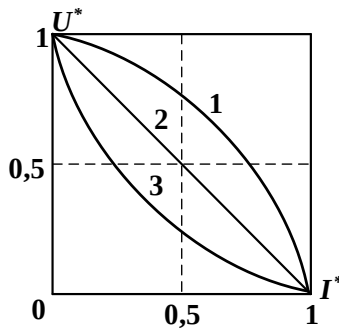


Рис. 4.2 Типи вихідних характеристик джерела

Визначимо регулювальні характеристики імпульсних регуляторів, джерело живлення яких має вихідні характеристики першого та третього типів та порівняємо їх з характеристиками, отриманими у другому розділі для випадку, коли внутрішній опір джерела є лінійним (характеристика 2 на рис. 4.2).

4.2 Визначення регулювальних характеристик регулятора типу 1S

Проаналізуємо особливості визначення регулювальних характеристик на прикладі IP з послідовним ключем 1S, який підключено до джерела живлення з нелінійним внутрішнім опором.

Розглянемо два випадки:

1) джерело живлення має вихідну характеристику першого типу (рис. 4.2);

2) джерело живлення має вихідну характеристику третього типу (рис. 4.2).

Розрахунки будемо здійснювати відповідно до методики, сформульованої у п. 4.1.

Випадок 1 - вихідна характеристика першого типу

1 та 2. Експериментально визначаємо вихідну характеристику джерела та заповнюємо табл. 4.3.

Таблиця 4.3

Експериментальні результати для вихідної характеристики першого типу

U^*		0	0.005	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5
I^*		1	0,999	0,99	0,98	0,96	0,92	0,87
$R = U^* / I^*$		0	0.005	0.101	0.204	0.316	0.435	0.575
$P = U^* \cdot I^*$		0	0.005	0.1	0.2	0.29	0.37	0.44

Продовження табл. 4.3.

U^*	0.6	0.7	0.8	0.9	0.95	1
I^*	0,8	0,71	0,6	0,44	0,31	0
$R = U^* / I^*$	0.75	0.99	1.33	2.05	3.07	∞
$P = U^* \cdot I^*$	0.48	0.5	0.48	0.4	0.29	0

На рис. 4.3 побудовано нормований графік вихідної характеристики.

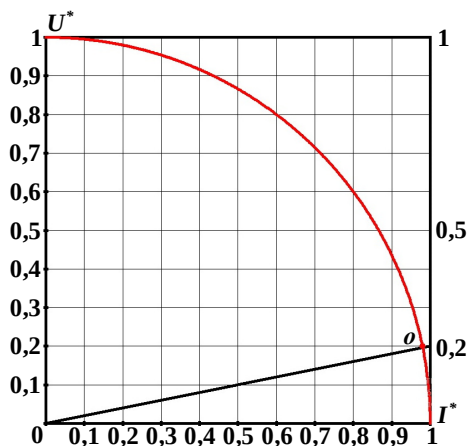


Рис. 4.3. Нормований графік вихідної характеристики джерела

Для забезпечення можливості аналітичної перевірки отриманих результатів, вихідну характеристику джерела було обрано у вигляді ділянки кола, яка описується наступним аналітичним виразом $U = \sqrt{1 - I^2}$.

3. Визначаємо нормоване значення опору навантаження регулятора R_n . Нехай $R_n^* = 0.2$.

4. На нормованій вихідній характеристиці джерела (рис 4.3) визначаємо робочу точку O , яка відповідає заданому опору навантаження R_n^* . Очевидно, ця робоча точка відповідатиме режиму роботи ІР з постійно замкненим ключем ($t^* = 1$).

5. В якості n точок на вихідній характеристиці джерела та еквівалентних опорів цих точок можна використати дані з табл. 4.3.

6. Для ІР-1S, відповідно до табл. 1.1, є дійсними співвідношення

$$U_{вих}^* = U_{ex}^* \cdot t^*; I_{вих}^* = I_{ex}^* / t^*,$$

тобто

$$f_U(t^*) = t^*; f_I(t^*) = 1/t^*. \quad (4.7)$$

Отже, при заданому опорі навантаження IP R_n^* , еквівалентний опір навантаження джерела, відповідно до (4.6), становитиме

$$R_{n,e}^* = R_n^* / t^{*2}. \quad (4.8)$$

Оскільки початкова робоча точка O відповідає роботі регулятора з $t^* = 1$, інші n точок на вихідній характеристиці джерела необхідно брати зліва від точки O , оскільки у випадку $t^* < 1$, $R_{n,e}^* > R_n^*$.

7. Визначаємо чисельні значення параметра t_k^* , які забезпечуватимуть роботу джерела в кожній з n обраних точок. Відповідно до (4.8) його можна визначити за формулою

$$t_k^* = \sqrt{R_n^* / R_{n,e_k}^*}. \quad (4.9)$$

Отримані результати визначатимуть залежність вхідної напруги (вхідного струму) IP від параметра t^* , тобто функцію $U_{ex}^* = f(t^*)$ ($I_{ex}^* = f(t^*)$), для обраного опорі навантаження $R_n^* = 0.2$.

8. Враховуючи, що для досліджуваної схеми $U_{вих}^* = U_{ex}^* t^*$ ($I_{вих}^* = I_{ex}^* / t^*$), з використанням результатів, отриманих в п. 7, можемо визначити залежності $U_{вих}^* = f(t^*)$, ($I_{вих}^* = f(t^*)$), тобто регульовальні характеристики схеми, що аналізуємо.

У табл. 4.4 представлено результати обчислень, здійснених відповідно до сформульованої вище методики для випадку $R_n^* = 0.2$.

Відповідно до результатів, представлених в табл. 4.4, на рис. 4.4 побудовані регульовальні характеристики IP-1S по вхідній та вихідній напрузі, а на рис. 4.5 – по вхідному та вихідному струму, для випадку $R_n^* = 0.2$.

Таблиця 4.4

Результати обчислень для випадку $R_n^* = 0.2$

U_{ex}^*	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	0.95	1
I_{ex}^*	0,98	0,95	0,92	0,87	0,8	0,71	0,6	0,44	0,31	0
$R_{n,e}^* = U_{\text{ex}}^* / I_{\text{ex}}^*$	0.2	0.32	0.44	0.58	0.75	1	1.3	2	3.1	∞
$t^* = \sqrt{R_n^* / R_{n,e}^*}$	1	0.79	0.67	0.59	0.52	0.45	0.39	0.32	0.25	0
$U_{\text{вих}}^* = U_{\text{ex}}^* \cdot t^*$	0.2	0.24	0.27	0.3	0.31	0.32	0.31	0.29	0.24	0
$I_{\text{вих}}^* = I_{\text{ex}}^* / t^*$	0,98	1,2	1,37	1,48	1,54	1,58	1,54	1,38	1,24	0
$P_{\text{вих}}^* = P_{\text{ex}}^* = U_{\text{ex}}^* \cdot I_{\text{ex}}^*$	0,195	0,29	0,37	0,445	0,48	0,495	0,48	0,4	0,3	0

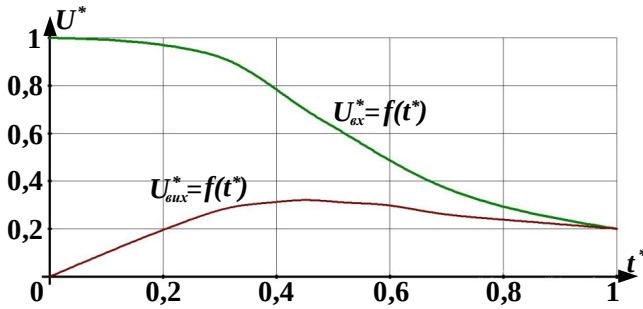


Рис. 4.4 Регулювальні характеристики регулятора типу IP-1S по вхідній та вихідній напрузі

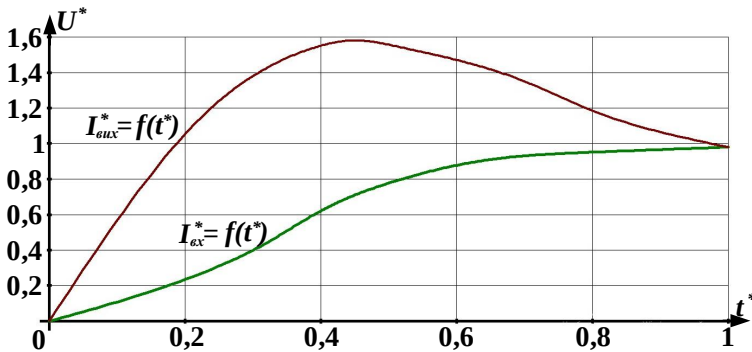


Рис. 4.5 Регулювальні характеристики регулятора типу IP-1S по вхідному та вихідному струму

На рис 4.6 представлено сімейство регулювальних характеристик по вихідній напрузі, а на рис. 4.7 наведено сімейство регулювальних характеристик по вихідній потужності для різних значень відносного опору навантаження R_H^* .

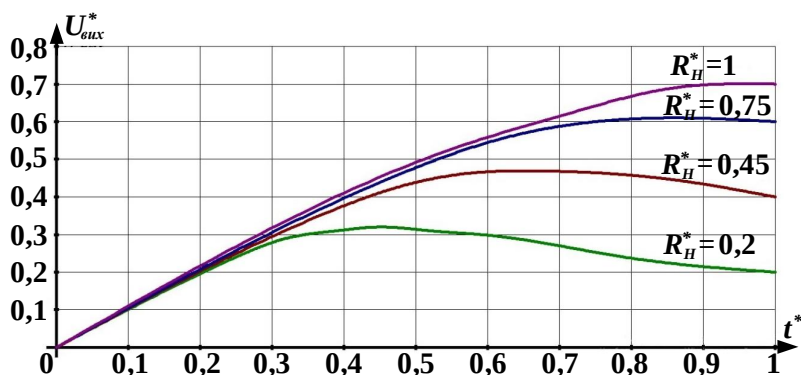


Рис. 4.6 Сімейство регулювальних характеристик по вихідній напрузі для різних значень опору R_H^*

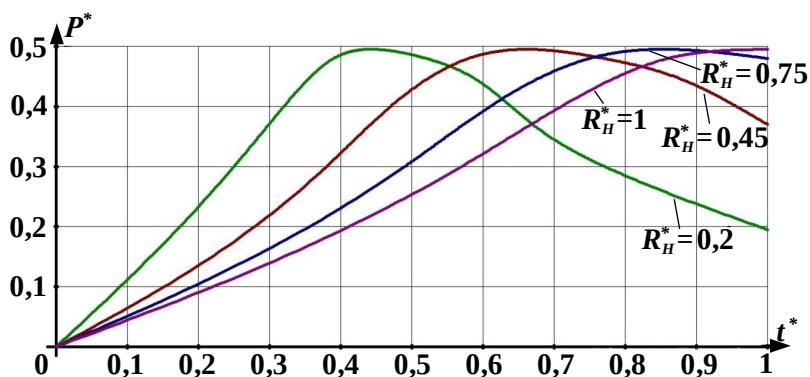


Рис. 4.7 Сімейство регулювальних характеристик по вихідній потужності для різних значень опору R_H^*

Випадок 2 - вихідна характеристика третього типу

Нехай вихідна характеристика джерела живлення відноситься до третього типу (рис. 4.2).

В табл. 4.5 наведено результати визначення вихідної характеристики цього джерела, а на рис. 4.8 її нормованих графік.

Таблиця 4.5

Експериментальні результати для вихідної характеристики 3-го типу													
U^*	1	0.95	0.9	0.8	0.7	0.6	0.5	0.4	0.3	0.2	0.1	0.05	0
I^*	0	0,00 1	0,01	0,02	0,05	0,08	0,13	0,2	0,29	0,4	0,56	0,69	1
$R=U^*/I^*$	∞	950	90	40	14	7.5	3.8	2	1	0.5	0.18	0,07	0
$P=U^* \cdot I^*$	0	0	0.00 9	0.01 6	0.03 5	0.04 8	0.06 9	0.0 8	0.09	0.0 8	0.06	0,03 5	0

На вихідній характеристиці джерела визначаємо робочу точку O при заданому опорі навантаження $R_n^* = 0.2$. Ця точка відповідатиме роботі IP в режимі з $t^* = 1$.

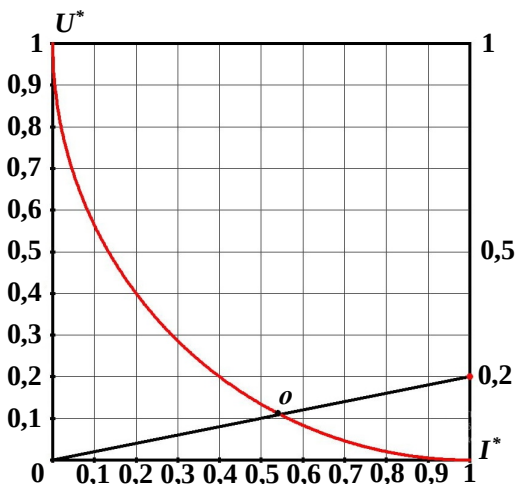


Рис. 4.8 Нормований графік вихідної характеристики 3-го типу

Аналогічно до першого випадку здійснюємо відповідні обчислення і заповнюємо табл. 4.6. В цій таблиці наведено результати обчислень для випадку $R_H^* = 0.2$.

Таблиця 4.6.

Результати обчислень для випадку $R_H^* = 0.2$

$U_{\text{гх}}^*$	0.11	0.13	0.2	0.29	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1
$I_{\text{гх}}^*$	0.55	0.5	0.4	0.29	0.2	0.13	0.08	0.05	0.02	0.01	0
$R_{H,e}^* = U_{\text{гх}}^* / I_{\text{гх}}^*$	0.2	0.26	0.5	1	2	3.8	7.5	14	40	90	∞
$t^* = \sqrt{R_H^* / R_{H,e}^*}$	1	0.87	0.63	0.45	0.32	0.23	0.16	0.12	0.07	0.05	0
$U_{\text{вих}}^* = U_{\text{гх}}^* \cdot t^*$	0.11	0.113	0.126	0.131	0.128	0.115	0.096	0.084	0.059	0.045	0
$I_{\text{вих}}^* = I_{\text{гх}}^* / t^*$	0,55	0,575	0,63	0,645	0,625	0,57	0,5	0,42	0,29	0,2	0
$P_{\text{вих}}^* = P_{\text{гх}}^* = U_{\text{гх}}^* I_{\text{гх}}^*$	0,06	0,065	0,08	0,085	0,08	0,065	0,048	0,035	0,016	0,01	0

На рис. 4.9 побудовано графік сімейства регулювальних характеристик по вихідній напрузі при різних значеннях відносного опору R_H^* .

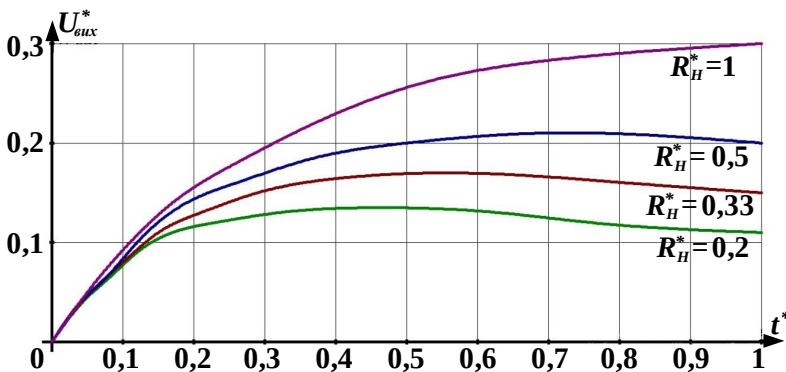


Рис. 4.9 Сімейство регулювальних характеристик по вихідній напрузі

Для цих же значень опору на рис. 4.10 побудовано графік сімейства регулювальних характеристик по вихідній потужності.

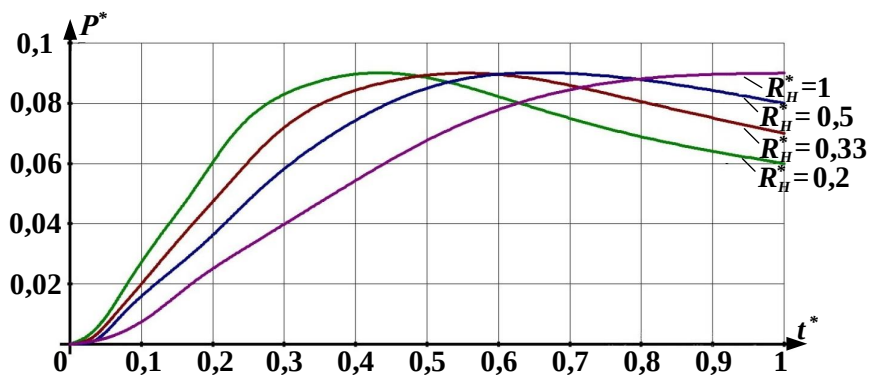


Рис. 4.10 Сімейство регулювальних характеристик по вихідній потужності

Для порівняння різних типів джерел живлення на рис. 4.11, в одній системі координат, побудовано регулювальні характеристики регулятора типу ІР-15 по вихідній напрузі для трьох типів джерел електроживлення (рис. 4.2), для випадку $R_H^* = 0.2$.

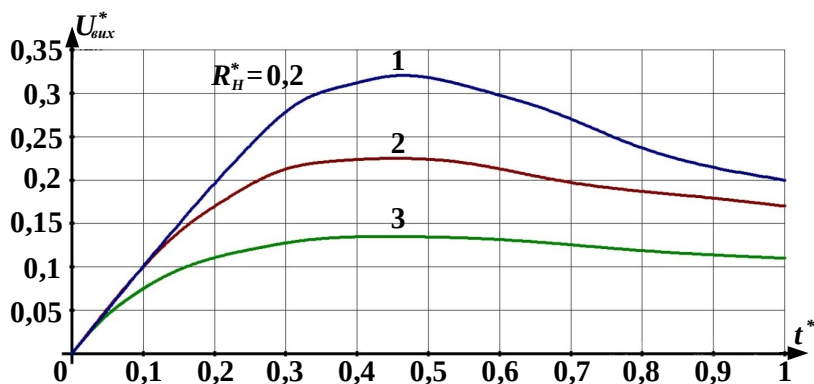


Рис. 4.11 Регулювальні характеристики по вихідній напрузі для трьох типів джерел електроживлення

На рис. 4.12, для цього ж випадку, побудовано регулювальні характеристики по вихідній потужності. Порівняння та аналіз представлених характеристик свідчить про наступне.

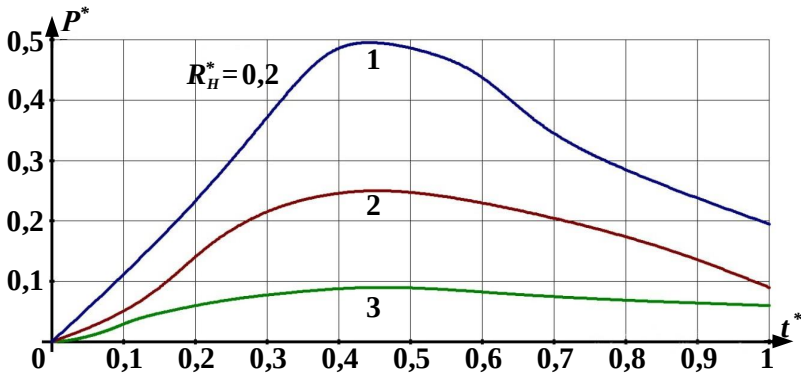


Рис. 4.12 Регулювальні характеристики по вихідній потужності, для трьох типів джерел електроживлення

Відповідно до рис. 4.11 та 4.12 максимальні значення вихідної напруги струму та потужності будуть у випадку живлення від джерела з характеристикою першого типу, а найменші - з характеристикою третього типу. Це пов'язано з тим, що для джерела з характеристикою 1, в ТМП статичний внутрішній опір джерела $r_{cm \text{ МП}}$ є меншим від опору навантаження $R_{МП}$ (рис. 4.13).

Тому вихідна напруга джерела в ТМП $U_{МП}^* > 0.5$. Відповідно для джерела з характеристикою 3-го типу в ТМП $r_{cm \text{ МП}} > R_{МП}$, тому $U_{МП}^* < 0.5$.

Якщо ж внутрішній опір джерела лінійний (характеристика 2), в ТМП $r_{вих} = r_{cm} = R_{МП}$. Отже, для цього випадку $U_{МП}^* = 0.5$.

Відповідно *вихідна* напруга регулятора у всіх трьох розглянутих випадках $U_{вих}^* = U^* \cdot t^*$.

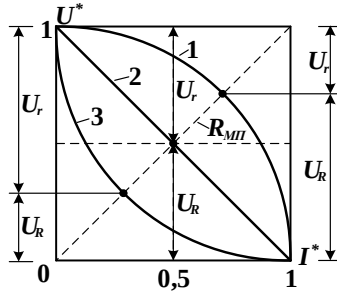


Рис. 4.13 Вихідна напруга в ТМП для для трьох типів джерел електроживлення

Вихідні напруга, струм та потужність ІР досягають максимального значення у випадку перебування джерела живлення в ТМП. Джерело живлення з заданою вихідною характеристикою перебуватиме в ТМП за певної величини опору навантаження $R_{неМП}^*$. Наприклад, для джерел живлення, які розглянуті вище, ТМП відповідає опору навантаження $R_{неМП}^* = 1$ (див. табл. 4.3 та 4.5). Якщо ж реальний опір навантаження $R_H^* \neq R_{неМП}^*$, для виведення джерела в ТМП, ІР має працювати в режимі регулювання з параметром

$$t^* = t_{МП}^* = \sqrt{R_H^* / R_{неМП}^*}. \quad (4.10)$$

На рис. 4.14 представлено графік залежності $t_{МП}^* = f(R_H^*)$ для випадку $R_{неМП}^* = 1$, з якого випливає, що ІР-1S може працювати в режимі передавання максимальної потужності від джерела до навантаження лише за умови, що $R_H^* \leq R_{неМП}^*$.

Таким чином, для заданого опору навантаження $R_H^* \leq R_{неМП}^*$, ТМП джерела буде досягнена за певної величини $t^* = t_{МП}^*$, яка залежить лише від

величини $R_{\text{нелМП}}^*$ і не залежить від типу вихідної характеристики джерела (рис 4.11 та 4.12).

Якщо джерело працює в ТМП, вихідна потужність на навантаженні регулятора дорівнюватиме $P_{\text{МП}}^*$ незалежно від величини опору цього навантаження (рис. 4.7 та рис. 4.10).

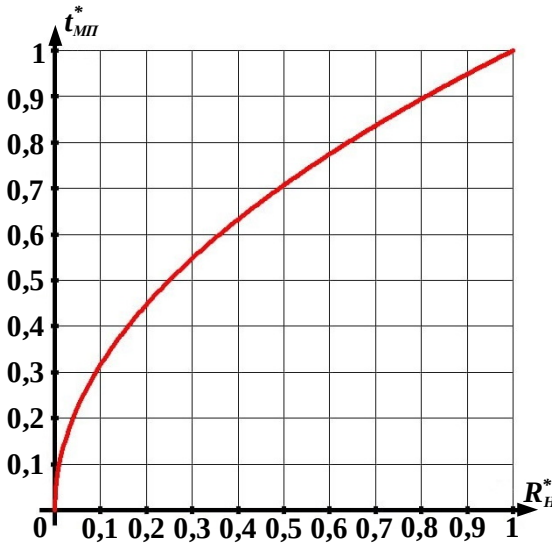


Рис. 4.14 Залежність параметра $t_{\text{МП}}^*$ від опору навантаження R_H^*

Відповідно до (4.10), чим меншим є опір R_H^* , тим менше значення прийматиме параметр $t_{\text{МП}}^*$. Внаслідок цього швидкість зміни вихідної потужності $\partial P^* / \partial t^*$ буде тим більшою, чим менша величина опору R_H^* . Отже, для забезпечення відбирання від джерела максимальної кількості електричної енергії, зі зменшенням опору R_H^* , необхідно більш точно визначати параметр $t_{\text{МП}}^*$.

Проведений аналіз дає можливість зробити такі висновки.

1. У загальному випадку регулювальні характеристики IP-1S є *нелінійними* і суттєво залежать, як від вихідної характеристики джерела, так і від опору навантаження R_H^* .

2. ТМП джерела відповідає певній величині опору навантаження $R_{неМП}^*$. Наприклад, для розглянутих джерел живлення, ТМП відповідає еквівалентний опір навантаження $R_{неМП}^* = 1$.

3. Якщо реальний опір навантаження $R_H^* \neq R_{неМП}^*$, для виведення джерела живлення в ТМП, IP повинен працювати з параметром $t^* = t_{МП}^*$ (4.10).

4. Відповідно до (4.10), IP-1S може вивести джерело живлення в ТМП лише за умови, що $R_H^* \leq R_{неМП}^*$. Якщо ж $R_H^* > R_{неМП}^*$, джерело живлення не може бути виведене в ТМП за будь-якого значення параметра t^* .

5. Джерела живлення з характеристиками 1-го типу дають можливість передати до навантаження найбільшу потужність. Однак, для цього необхідно якомога точніше визначати параметр $t^* = t_{МП}^*$.

6. У випадку живлення від джерел з характеристиками третього типу, вихідна потужність буде значно меншою. Однак, вона мало змінюватиметься при змінах параметра t^* відносно $t_{МП}^*$, в достатньо широкому діапазоні.

4.3. Регулювальні характеристики інших типів імпульсних регуляторів

Регулятор типу IP-1P

Для цієї схеми, відповідно до табл. 1.1, є дійсними такі співвідношення

$$U_{вих}^* = U_{ех}^* / t^*; I_{вих}^* = I_{ех}^* * t^*;$$

тобто,

$$f_U(t^*) = 1/t^*; f_I(t^*) = t^*. \quad (4.11)$$

Якщо навантаженням джерела живлення є ця схема, відповідно до (4.6), еквівалентний опір його навантаження визначатиметься як

$$R_{ne}^* = R_n^* t^{*2}. \quad (4.12)$$

Тому, для забезпечення роботи джерела в робочій точці, що відповідає опору навантаження R_{ne}^* , чисельне значення параметра t^* має дорівнювати

$$t^* = \sqrt{R_{ne}^* / R_n^*}. \quad (4.13)$$

Щоб вивести джерело живлення в ТМП у випадку, коли $R_H^* \neq R_{неМП}^*$, ІР має працювати з параметром $t^* = t_{МП}^*$, де

$$t_{МП}^* = \sqrt{R_{неМП}^* / R_n^*}. \quad (4.14)$$

Отже, схема регулятора 1Р може вивести джерело живлення в ТМП лише у випадку, коли $R_H^* \geq R_{неМП}^*$.

Регулювальні характеристики цієї схеми можна визначити аналогічно до попередньої, використовуючи розроблену методику. Однак, враховуючи, що схеми регуляторів 1S та 1P є дуальними, можна стверджувати, що у випадку, коли вихідні характеристики джерела $U^* = f(I^*)$ та $I^* = f(U^*)$ співпадатимуть, регулювальні характеристики по напрузі та струму однієї з цих схем співпадатимуть з регулюванням характеристиками відповідно по струму та напрузі іншої схеми.

Регулятор типу ІР-2S

Відповідно до табл. 1.1, для цієї схеми є дійсними співвідношення

$$U_{вих}^* = U_{ex}^* \frac{t^*}{1-t^*}; I_{вих}^* = I_{ex}^* \frac{1-t^*}{t^*}.$$

Отже

$$f_U(t^*) = \frac{t^*}{1-t^*}; \quad f_I(t^*) = \frac{1-t^*}{t^*}. \quad (4.15)$$

Тому, відповідно до (4.6), еквівалентний опір навантаження джерела може бути визначений як

$$R_{ne}^* = R_n^* \left(\frac{1-t^*}{t^*} \right)^2. \quad (4.16)$$

Для визначення чисельного значення параметра t^* , за якого еквівалентний опір навантаження джерела дорівнюватиме R_{ne}^* , необхідно розв'язати квадратне рівняння

$$t^{*2} (R_n^* - R_{ne}^*) - 2R_n^* t^* + R_n^* = 0, \quad (4.17)$$

яке має два корені

$$t_{1,2}^* = \frac{R_n^* \pm \sqrt{R_n^* R_{ne}^*}}{R_n^* - R_{ne}^*}.$$

З урахуванням фізичного смислу параметра t^* , робимо висновок, що дійсним буде другий з цих коренів, тобто

$$t^* = \frac{R_n^* - \sqrt{R_n^* R_{ne}^*}}{R_n^* - R_{ne}^*}. \quad (4.18)$$

На відміну від двох попередніх схем, для яких еквівалентний опір навантаження джерела R_{ne}^* співпадає з опором R_n^* за умови, що $t^* = 1$, для схеми, що розглядаємо, відповідно до (4.16) ця умова буде виконуватись у випадку, коли $t^* = 0,5$. Якщо ж $t^* < 0,5$, то $R_{ne}^* > R_n^*$, а якщо $t^* > 0,5$, то $R_{ne}^* < R_n^*$. Отже, теоретично регулятор 2S може вивести джерело живлення в ТМП за будь-якого значення опору навантаження R_n^* .

Якщо відомо, що ТМП джерела відповідає еквівалентному опору навантаження $R_{неМП}^*$, можемо визначити параметр $t_{МП}^*$, за якого джерело

живлення буде виведене у ТМП, у випадку, коли опір навантаження дорівнює

$$R_n^*$$

$$t_{МП}^* = \frac{R_n^* - \sqrt{R_n^* R_{неМП}^*}}{R_n^* - R_{неМП}^*}. \quad (4.19)$$

Проаналізуємо схему 2P, яка є дуальною до схеми 2S.

Регулятор типу IP-2P

Відповідно до табл. 1.1, для цієї схеми є дійсними співвідношення

$$U_{вих}^* = U_{вх}^* \frac{1-t^*}{t^*}; I_{вих}^* = I_{вх}^* \frac{t^*}{1-t^*}.$$

Отже,

$$f_U(t^*) = \frac{1-t^*}{t^*}; f_I(t^*) = \frac{t^*}{1-t^*}. \quad (4.20)$$

Якщо навантаженням джерела живлення є ця схема, відповідно до (4.6), еквівалентний опір навантаження буде визначатися, як

$$R_{не}^* = R_n^* \left(\frac{t^*}{1-t^*} \right)^2. \quad (4.21)$$

Для визначення чисельного значення параметра t^* , за якого еквівалентний опір навантаження джерела дорівнюватиме $R_{не}^*$, необхідно розв'язати квадратне рівняння

$$t^{*2} (R_{не}^* - R_n^*) - 2R_{не}^* t^* + R_{не}^* = 0, \quad (4.22)$$

яке має два корені

$$t_{1,2}^* = \frac{R_{не}^* \pm \sqrt{R_{не}^* R_n^*}}{R_{не}^* - R_n^*}.$$

З урахуванням фізичного смислу параметра t^* , робимо висновок, що дійсним буде другий з цих коренів, тобто

$$t^* = \frac{R_{не}^* - \sqrt{R_{не}^* R_H^*}}{R_{не}^* - R_H^*}. \quad (4.23)$$

Еквівалентний опір навантаження джерела $R_{не}^*$ співпадає з опором R_H^* за умови, що $t^* = 0,5$. У випадку $t^* < 0,5$, $R_{не}^* < R_H^*$. Якщо ж $t^* > 0,5$, $R_{не}^* > R_H^*$.

Тобто, цей регулятор також може вивести джерело живлення в ТМП за будь-якого значення опору навантаження R_H^* . Якщо ТМП джерела відповідає еквівалентному опору навантаження $R_{неМП}^*$, для виведення джерела у цю точку, параметр t^* повинен дорівнювати $t_{МП}^*$, де

$$t_{МП}^* = \frac{R_{неМП}^* - \sqrt{R_{неМП}^* R_H^*}}{R_{неМП}^* - R_H^*}. \quad (4.24)$$

На рис. 4.15 побудовано графіки залежності $t_{МП}^* = f(R_H^*)$ для схем 2S та 2P для випадку $R_{неМП}^* = 1$.

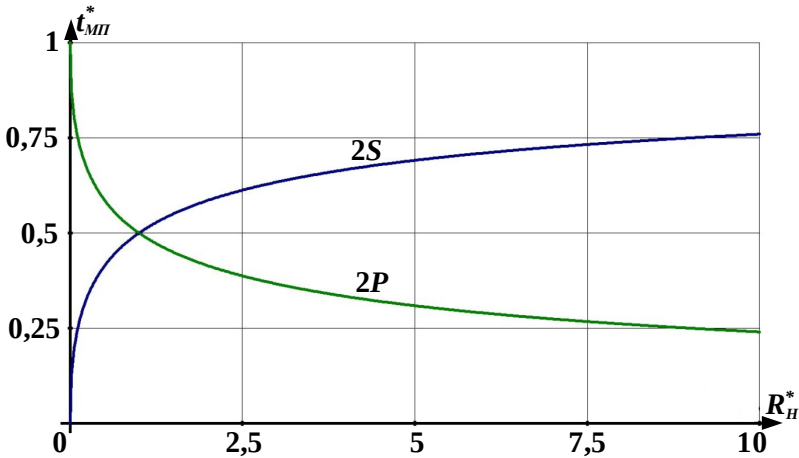


Рис. 4.15 Залежності $t_{МП}^*$ від опору R_H^* для схем IP-2S та IP-2P

Регулювальні характеристики цих схем можна визначити аналогічно до попередніх, застосовуючи сформульовану вище методику, а також враховуючи їх дуальність.

Таким чином, на вихідній характеристиці реальних джерел електроживлення існує робоча точка, при перебуванні у якій в зовнішнє коло передаватиметься максимальна потужність (точка максимальної потужності – ТМП). Для виведення джерела у цю точку, еквівалентний опір його навантаження повинен мати певну величину $R_{неМП}^*$. У випадку, коли реальний опір навантаження R_n^* відрізняється від $R_{неМП}^*$, його підключають до джерела живлення через узгоджувальний ІР, який виконує роль трансформатора опору.

Вхідний опір ІР, який виступає в ролі навантаження джерела $R_{не}^*$, залежить від опору навантаження регулятора R_n^* , а також параметра t^* .

Зі зміною параметра t^* змінюватиметься опір навантаження джерела $R_{не}^*$. За певного значення параметра $t^* = t_{МП}^*$ опір навантаження джерела стає рівним $R_{неМП}^*$ і джерело живлення виходить в ТМП. У цьому режимі від джерела до навантаження передаватиметься максимально можлива потужність, яка не залежить від опору R_n^* .

Таким чином аналіз базових схем ІР показує наступне.

1. Якщо у якості узгоджувального використовується схема ІР-1S, максимальна потужність від джерела до навантаження R_n^* може бути передана лише за умови, що $R_n^* \leq R_{неМП}^*$. У випадку, коли $R_n^* = R_{неМП}^*$, параметр t^* має дорівнювати одиниці $t^* = 1$. Зі зменшенням R_n^* , для виведення джерела в ТМП параметр t^* також необхідно зменшувати $t^* < 1$.

2. Якщо у якості узгоджувального використовується схема ІР-1P, джерело живлення може бути виведене в ТМП лише за умови, що $R_n^* \geq R_{неМП}^*$.

Якщо $R_n^* = R_{неМП}^*$, ІР має працювати з параметром $t^* = 1$. Зі збільшенням R_n^* параметр t^* необхідно зменшувати.

3. Схеми ІР-2S та ІР-2P, на відміну від попередніх, дають можливість відбирати від джерела живлення максимальну потужність, теоретично, за будь-якого значення опору навантаження R_n^* . У випадку, коли $R_n^* = R_{неМП}^*$, регулятор має працювати з параметром $t^* = 0,5$.

Для схеми ІР-2S, зі збільшенням $R_n^* > R_{неМП}^*$ параметр t^* необхідно збільшувати ($t^* > 0,5$), а у випадку $R_n^* < R_{неМП}^*$ - зменшувати ($t^* < 0,5$).

Для схеми ІР-2P навпаки - зі збільшенням опору навантаження R_n^* параметр t^* необхідно зменшувати.

На закінчення зауважимо, що у випадку роботи джерела живлення в ТМП, його коефіцієнт використання електричної енергії η завжди буде менше 100%. У випадку лінійного внутрішнього опору джерела (характеристика 2 на рис. 4.2), $\eta = 50\%$. Для вихідних характеристик 1-го типу $\eta > 50$, а для характеристик 3-го типу $\eta < 50\%$ (рис. 4.13).

4.4. Визначення регулювальних характеристик у випадку роботи імпульсного регулятора на акумулятор

У випадку підключення акумулятора на виході регулятора можемо вважати, що вихідна напруга регулятора залишається незмінною і дорівнює $U_{вих} = E_a$. Отже, при заданому параметрі t^* , вхідна напруга регулятора, відповідно до (4.3), має бути рівною

$$U_{вх} = U_{вих} / f_U(t^*) = E_a / f_U(t^*). \quad (4.25)$$

З іншого боку, вхідною напругою ІР є вихідна напруга джерела живлення, яка визначається його вихідною характеристикою $U = f(I)$ і

залежить від вхідного струму ІР. Отже, у стані рівноваги, вихідна напруга джерела дорівнюватиме вхідній напрузі регулятора (4.25), тобто

$$E_a / f_U(t^*) = U(I). \quad (4.26)$$

Таким чином, внаслідок наявності внутрішнього опору джерела r , його вихідна напруга не залишатиметься постійною. Вона змінюватиметься зі зміною струму відповідно до його вихідної характеристики. Система перебуватиме у стані рівноваги лише за певної величини струму I , що споживається від джерела. Тому, у випадку роботи на акумулятор, будь-який ІР працюватиме у режимі регулювання струму. Отже, використовуючи (4.26) можемо визначити залежність вхідного струму ІР від параметра t^* ($I_{\text{вх}} = f(t^*)$) при заданому E_a . Далі, використовуючи (4.3), визначаємо залежності $I_{\text{вх}} = f(t^*)$ та $U_{\text{вх}} = f(t^*)$, тобто регульовальні характеристики регулятора.

Розглянемо особливості методики визначення цих характеристик на прикладі схеми ІР-1S, яка підключена до джерела живлення з нелінійним внутрішнім опором.

Регулятор типу ІР-1S

Вхідна та вихідна напруги, а також струми такого регулятора, відповідно до табл. 1.1, пов'язані співвідношеннями

$$U_{\text{вх}}^* = U_{\text{вх}}^* t^*; I_{\text{вх}}^* = I_{\text{вх}}^* / t^*.$$

Тому, відповідно до (4.26), при заданій напрузі акумулятора E_a , джерело живлення перебуватиме в певній робочій точці $U^* = E_a^* / t^*$. Іншими словами, для виведення джерела живлення в робочу точку U^* , ІР повинен працювати з параметром

$$t^* = E_a^* / U^*. \quad (4.27)$$

Якщо ІР працюватиме з параметром $t^* = 1$, вихідна напруга джерела прийматиме *мінімальне* значення $U_{min}^* = E_a^*$, що відповідатиме *максимальному* вхідному струму ІР. Зі зменшенням параметра $t^* < 1$, вихідна напруга джерела (вихідна напруга ІР) зростатиме, а струм зменшуватиметься. Максимального значення вихідна напруга джерела досягає у режимі холостого ходу. Цьому режимові відповідатиме *мінімальне* значення параметра t^* .

$$t_{min}^* = \frac{E_a}{U_{xx}} = E_a^*. \quad (4.28)$$

Для побудови регулювальних характеристик регулятора необхідно змінюючи вихідну напругу джерела в діапазоні від $U_{min}^* = E_a^*$ до $U_{max}^* = 1$, за допомогою (4.27) розрахувати чисельні значення параметра t^* , які відповідатимуть конкретним значенням напруги U^* у вказаному діапазоні. Визначені значення параметра t^* відповідають певним робочим точкам на вихідній характеристиці джерела. За цими значеннями будемо регулювальні характеристики регулятора, для випадку його роботи на акумулятор з напругою E_a^* . Для систематизації результатів, отриманих в процесі обчислень, доцільно заповнювати табл. 4.7.

Таблиця 4.7

Таблиця для систематизації результатів обчислень

U_{ex}^*	0	0.1		E_a^*			$U_{МП}^*$		0,9	1
I_{ex}^*	1						$I_{МП}^*$			0
$t^* = E_a^* / U_{ex}^*$				1			$t_{МП}^*$			$t_{min}^* = E_a^*$
$I_{вих}^* = I_{ex}^* / t^*$										
$P_{вих}^* = P_{ex}^* = U_{ex}^* I_{ex}^*$							$P_{МП}^*$			0
$U_{вих}^* = E_a^*$										

Очевидно, що для випадку, який розглядаємо, вихідна напруга регулятора $U_{вих}^* = E_a^*$ і не залежить від параметра t^* . Усі інші величини

залежатимуть від цього параметра. Дані, представлені в табл. 4.7, дають можливість побудувати такі регульовальні характеристики для схеми IP-1S

- $U_{ax}^* = f(t^*)$;
- $I_{ax}^* = f(t^*)$;
- $I_{вих}^* = f(t^*)$;
- $P_{вих}^* = P_{ax}^* = f(t^*)$.

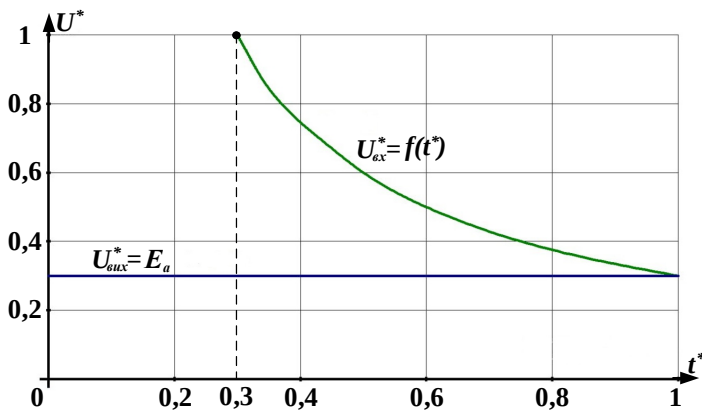
В табл. 4.8 представлено результати обчислень для джерела з вихідною характеристикою 1-го типу (рис. 4.2) для випадку $E_a^* = 0.3$.

Таблиця 4.8

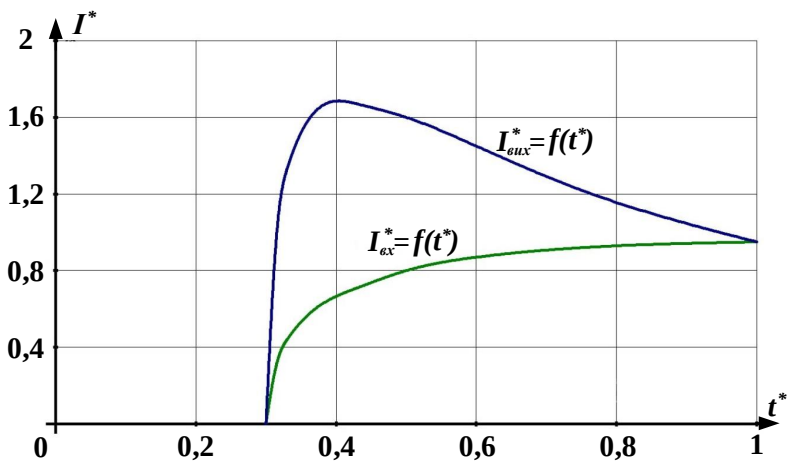
Результати обчислень, для джерела з вихідною характеристикою 1-го типу при $E_a^* = 0.3$

U_{ax}^*	0	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	0.95	1
I_{ax}^*	1	0.99	0.98	0.95	0.92	0.87	0.8	0.71	0.6	0.44	0.31	0
$t^* = E_a^* / U_{ax}^*$				1	0.75	0.6	0.5	0.43	0.37	0.33	0.315	0,3
$I_{вих}^* = I_{ax}^* / t^*$				0.95	1.22	1.45	1.6	1.65	1.63	1.33	0.98	0
$U_{вих}^* = E_a^* = 0.3$												
$P_{вих}^* = P_{ax}^* = U_{ax}^* I_{ax}^*$	0	0.1	0.2	0.28	0.37	0.44	0.48	0.5	0.48	0.4	0.3	0

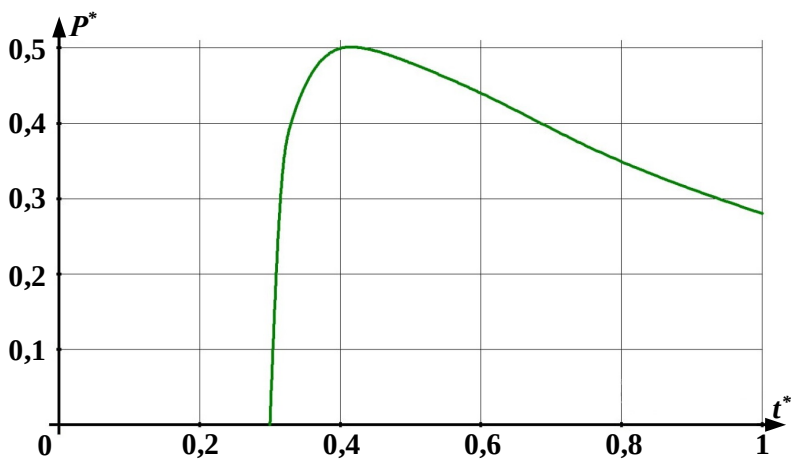
На рис. 4.16 представлено регульовальні характеристики регулятора типу IP-1S, побудовані за результатами, наведеними в табл. 4.8.



а)



б)



в)

Рис. 4.16 Регулювальні характеристики регулятора типу IP-1S

Аналізуючи отримані результати можна зробити такі висновки.

1. Регулювальні характеристики є суттєво нелінійними і залежать від напруги акумулятора E_a^* , а також від характеру нелінійності вихідної характеристики джерела живлення.

2. У режимі безперервного струму індуктивності L , допустимий діапазон зміни параметра t^* є обмеженим. У випадку $t^* = 1$ вихідна напруга джерела є мінімальною і співпадає з напругою акумулятора $U_{min}^* = E_a^*$. У випадку $t^* = E_a^* = 0.3$ джерело живлення працюватиме у режимі холостого ходу і його вихідна напруга буде максимальною $U_{max}^* = U_{x.x}^* = 1$ (рис. 4.16, а).

3. Максимальний струм передаватиметься до навантаження у випадку, коли джерело живлення перебуває в ТМП. Оскільки вихідна напруга регулятора є практично постійною ($U_{вих}^* = E_a^*$), характер зміни вихідної потужності при регулюванні повторює характер зміни вихідного струму регулятора (рис. 4.16, б, в).

4. Якщо в ТМП вихідна напруга джерела дорівнює $U_{МП}^*$, при заданій напрузі акумулятора E_a^* , для виведення джерела у цю точку, ІР має працювати з параметром $t^* = t_{МП}^* = E_a^* / U_{МП}^*$.

5. У залежності від характеру вихідної характеристики джерела та напруги акумулятора E_a^* , вихідний струм регулятора може перевищувати струм короткого замикання джерела ($I_{вих}^* > 1$) (рис. 4.16, б).

Регулятор типу ІР-1Р

Вхідні та вихідні напруги та струми регулятора типу ІР-1Р, відповідно до табл. 1.1, пов'язані співвідношенням

$$U_{вих}^* = U_{ex}^* / t^* ; I_{вих}^* = I_{ex}^* t^* .$$

Отже, у випадку $U_{вих}^* = E_a^*$, вхідна напруга ІР у режимі рівноваги має дорівнювати

$$U_{ex}^* = U_{вих}^* t^* = E_a^* t^* . \quad (4.29)$$

Тому, при заданій величині напруги акумулятора E_a^* , джерело живлення перебуватиме в певній робочій точці U^* на вихідній характеристиці за умови, що

$$t^* = U^* / E_a^*. \quad (4.30)$$

У випадку, коли ІР працює з параметром $t^* = 1$, вихідна напруга джерела (вхідна напруга регулятора U_{ex}^*), відповідно до (4.29) буде максимальною і дорівнюватиме $U_{max}^* = E_a^*$. Вихідний струм джерела при цьому буде мінімальним. Зі зменшенням параметра $t^* < 1$, вихідна напруга джерела (вхідна напруга регулятора) буде зменшуватися, а струм зростатиме. У випадку $t^* \rightarrow 0$ (в режимі короткого замикання джерела) вхідна напруга регулятора $U_{ex}^* \rightarrow 0$.

Визначення регулювальних характеристик будемо здійснювати за сформульованою вище методикою. В табл. 4.9 наведено результати обчислень для випадку живлення від джерела з вихідною характеристикою 1-го типу при напрузі акумулятора $E_a^* = 1$.

Таблиця 4.9

Результати обчислень для джерела з вихідною характеристикою 1-го типу при $E_a^* = 1$

U_{ex}^*	0	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	0.95	1
I_{ex}^*	1	0.99	0.98	0.95	0.92	0.87	0.8	0.71	0.6	0.44	0.31	0
$t^* = U_{ex}^* / E_a^*$	0	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	0.95	1
$I_{вих}^* = I_{ex}^* t^*$	0	0.1	0.2	0.28	0.37	0.44	0.48	0.5	0.48	0.4	0.29	0
$U_{вих}^* = E_a^* = 1$												
$P_{вих}^* = P_{ex}^* = U_{ex}^* I_{ex}^*$	0	0.1	0.2	0.28	0.37	0.44	0.48	0.5	0.48	0.4	0.29	0

На рис. 4.17 наведено графік регулювальної характеристики схеми регулятора ІР-1Р для розглянутого випадку. Для порівняння також

представлено регулювальну характеристику для випадку лінійного внутрішнього опору джерела (характеристика 2).

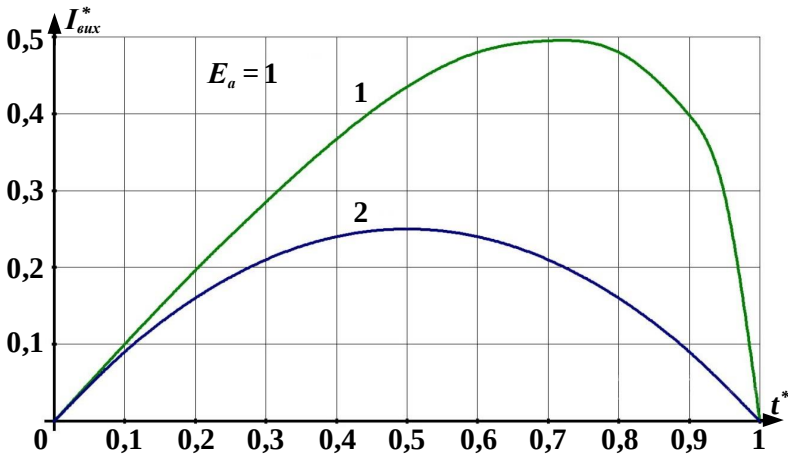


Рис. 4.17 Регулювальні характеристики схеми регулятора IP-1P

Вихідний струм i , відповідно, вихідна потужність досягає максимального значення за умови, що

$$t^* = t_{МП}^* = \frac{U_{МП}^*}{E_a^*}, \quad (4.31)$$

де $U_{МП}^*$ - вихідна напруга джерела живлення в його ТМП.

Таким чином, при підключенні акумулятора на виході регулятора типу IP-1P, вихідний струм є функцією від напруги акумулятора E_a^* , а також параметра t^* , причому напруга акумулятора може бути як більшою, так і меншою за напругу холостого ходу джерела.

Якщо $E_a^* > 1$, робочий діапазон зміни параметра t^* буде обмежений зверху величиною $t_{max}^* = 1/E_a^* < 1$.

Якщо ж $E_a^* < 1$, параметр t^* може змінюватись у повному діапазоні $[0 \dots 1]$, однак при цьому буде задіяна лише частина вихідної характеристики джерела $U^* = [0 \dots E_a^*]$.

Якщо ж $E_a^* = 1$, відповідно до (4.29) вихідна напруга джерела $U^* = t^*$. Зі зміною параметра t^* у діапазоні $[0 \dots 1]$, вихідна напруга джерела змінюватиметься у такому ж діапазоні, тобто буде задіяна уся вихідна характеристика джерела.

На рис. 4.18, для прикладу наведено регулювальні характеристики для чотирьох значень напруги акумулятора $E_a^* = 0,5; 0,7; 1; 2$.

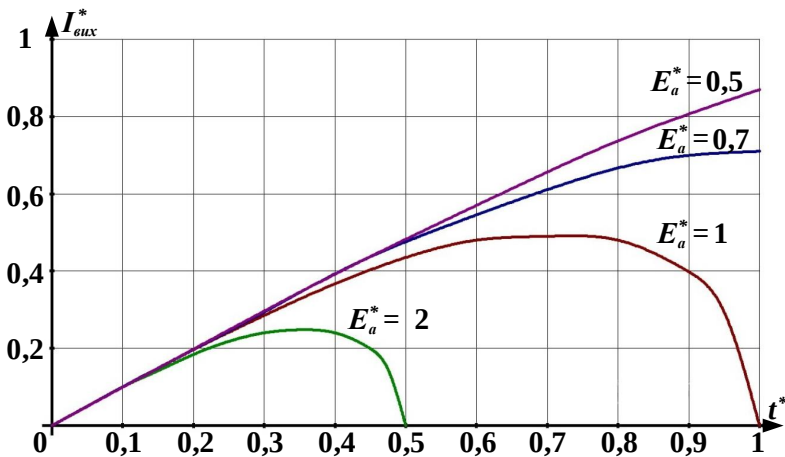


Рис. 4.18 Регулювальні характеристики при різних значеннях напруги акумулятора

Враховуючи, що для обраного типу джерела живлення в ТМП вихідна напруга джерела $U_{МП}^* = 0,7$, з (4.31) можемо визначити параметр $t_{МП}^*$ для різних значень E_a^* (табл. 4.10).

Таблиця 4.10

Значення параметру $t_{МП}^*$ для різних значень E_a^*

E_a^*	0,5	0,7	1	2
$t_{МП}^*$	1,4	1	0,7	0,35

Отже, у випадку $E_a^* < U_{МП}^*$ регулятор типу IP-1P не забезпечує можливість виведення джерела живлення в ТМП. Таким чином, якщо вибрати акумулятор з напругою $E_a^* = U_{МП}^*$, діапазон регулювання параметра $t^* = [0 \dots 1]$, а регулювання струму відбуватиметься в діапазоні від нуля до $I_{МП}^*$. При цьому регульовальна характеристика буде майже лінійною.

Регулятор типу IP-2S

Для схеми з регулятором типу IP-2S, відповідно до табл. 1.1, дійсними є такі співвідношення:

$$U_{вих}^* = U_{вх}^* \frac{t^*}{1-t^*}; \quad I_{вих}^* = I_{вх}^* \frac{1-t^*}{t^*}.$$

У випадку $U_{вих}^* = E_a^*$, у режимі рівноваги, вхідна напруга регулятора має бути рівною

$$U_{вх}^* = U_{вих}^* \frac{1-t^*}{t^*} = E_a^* \frac{1-t^*}{t^*}. \quad (4.32)$$

Отже, при заданій напрузі акумулятора E_a^* , джерело живлення буде виведене в робочу точку з напругою U^* , за умови, що параметр

$$t^* = \frac{E_a^*}{U^* + E_a^*}. \quad (4.33)$$

У випадку роботи регулятора з параметром $t^* = 0.5$, вихідна напруга джерела (вхідна напруга IP) $U_{вх}^* = E_a^*$. Якщо $t^* > 0.5$, то $U_{вх}^* < E_a^*$, а при $t^* < 0.5$, $U_{вх}^* > E_a^*$.

Особливістю схеми, що розглядаємо, є те, що у режимах $t^* = 0$ та $t^* = 1$ передавання енергії від джерела до навантаження буде відсутнє. Отже параметр t^* може змінюватись у діапазоні $0 < t^* < 1$.

Крім того, оскільки вихідна напруга джерела (вхідна напруга ІР) $U_{ex}^* \leq 1$, при заданій величині напруги акумулятора E_a^* допустимий діапазон зміни параметра t^* буде обмеженим.

Відповідно до (4.32) ця умова може бути записана наступним чином $E_a^* \frac{1-t^*}{t^*} \leq 1$, тобто

$$t^* \geq \frac{E_a^*}{1 + E_a^*}. \quad (4.34)$$

В табл. 4.11 показано діапазон допустимої зміни параметра t^* для різних значень E_a^* .

Таблиця 4.11

Діапазон допустимої зміни параметра t^* для різних значень E_a^*

E_a^*	0.1	0.3	0.5	0.7	1	1.5	3	5	10
t^*	0.091	0.23	0.33	0.41	0.5	0.6	0.75	0.83	0.91
$t_{МП}^*$	0.125	0.3	0.42	0.5	0.59	0.68	0.81	0.88	0.93

Отже, для схеми, що аналізуємо, допустима напруга акумулятора може змінюватись у достатньо широкому діапазоні. Оскільки координата ТМП джерела завжди менша від напруги холостого ходу $U_{МП}^* < 1$, при регулюванні параметра t^* , зазначеному в табл. 4.11 діапазоні, джерело живлення буде виведено в ТМП у випадку, якщо параметр

$$t^* = t_{МП}^* = \frac{E_a^*}{U_{МП}^* + E_a^*}. \quad (4.35)$$

Наприклад, для досліджуваного джерела з характеристикою 1-го типу, $U_{МП}^* = 0.7$. В табл. 4.11 наведено параметр $t_{МП}^*$ для відповідних значень напруги акумулятора E_a^* .

В табл. 4.12 наведено результати обчислень регулювальних характеристик для випадку джерела живлення з характеристикою 1-го типу при $E_a^* = 1$.

Таблиця 4.12

Результати обчислень регулювальних характеристик

$U_{\text{вх}}^*$	0	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	0.95	1
$I_{\text{вх}}^*$	1	0.99	0.98	0.95	0.92	0.87	0.8	0.71	0.6	0.44	0.31	0
$t^* = E_a^* / U_{\text{вх}}^* + E_a^*$	1	0.91	0.83	0.77	0.71	0.67	0.62	0.59	0.56	0.53	0.51	0.5
$I_{\text{вих}}^* = I_{\text{вх}}^* (1 - t^*) / t^*$	0	0.09	0.17	0.28	0.37	0.43	0.48	0.5	0.47	0.39	0.3	0
$U_{\text{вих}}^* = E_a^* = 1$												
$P_{\text{вих}}^* = P_{\text{вх}}^* = U_{\text{вх}}^* I_{\text{вх}}^*$	0	0.1	0.2	0.28	0.37	0.44	0.48	0.5	0.48	0.4	0.3	0

На рис. 4.19 наведено регулювальну характеристику регулятора типу IP-2S для випадку, представленого в табл. 4.12.

Для порівняння на цьому ж графіку побудовано регулювальну характеристику для випадку лінійного внутрішнього опору джерела (характеристика 2).

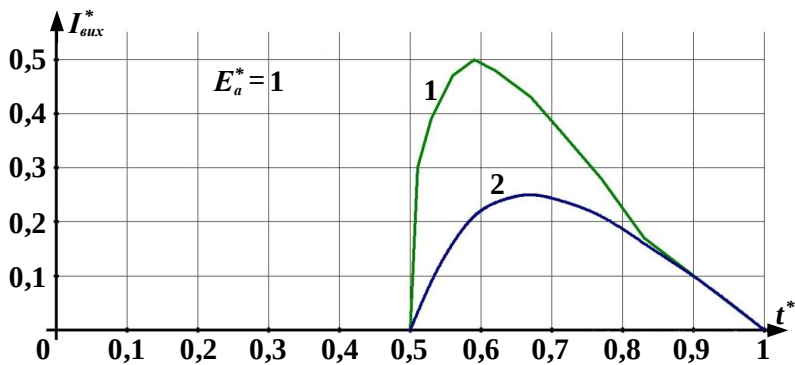


Рис.4.19 Регулювальні характеристика для випадку джерела з нелінійним (1) та лінійним (2) внутрішнім опором

На рис. 4.20 представлено регулювальні характеристики для трьох значень напруги акумулятора $E_a^* = 0.5$; 1; 2.

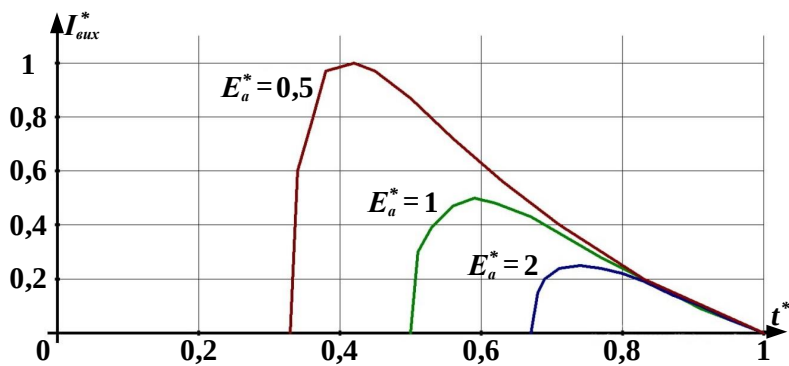


Рис.4.20 Регулювальні характеристики для різних значень напруги акумулятора

Регулятор типу IP-2P

Для схеми з регулятором типу IP-2P, відповідно до табл. 1.1, дійсними є такі співвідношення:

$$U_{\text{вих}}^* = U_{\text{вх}}^* \frac{1-t^*}{t^*}; I_{\text{вих}}^* = I_{\text{вх}}^* \frac{t^*}{1-t^*}.$$

Тому, у випадку $U_{\text{вих}}^* = E_a^*$, у режимі рівноваги, вхідна напруга регулятора має дорівнювати

$$U_{\text{вх}}^* = U_{\text{вих}}^* \frac{t^*}{1-t^*} = E_a^* \frac{t^*}{1-t^*}. \quad (4.36)$$

При заданій напрузі акумулятора E_a^* , джерело живлення перебуватиме у робочій точці з напругою U^* , за умови, що

$$t^* = \frac{U^*}{U^* + E_a^*}. \quad (4.37)$$

При роботі регулятора з параметром $t^* = 0.5$, вихідна напруга джерела (вхідна напруга регулятора) $U_{\text{вх}}^* = E_a^*$. Зі збільшенням параметра t^* , вихідна напруга джерела збільшуватиметься, а зі зменшенням параметра t^* , вихідна напруга джерела зменшуватиметься.

Як і в попередній схемі в режимах $t^* = 0$ та $t^* = 1$ передавання енергії від джерела до навантаження не відбуватиметься.

Оскільки вхідна напруга регулятора (вихідна напруга джерела) $U_{\text{вх}}^* \leq 1$, при заданій величині напруги акумулятора E_a^* допустимий діапазон зміни параметра t^* буде обмеженим. Цю умову, з урахуванням (4.36) можна записати наступним чином

$$U_{\text{вх}}^* = E_a^* \frac{t^*}{1-t^*} \leq 1. \quad (4.38)$$

В табл. 4.13 показано діапазон допустимої зміни параметра t^* для різних значень E_a^* .

Таблиця 4.13

Діапазон допустимої зміни параметра t^* для різних значень E_a^*

E_a^*	0.1	0.3	0.5	0.7	1	3	5	10
$t^* \leq$	0.91	0.78	0.67	0.59	0.5	0.25	0.17	0.091
$t_{МП}^*$	0.88	0.7	0.58	0.5	0.41	0.19	0.12	0.066

Для виведення джерела живлення в ТМП з координатою $U_{МП}^*$, відповідно до (4.37), параметр t^* має бути рівним

$$t_{МП}^* = \frac{U_{МП}^*}{U_{МП}^* + E_a^*}. \quad (4.39)$$

Для досліджуваного джерела з характеристикою 1-го типу, $U_{МП}^* = 0.7$.

В табл. 4.13 наведено чисельні значення параметра $t_{МП}^*$ для цього випадку.

В табл. 4.14 наведено результати обчислень регулювальних характеристик для джерела живлення з характеристикою 1-го типу для $E_a^* = 1$.

Таблиця 4.14

Результати обчислень регулювальних характеристик

U_{ex}^*	0	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	0.95	1
I_{ex}^*	1	0.99	0.98	0.95	0.92	0.87	0.8	0.71	0.6	0.44	0.31	0
$t^* = U_{ex}^* / (U_{ex}^* + E_a^*)$	0	0.09	0.17	0.23	0.29	0.33	0.38	0.41	0.44	0.47	0.49	0.5
$I_{вих}^* = I_{ex}^* t^* / (1 - t^*)$	0	0.11	0.2	0.28	0.38	0.43	0.49	0.5	0.47	0.38	0.3	0

На рис. 4.21 наведено регулювальну характеристику IP-2P для випадку, представленого в табл. 4.14. Для порівняння на цьому ж графіку побудовано регулювальну характеристику для лінійного внутрішнього опору джерела (характеристика 2).

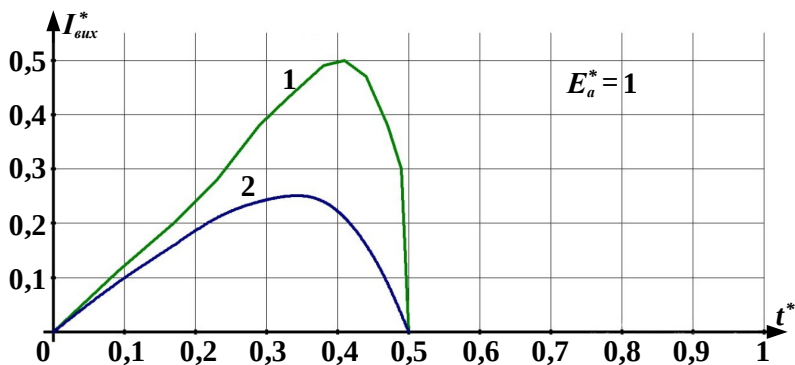


Рис.4.21 Регулювальні характеристики регулятора IP-2P для джерела з нелінійним (1) та лінійним (2) внутрішнім опором

На рис. 4.22 представлено регулювальні характеристики для трьох значень напруги акумулятора $E_a^* = 0.5; 1; 2$.

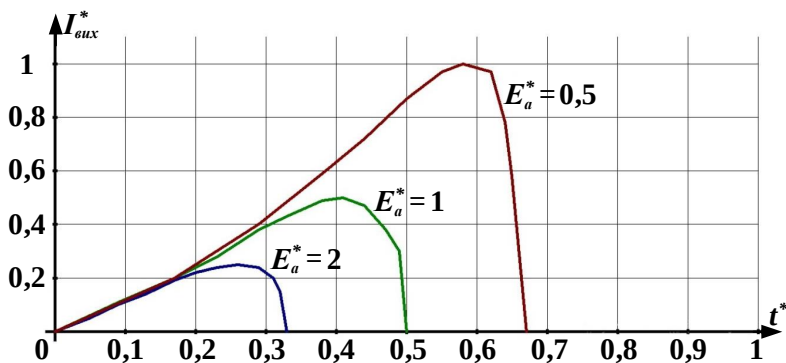


Рис.4.22 Регулювальні характеристики для різних значень напруги акумулятора

Порівняння регулювальних характеристик, одержаних для регуляторів типів 2S та 2P показує, що ці характеристики є дзеркальними відображеннями одна одної відносно вертикальної осі, проведеної через точку $t^* = 0.5$. Теоретично ці схеми можуть працювати на акумулятор з будь-якою напругою

E_a^* . При цьому від джерела живлення можливе відбирання максимальної потужності. Однак, чим більшою буде напруга акумулятора E_a^* , тим меншим буде допустимий діапазон регулювання параметра t^* , а також вихідний струм $I_{вих}^*$. Наприклад, для $E_a^* = 1$, $\Delta t^* = 0.5$; $E_a^* = 4$, $\Delta t^* = 0.2$; $E_a^* = 0.25$, $\Delta t^* = 0.8$.

Підсумовуючи отримані результати, можемо відзначити такі особливості роботи ІР на акумулятор.

1 У випадку роботи ІР на акумулятор, будь-яка із розглянутих схем працюватиме у режимі регулятора вихідного струму.

2. У випадку заданої напруги акумулятора E_a^* , існує взаємозв'язок між вхідною напругою регулятора $U_{вх}^*$ та параметром t^* (табл. 4.15). Для схеми ІР-1Р цей зв'язок є *лінійним*, а для усіх інших схем - *нелінійним*.

Таблиця 4.15

Залежність вхідної напруги регулятора від параметра t^*				
1S	1P	2S		2P
$U_{вх}^* = E_a^* / t^*$	$U_{вх}^* = E_a^* t^*$	$U_{вх}^* = E_a^* \frac{1-t^*}{t^*}$		$U_{вх}^* = E_a^* \frac{t^*}{1-t^*}$

3. Крім схеми ІР-1S, напруга акумулятора може бути як більшою, так і меншою за напругу холостого ходу джерела.

4. У схемах ІР-2S та ІР-2P, за будь-якого значення напруги акумулятора E_a^* , джерело живлення може бути виведене в ТМП за рахунок зміни параметра t^* . В той же час, у схемах ІР-1S та ІР-1P, не при всіх *допустимих* напругах акумулятора E_a^* , джерело живлення може бути виведене в ТМП за рахунок зміни параметра t^* .

5. Оскільки вхідною напругою регулятора є вихідна напруга джерела ($U_{вх}^* = U^*$), відповідно до табл. 4.15, взаємозв'язок вихідної напруги джерела та

параметра t^* ($U^* = f(t^*)$) залежить лише від схеми ІР та напруги акумулятора E_a^* . Вид вихідної характеристики джерела (лінійна чи нелінійна) не впливатиме на цей взаємозв'язок. Це є зручним у випадку, коли джерело живлення описується *сімейством* вихідних характеристик, наприклад, сонячна батарея.

Розглянемо принцип побудови сімейства регулювальних характеристик регулятора для випадку, коли в якості джерела живлення використовується сонячна батарея.

4.5 Регулювальні характеристики імпульсного регулятора, що заряджає акумулятор від сонячної батареї

Сонячна батарея (СБ), як джерело електроживлення, має суттєво нелінійний внутрішній опір. Її вихідна характеристика залежить від рівня освітленості та температури. Тому властивості подібних джерел описуються *сімейством* вихідних характеристик, які визначають для кількох фіксованих значень освітленості або температури.

На рис. 4.23 наведено приклад типових вихідних характеристик СБ для трьох рівнів освітленості. Для зручності користування характеристика представлено у нормованому вигляді.

Нормування здійснене по максимальній напрузі холостого ходу і максимальному струму короткого замикання СБ

$$U^* = \frac{U}{U_{x,x \max}}; \quad I^* = \frac{I}{I_{к,з \max}}.$$

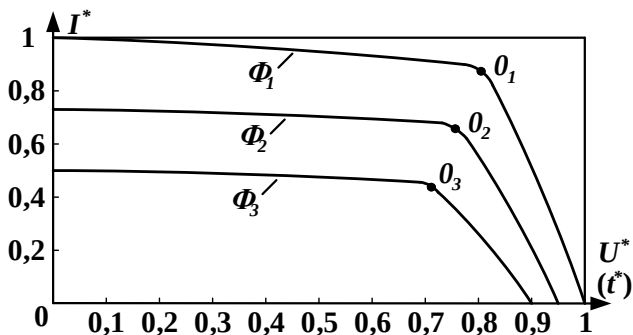


Рис. 4.23 Вихідні характеристики СБ для різних рівнів освітленості

Очевидно, що напруга холостого ходу та струм короткого замикання матимуть максимальне значення у режимі максимальної освітленості ($\Phi = \Phi_1$).

Визначимо регулювальні характеристики ІР-1Р для випадку, коли джерелом живлення є сонячна батарея, а на виході регулятора підключено акумулятор.

Регулятор типу ІР-1Р

Відповідно до табл. 1.1, для схеми регулятора типу ІР-1Р дійсними є такі співвідношення:

$$U_{\text{вих}}^* = U_{\text{вх}}^* / t^*; I_{\text{вих}}^* = I_{\text{вх}}^* t^*.$$

Оскільки вхідною напругою є напруга СБ $U_{\text{СБ}}^*$, а вихідною - напруга акумулятора E_a^* , можемо записати таку рівність

$$U_{\text{СБ}}^* = E_a^* t^*. \quad (4.41)$$

При заряджанні акумулятора від СБ важливим питанням є вибір ЕРС акумулятора. Як відомо, для схеми ІР -1Р вхідна напруга має бути меншою, ніж вихідна ($U_{\text{вх}}^* \leq U_{\text{вих}}^*$). Вихідна напруга СБ досягає максимального значення в режимі холостого ходу за максимальної освітленості. Припустимо, що ЕРС

акумулятора дорівнює максимально можливій вихідній напрузі СБ $U_{xx\ max}$, або у відносних одиницях

$$E_a^* = 1. \quad (4.42)$$

Тоді, з урахуванням (4.42) рівність (4.41) приймає вигляд

$$U_{CB}^* = t^*, \quad (4.43)$$

тобто *регульовальна* характеристика для вихідного струму СБ $I^* = f(t^*)$ співпадатиме з її вихідною характеристикою $I^* = f(U^*)$, в якій вісь напруг U^* заміщено віссю відносного часу t^* (рис. 4.23). Оскільки вихідний струм СБ є вхідним струмом ІР, його вихідний струм визначатиметься як $I_{вих}^* = I^* \cdot t^*$. На рис 4.24 представлено регульовальні характеристики по вихідному струму для розглянутого випадку.

Проаналізуємо отримані графіки. Координати точки максимальної потужності СБ приблизно можуть бути визначені з наступних співвідношень

$$U_{МП} \cong 0.8U_{xx}; \quad I_{МП} \cong 0.9I_{кз}, \quad (4.44)$$

де U_{xx} та $I_{кз}$ - відповідно напруга холостого ходу і струм короткого замикання СБ для заданого рівня освітленості Φ .

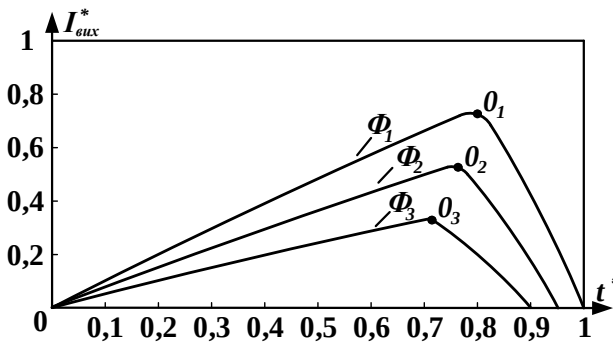


Рис. 4.24 Регульовальні характеристики по вихідному струму

Якщо освітленість є максимальною ($\Phi = \Phi_1$), у випадку $t^* = 1$, СБ працюватиме у режимі холостого ходу і її вихідний струм $I^* = 0$ (рис.4.23). Зі зменшенням t^* від 1 до 0.8 вихідна напруга СБ поступово зменшуватиметься, в той же самий час її вихідний струм швидко зростатиме, поки робоча точка не опиниться в ТМП O_1 , координати якої: $U_{МП} = 0.8$; $I_{МП} = 0.9$. Якщо t^* буде зменшуватися і далі ($t^* < 0.8$), вихідний струм СБ змінюватиметься мало, оскільки, батарея працюватиме у режимі близькому до режиму короткого замикання. В той же час вихідна напруга СБ U^* , а також вихідний струм регулятора $I_{вих}^*$ спадатимуть (рис. 4.24).

Аналогічний вигляд матимуть регульовальні характеристики і для інших рівнів освітленості Φ .

Відмінність полягатиме у координатах точок холостого ходу, короткого замикання, а також ТМП. В табл. 4.16 наведено координати цих точок для різних рівнів освітленості.

Таблиця 4.16

Координати точок максимальної потужності для різних рівнів освітленості

Φ	U_{xx}^*	$I_{кз}^*$	$t_{МП}^*$	$U_{МП}^*$	$I_{МП}^*$	$I_{вихМП}^*$
Φ_1	1	1	0.8	0.8	0.9	0.72
Φ_2	0.95	0.75	0.76	0.76	0.68	0.52
Φ_3	0.9	0.5	0.72	0.72	0.45	0.32

При використанні сонячних батарей, від них намагаються отримати максимально можливу кількість електричної енергії. Для цього, при кожному рівні освітленості Φ_k , СБ має працювати у відповідній ТМП O_k . Оскільки максимально можлива потужність може бути отримана від СБ при максимальному рівні освітленості Φ_1 , бажано, щоб саме у цьому режимі роботи було можливим отримати максимально можливу кількість електричної енергії.

Відповідно до одержаних характеристик (рис 4.23 та 4.24), при максимальній освітленості Φ_1 , СБ працюватиме в ТМП O_1 за умови, що $t^* \approx 0.8$. Відповідно вихідний струм регулятора буде максимальним і дорівнюватиме $I_{вихМП}^* = I_{МП}^* t_{МП}^* = 0.9 \cdot 0.8 = 0.72$. Однак, у цьому випадку, вхідний струм ІР (вихідний струм СБ) буде пульсуючим, в результаті чого робоча точка СБ коливатиметься відносно ТМП. Внаслідок цього від СБ неотримуватиметься певна кількість енергії.

Для зменшення кількості недоотриманої енергії в найбільш сприятливих умовах роботи СБ, ЕРС акумулятора доцільно вибирати рівною $E_a = U_{МП1} \approx 0.8 U_{хх1}$, тобто $E_a^* = 0.8$. За таких умов, у випадку $t^* = 1$, вихідна напруга СБ, відповідно до (4.41), $U^* = E_a^* = 0.8 = U_{МП1}^*$. Оскільки при $t^* = 1$ вихідний струм СБ не матиме пульсації, кількість недоотриманої енергії в цьому режимі буде мінімальною.

В такому випадку вихідна напруга СБ не перевищуватиме $U^* \leq 0.8$, тобто робота відбуватиметься на обмеженій ділянці вихідної характеристики, а регульовальна характеристика $I^* = f(t^*)$ співпадатиме з обмеженою ділянкою вихідної характеристики СБ. Відповідність між шкалою U^* та t^* , з урахуванням (4.41), визначатиме співвідношення

$$t^* = U^* / E_a^*, \quad (4.44)$$

що відображено на рис 4.25.

Відповідно до графіків (рис. 4.25 а), зі зміною t^* в діапазоні від 0 до 1 вихідний струм СБ змінюватиметься поступово від 1 до 0.9. В той же час вихідний струм регулятора (рис. 4.25 б) $I_{вих}^* = I^* \cdot t^*$ зростатиме майже за лінійним законом в діапазоні від 0 до 0.9.

У випадку менших рівнів освітленості (Φ_2 та Φ_3) ТМП досягатиметься при більших значеннях $t_{МП_k}^* = U_{МП_k}^* / E_a^*$, тобто менших значеннях пульсації вихідного струму СБ, що зменшуватиме кількість недоотриманої енергії.

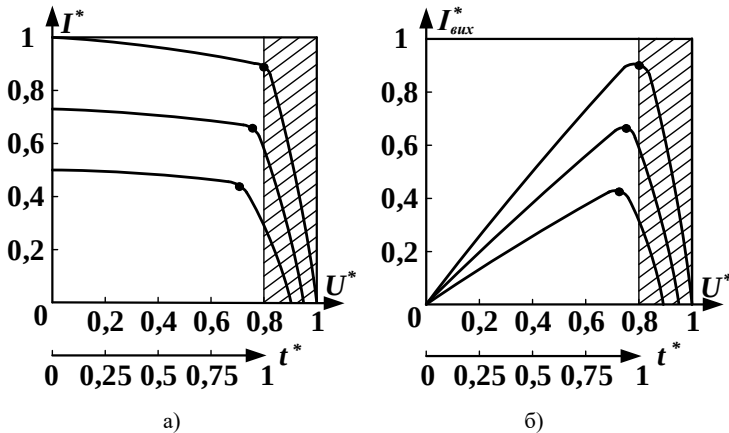


Рис 4.25. Відповідність між шкалою U^* та t^*

Отже, для зменшення кількості недоотриманої від СБ електричної енергії, доцільно вибирати акумуляторну батарею таким чином, щоб її ЕРС відповідала напрузі СБ в ТМП за максимальної освітленості, тобто

$$E_a^* \approx 0.8. \quad (4.45)$$

Якщо ж ЕРС акумуляторної батареї $E_a^* < 0.8$, при зміні t^* в діапазоні від 0 до 1, буде задіяна ще менша ділянка вихідної характеристики СБ.

У такому випадку струм, що буде споживатися від СБ змінюватиметься мало, а вихідний струм регулятора $I_{вих}^*$ зростатиме майже по лінійному закону. Однак, навіть при $t^* = 1$, ТМП O_1 досягнена не буде і від СБ не буде отримано максимально можливу кількість електричної енергії.

Аналогічні підходи можна використати і при визначенні регулювальних характеристик інших схем ІР. Побудувавши паралельно до осі U^* вихідних характеристик джерела вісь t^* , і відклавши на ній, у відповідному масштабі,

чисельні значення параметра t^* , одержимо графіки регулювальних характеристик для вихідного струму СБ ($I^* = f(t^*)$), який одночасно буде вхідним струмом ІР I_{ex}^* . Однак, для усіх схем ІР, крім ІР-1Р взаємозв'язок між осями U^* та t^* є *нелінійним*. Крім того, для схем 1Р та 2Р напрямки осей U^* та t^* збігаються, а для схем 1S та 2S вони протилежні.

Користуватись такими характеристиками не завжди зручно. Тому, для визначення регулювальних характеристик таких схем, доцільно використовувати загальну методику, описану в п. 4.4.

Одержані вище регулювальні характеристики є дійсними за умови *безперервного* струму індуктивності. При роботі ІР у такому режимі, у більшості випадків, допустимий діапазон зміни параметра t^* є обмеженим, і залежить від напруги акумулятора E_a^* .

Розглянемо як змінюються регулювальні характеристики ІР при його переході в режим переривчастого струму індуктивності.

4.6 Регулюванні характеристики у режимі переривчастого струму індуктивності

При роботі ІР у режимі безперервного струму індуктивності, зі зменшенням струму у процесі регулювання, в певний момент струм через індуктивність стає переривчастим. Внаслідок цього, при подальшому регулюванні параметра t^* , одержані вище регулювальні характеристики стають недійсними. В переривчастому режимі регулювальні характеристики матимуть інший вигляд. Зокрема, в реальних умовах, діапазон регулювання за будь-якої допустимої величини E_a^* не буде обмеженим. Проаналізуємо регулювальні характеристики в режимі переривчастого струму індуктивності на прикладі схеми ІР-2S.

Режим переривчастого струму індуктивності в регуляторі типу IP-2S

Як відомо, умова *безперервного* струму в індуктивності є такою

$$\frac{\Delta I_L}{2} \leq I_L, \text{ або } \Delta I_L \leq 2I_L.$$

Пульсація струму в індуктивності визначається як

$$\Delta I_L = \frac{U_L}{L} \Delta t.$$

Отже, умова безперервності струму в індуктивності для регулятора типу IP-2S буде такою

$$\frac{U_L t_3}{L} \leq 2I_L. \quad (4.46)$$

Для зручності користування перейдемо до відносних одиниць. Для цього ліву та праву частини нерівності (4.46) розділимо на $I_{\kappa 3} \cdot U_{xx} \cdot T$.

$$\frac{U_L t_3}{LU_{xx} I_{\kappa 3} T} \leq \frac{2I_L}{I_{\kappa 3} U_{xx} T}. \quad (4.47)$$

Для схеми, яку аналізуємо, (4.47) приймає вигляд

$$U_L^* t^* \frac{U_{xx} T}{LI_{\kappa 3}} \leq 2I_L^*,$$

або

$$\frac{U_L^* t^*}{\tau^*} \leq 2I_L^*, \quad (4.48)$$

$$\text{де } \tau^* = \frac{L}{r_{\kappa 3} T}; \quad r_{\kappa 3} = U_{xx} / I_{\kappa 3}.$$

Використовуючи (4.48) можна розрахувати, якою має бути індуктивність L (τ^*), щоб до обраної точки на регулювальній характеристиці ($I_{\kappa p}^*, t_{\kappa p}^*$) був забезпечений режим безперервного струму в індуктивності. Для

цього по табл. 4.12, для обраної критичної точки, визначаємо параметри

$U_L^* = U_{ex}^*$ та $I_L^* = I_{ex.kp}^*$ і за формулою

$$\tau_{kp}^* = \frac{U_{ex}^* \cdot t_{kp}^*}{2I_{ex.kp}^*}, \quad (4.49)$$

визначаємо параметр τ_{kp}^* , за якого починається режим переривчастого струму в індуктивності L . В табл. 4.17 наведено результати розрахунків для кількох обраних точок регулювальної характеристики, побудованої за даними табл. 4.12.

Визначивши параметр τ_{kp}^* , можна розрахувати необхідну величину індуктивності L

$$L \geq \tau_{kp}^* r_{кз} T. \quad (4.50)$$

Таблиця 4.17

Результати розрахунків			
U_{ex}^*	0.95	0.9	0.8
$I_{ex.kp}^*$	0.31	0.44	0.6
t_{kp}^*	0.51	0.53	0.56
$I_{вих.kp}^*$	0.3	0.39	0.47
$\tau \geq$	0.79	0.54	0.38

Як показано раніше у розділі 3.3, після настання переривчастого режиму ($t^* < t_{kp}^*$) регулювальна характеристика описується наступним аналітичним виразом

$$I^* = I_{kp}^* \left(\frac{t^*}{t_{kp}^*} \right). \quad (4.51)$$

На рис. 4.26 наведено приклад графіка регулювальної характеристики схеми IP-2S для випадку $E_a^* = 1$, $t_{kp}^* = 0.51$, у якому враховано можливість

виникнення режиму переривчастою струму індуктивності L . З табл. 4.17 та графіка (рис. 4.26) випливає, що якщо $\tau^* \geq 1$, $t_{кр}^* \rightarrow 0.5$.

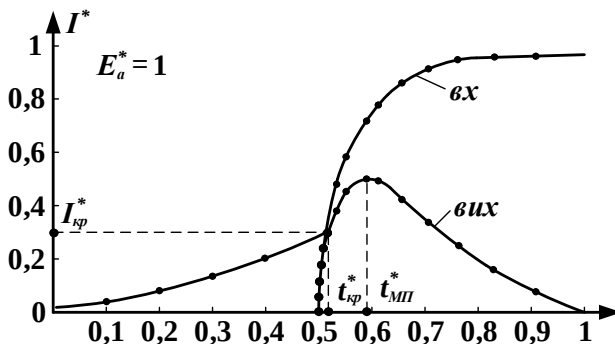


Рис. 4.26 Регулювальні характеристики для режимів безперервного і переривчастого струму індуктивності

І хоча при цьому режим переривчастого струму індуктивності існуватиме, вихідний струм регулятора у такому режимі матиме незначну величину, у порівнянні зі струмом у безперервному режимі. Тому робочим слід вважати діапазон зміни параметра t^* ($t_{МП}^* \dots 1$), у якому вихідний струм можна регулювати в діапазоні ($I_{вих\ МП}^* \dots 0$). Регулювальна характеристика у цьому діапазоні близька до лінійної.

Якщо ж акумулятор перебуває у повністю зарядженому стані, доцільно перевести ІР у режим переривчастого струму $t^* < t_{кр}^*$, при якому через акумулятор протікатиме незначний струм, який компенсуватиме саморозряд акумулятора.

Аналогічні підходи можна застосувати і до інших типів імпульсних регуляторів.

ПІСЛЯМОВА

У цій роботі досліджено та проаналізовано особливості роботи імпульсних регуляторів (ІР) в режимі передавання максимальної потужності (МП) від джерела живлення до навантаження. Відомо, що МП буде відбиратись від джерела за умови, що опір його навантаження R дорівнює вихідному опору джерела r . Якщо ж $R \neq r$, для забезпечення можливості відбирання від джерела МП, між джерелом та навантаженням вмикають ІР. У таких випадках, в якості навантаження джерела, виступає вхідний опір регулятора $R_{\text{вх}}$, який є функцією від опору навантаження $R_{\text{н}}$, а також відносного часу замкненого стану ключа t^* тобто, $R_{\text{вх}} = f(R_{\text{н}}; t^*)$. Змінюючи величину параметра t^* , можна забезпечити виконання умови $r = R_{\text{вх}}$, тобто умову виведення джерела живлення в точку максимальної потужності (ТМП).

Класична теорія ІР розглядає їх роботу від джерела напруги, внутрішній опір якого приймається рівним нулю $r = 0$. Отже, таке джерело вважається джерелом *необмеженої* потужності. Внутрішній опір реальних джерел $r \neq 0$. Тому такі джерела є джерелами *обмеженої* потужності і для них існує режим роботи, при якому до навантаження передаватиметься максимально можлива потужність. Оскільки в такому режимі вихідний опір джерела та опір його навантаження є величинами одного порядку, при дослідженні роботи ІР в таких режимах, внутрішній опір джерела живлення *обов'язково* необхідно враховувати.

Основною характеристикою будь-якого регулятора є його *регульовальна характеристика*, яка визначає залежність вихідних параметрів регулятора (напруги, струму, потужності) від параметра t^* .

Аналізуючи такі характеристики, можна визначити умови, за яких від джерела живлення до навантаження передаватиметься максимально можлива кількість електричної енергії. Для цього і необхідно мати регулюванні

характеристики, визначені з урахуванням внутрішнього опору джерела живлення. Саме ці питання і досліджуються в пропонуваній роботі.

У першому розділі розглянуто принцип імпульсного регулювання для випадків, коли джерелами живлення є джерело напруги, а також джерело струму. Відзначено, що у першому випадку керований ключ S необхідно вмикати послідовно між джерелом та навантаженням, а у другому - паралельно. Розглянуто роль реактивних елементів в схемах ІР. Проаналізовано два типи ІР, які відрізняються особливостями відбирання електричної енергії від джерела та способом її передавання до навантаження. Виділено два типи базових схем ІР напруги та струму.

В класичній теорії, при визначенні регулювальних характеристик вважають, що втрати в джерелі живлення і елементах схеми регулятора відсутні. Тому можна вважати, що середня потужність на вході ІР дорівнює середній потужності на його виході. Однак, за наявності внутрішнього опору джерела, на ньому втрачатиметься частина вхідної потужності. Тому запропоновано визначати регулювальні характеристики ІР з урахуванням того факту, що в усталеному режимі роботи середнє значення напруги на індуктивності (середнє значення струму через ємність) за період дорівнює нулю. Визначено та проаналізовано регулювальні характеристики базових схем ІР напруги та струму. Відзначено, що за відсутності втрат в елементах ІР, їх коефіцієнти передавання струму та напруги є внутрішньою характеристикою регулятора, яка не залежить від зовнішнього джерела живлення, яке впливає лише на величину вхідної напруги (струму). Тобто, ІР та його джерело живлення являють собою єдине ціле, процеси в якому взаємопов'язані. Показано, що відповідні схеми ІРН та ІРС є дуальними, що дає можливість за результатами аналізу однієї схеми оцінювати властивості іншої.

Одержані регулювальні характеристики є дійсними для випадку безперервного струму в індуктивності ІРН (безперервної напруги на ємності в ІРС). На завершення першого розділу показано, що умова безперервності для чотирьох базових схем є однаковою і має вигляд $\tau^* \geq 0.5$, де $\tau_L^* = L / R_H T$, а $\tau_C^* = C R_H / T$.

В другому розділі досліджено вплив *лінійного* внутрішнього опору джерела живлення на регулювальні характеристики імпульсних регуляторів. Показано, що на етапі замкненого стану ключа вхідна напруга ІРН змінюватиметься, внаслідок змін струму, а на етапі розімкненого - вхідна напруга дорівнює нулю.

Тому, при визначенні регулювальних характеристик, запропоновано враховувати середнє значення вхідної напруги на етапі *замкненого стану* ключа $U_{ex}(t_3)$.

За цією методикою визначено та проаналізовано регулювальні характеристики базових схем з урахуванням внутрішнього опору їх джерела живлення.

Аналіз одержаних результатів показав, що:

- характеристики ІРС є дуальними до характеристик ІРН;
- за наявності внутрішнього опору джерела, регулювальні характеристики є функцією двох змінних, тобто описуються *сімейством* характеристик;
- крім того, за одержаними формулами можна побудувати *два* сімейства характеристик: регулювальні (при $r^* = \text{const}$) і навантажувальні (при $t^* = \text{const}$).

Проаналізовано умови, за яких можливе передавання максимальної потужності від джерела живлення до навантаження.

Ці умови є такими:

- джерело живлення має перебувати в ТМП;
- енергія від джерела живлення повинна відбиратися безперервно.

Подальший аналіз показав, що базові схеми, які розглядалися, не задовольняють другій умові, оскільки на етапі розімкненого (замкненого) стану ключа, джерело живлення від'єднано від кола навантаження.

Для подолання цього недоліку необхідно на вході ІРН встановлювати накопичувальну ємність C_0 , а на вході ІРС - накопичувальну індуктивність L_0 , за наявності яких енергія від джерела відбиратиметься *безперервно*.

Визначено та проаналізовано регульовальні характеристики для випадку наявності на вході ІР накопичувальних реактивних елементів. Вказано умови, за яких кожна з досліджуваних базових схем буде відбирати МП від джерела. Показано, що для базових схем першого типу відбирання МП можливе лише для певного діапазону зміни опору навантаження R_n , а для базових схем другого типу цього обмеження немає. Зроблено висновок, що для регулювання величини напруги (струму), розглянуті схеми можна використовувати і без наявності накопичувальних реактивних елементів C_0 (L_0). Якщо ж ІР виконує функцію відбирання МП від джерела, наявність цих елементів є обов'язковою. Оскільки метою дослідження є аналіз особливості роботи ІР в режимі відбирання МП джерела, надалі аналізувались саме ці схеми регуляторів.

Враховуючи, що джерело живлення є невід'ємною частиною ІР, суттєво впливає на його вхідну напругу (струм), а отже і на регульовальні характеристики, проведено порівняльний аналіз ідеальних та реальних джерел напруги та струму.

Показано, що по відношенню до навантаження, ідеальне джерело напруги можна замінити ідеальним джерелом струму лише у випадку, коли опір навантаження $R = E/J$, оскільки вихідні характеристики цих джерел є взаємно перпендикулярними. Реальні джерела описується вихідною характеристикою $U_{\text{вих}} = f(I_{\text{вих}})$, ($I_{\text{вих}} = f(U_{\text{вих}})$). Тому, по відношенню до навантаження, таке джерело можна розглядати і як джерело напруги, так і як джерело струму. При однаковій вихідній характеристиці цих джерел, процеси

у навантаженні не відрізнятимуться. В той же час, при однакових процесах у навантаженні, процеси у самих джерелах суттєво відрізнятимуться. З урахуванням цього зроблено висновок про недоцільність виділення окремо ІРН та ІРС, оскільки при живленні від реальних джерел, будь який ІР одночасно є регулятором напруги та струму. Запропоновано в назві ІР використовувати спосіб підключення керованого ключа S відносно джерела живлення та навантаження. В табл. 2.7 наведено базові схеми досліджуваних ІР та їх регулюванні характеристики по вихідній напрузі та струму. Показано, що найважливіші властивості ІР визначає його вхідне коло, тобто спосіб підключення керованого ключа та тип накопичувального реактивного елемента. Властивості існуючих схем ІР будуть визначатись саме за цією ознакою.

Одержані регулювальні характеристики базових схем ІР дали можливість визначити умови виведення джерела живлення в ТМП за рахунок вибору величини параметра $t^* = t_{МП}^*$, за якого вихідна напруга (струм) ІР досягає максимального значення $U_{\max}(I_{\max})$. Відзначено, що у разі необхідності регулювання величини вихідної напруги (струму) $U < U_{\max}$ ($I < I_{\max}$), їх можна отримати при двох різних значеннях параметра t^* , одне з яких є більшим за $t_{МП}^*$, а інше меншим.

Показано, що в таких випадках, при виборі доцільного діапазону регулювання параметра t^* , необхідно враховувати коефіцієнт використання електричної енергії джерела живлення. В табл. 2.8. наведено рекомендовані діапазони регулювання параметра t^* , у залежності від виду джерела живлення та способу підключення керованого ключа S .

У третьому розділі проаналізовано особливості роботи ІР у випадку, коли на його виході підключено акумулятор. Зважаючи на те, що вихідна напруга регулятора залишатиметься практично постійною, регулятор

працюватиме в режимі регулювання вхідного струму i , відповідно, струму заряджання акумулятора.

Визначено регулювальні характеристики базових схем ІР. Проаналізовано умови відбирання МП джерела живлення. Показано, що регулятори типу $1S$ та $1P$ мають обмежений допустимий діапазон зміни величини напруги акумулятора, відповідно $E_a^* \leq 0.5$ та $E_a^* \geq 0.5$. В той же час регулятори типів $2S$ та $2P$, теоретично, мають необмежений діапазон допустимої зміни величини напруги акумулятора E_a^* . Також відзначено, що при роботі регуляторів в режимі безперервного струму індуктивності, діапазон допустимої зміни величини параметра t^* є обмеженим. У випадку переходу регулятора в режим переривчастого струму індуктивності, допустимий діапазон зміни величини параметра t^* стає повним. При цьому регулювальна характеристика скрадатиметься з двох ділянок, кожна з яких описується своїм аналітичним виразом. Границею цих двох ділянок є параметр $t^* = t_{KP}^*$, який залежить від сталої часу $\tau^* = L / rT$.

У четвертому розділі проаналізовано особливості роботи ІР у випадку, коли внутрішній опір джерела живлення є *нелінійним*. Запропоновано нелінійність внутрішнього опору джерела враховувати за допомогою його вихідної характеристики. Оскільки вихідні характеристики сучасних нетрадиційних та відновлюваних джерел є нелінійними і найчастіше їх одержують експериментально, рекомендовано для визначення регулювальних характеристик використовувати графо-аналітичні методи.

Особливістю подібних джерел є можливість їх роботи в повному діапазоні зміни опору навантаження, від холостого ходу до короткого замикання. Запропоновано методику визначення регулювальних характеристик, яка базується на використанні експериментально знятої вихідної характеристики джерела.

Проаналізовано регулювальні характеристики базових схем ІР для двох різних типів нелінійності вихідної характеристики джерела і порівняно їх з характеристиками, отриманими для випадку лінійного внутрішнього опору джерела.

Маючи експериментально визначену вихідну характеристику джерела, можна розраховувати еквівалентний опір навантаження $R_{неМП}^*$, при якому джерело перебуватиме в ТМП. Якщо ж реальний опір навантаження R_n^* такий, що, $R_{не}^* \neq R_{неМП}^*$, запропоновано формули для визначення параметру $t^* = t_{МП}^*$, за якого джерело живлення буде виведено в ТМП.

Показано, що для регуляторів типу 1S та 1P, допустимий діапазон зміни опору навантаження є обмеженим, відповідно $R_{не}^* \leq R_{неМП}^*$ та $R_{не}^* \geq R_{неМП}^*$. В той же час для регуляторів типу 2S та 2P цих обмежень немає.

У випадку, коли на виході ІР підключено акумулятор, усі схеми працюватимуть у режимі регулятора струму. Відзначено, що вхідна напруга регулятора залежатиме від напруги акумулятора та параметру t^* , $U_{ax}^* = f(E_a^*; t^*)$ і не залежить від типу вихідної характеристики джерела. Показано, що для регулятора типу 1S, напруга акумулятора не може бути більшою за напругу холостого ходу джерела живлення $E_a^* \leq 1$. В той же час, для трьох інших схем, цього обмеження немає. За рахунок зміни величини параметра t^* в схемах типу 2S та 2P, джерело живлення може бути виведено в ТМП, теоретично, за будь-якої величини напруги акумулятора, а для схем типу 1S та 1P існують певні обмеження.

На завершення проаналізовано особливості визначення регулювальних характеристик, якщо джерелом живлення є сонячна батарея (СБ), що характеризується сімейством вихідних характеристик, які визначають для різних рівнів освітленості та температури.

Детально проаналізовано регулювальні характеристики регулятора типу $1P$ для випадку, коли на його виході підключено акумулятор.

Показано, що регулювальна характеристика для вхідного струму IP (вихідного струму СБ $I = f(t^*)$) співпадатиме з її вихідною характеристикою $I^* = f(U^*)$ за умови, що в цій характеристиці вісь U^* заміщена віссю t^* . Взаємозв'язок масштабів на цих осях визначатиме співвідношення $t^* = U^* / E_a^*$. За результатами аналізу вхідних та вихідних характеристик регулятора, з метою отримання максимальної кількості електричної енергії від СБ, запропоновано обирати напругу акумулятора E_a таким чином, щоб вона відповідала вихідній напрузі СБ в ТМП при максимальній освітленості, тобто $E_a^* \approx 0.8$.

Аналогічні підходи можна використати і для визначення регулювальних характеристик IP інших типів. Побудувавши паралельно до осі U^* вихідних характеристик СБ вісь t^* , і відклавши на ній, у відповідному масштабі, чисельні значення параметра t^* , одержимо графіки регулювальних характеристик для вихідного струму СБ $I^* = f(t^*)$, який одночасно є вхідним струмом IP I_{ex}^* . Однак, для регуляторів усіх типів, крім $1P$, взаємозв'язок масштабів по осям U^* та t^* , є *нелінійним*. Крім того, для регуляторів типу $1P$ та $2P$ напрямки осей U^* та t^* збігаються, а для $1S$ та $2S$ вони протилежні. Користуватись такими характеристиками не завжди зручно, тому для визначення регулювальних характеристик цих регуляторів доцільно користуватись загальною методикою.

Оскільки одержані регулювальні характеристики є дійсними за умови безперервного струму індуктивності, розглянуто приклад визначення характеристик для режиму переривчастого струму. Показано, що якщо виконується умова $\tau = L / rT \geq 1$, вихідний струм регулятора у такому режимі

є значно меншим ніж у безперервному. Запропоновано цей режим використовувати для компенсації саморозряду акумулятора.

Таким чином, в пропонованій роботі детально проаналізовано особливості роботи чотирьох базових схем ІР в режимі відбирання МП від джерела живлення. Особливістю регуляторів типів $2S$ та $2P$ є те, що полярність їх вихідної напруги є протилежною до полярності вхідної. Оскільки при практичному використанні це не завжди є зручним, існують варіанти цих схем, полярність вихідної напруги яких співпадає з полярністю вхідної (ZETA, SEPIC converters та інші). Схеми цих регуляторів відрізняються від розглянутих базових способом побудови *вихідного* кола, а також наявністю додаткових реактивних елементів. Однак, оскільки найважливіші властивості регулятора, в тому числі і його регульовальні характеристики, визначає спосіб побудови його *вхідного* кола, зокрема спосіб підключення керованого ключа S , результати, отримані при аналізі розглянутих чотирьох базових схем, будуть дійсними і для інших варіантів схем цих регуляторів.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Ahmad, R.; Murtaza, A.F.; Sher, H.A. Power tracking techniques for efficient operation of photovoltaic array in solar applications — A review. *Renew. Sustain. Energy Rev.* 2019, 101, 82–102.

URL: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2018.10.015>.

2. Ali, A. N. A., Saied, M. H., Mostafa, M. Z. and Abdel-Moneim, T. M. A Survey of Maximum PPT Techniques of PV Systems. *IEEE Energytech*, Cleveland, 29-31 May 2012, 1-17. URL: <https://doi.org/10.1109/EnergyTech.2012.6304652>

3. Amri, B.; Ashari, M. The comparative study of Buck-boost, Cuk, Sepic and Zeta converters for maximum power point tracking photovoltaic using P&O method. In *Proceedings of the 2015 2nd International Conference on Information Technology, Computer, and Electrical Engineering (ICITACEE)*, Semarang, Indonesia, 2015 pp. 327–332.

URL: <https://doi.org/10.1109/ICITACEE.2015.7437823>

4. Anandhil, T. S., Prem Kumar S. Application of DC-DC boost converter for solar powered traffic light with battery backup. *Indian Journal of Science and Technology*. – 2015. – Vol. 8(32). URL: <https://doi.org/10.17485/ijst/2015/v8i32/84408>.

5. Arash Shafiei, Ahmadreza Momeni and Sheldon S. Williamson A Novel Photovoltaic Maximum Power Point Tracker for Battery Charging Applications, *25th IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering (CCECE)*, Montreal, QC, Canada, 2012.

URL: <https://doi.org/10.1109/CCECE.2012.6335050>.

6. Ashiquzzaman M., Afroze N., Hossain J.M., Zobayer U., Hossain M.M. Cost effective solar charge controller using microcontroller. *Canadian Journal on Electrical and Electronics Engineering*, 2011, vol. 2, no. 12, pp. 571-576. URL: https://www.researchgate.net/publication/236876991_Cost_Effective_Solar_Charge_Controller_Using_Microcontroller.

7. Bastidas-Rodríguez, J. D.; Spagnuolo, G.; Franco, E.; Ramos-Paja, C. A.; Petrone, G. Maximum power point tracking architectures for photovoltaic systems in mismatching conditions: A review. *IET Power Electron*, 2014, 7, 1396–1413. URL: <https://doi.org/10.1049/iet-pel.2013.0406>.

8. Bayindir R., Demirbas S., Irmak E., Cetinkaya U., Ova A., Yesil M. Effects of Renewable Energy Sources on the Power Sys-tem *IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC)* 2016. URL: <https://doi.org/10.1109/EPEPMC.2016.7752029>.

9. Belhachat, F., Larbes, C. Comprehensive review on global maximum power point tracking techniques for PV systems subjected to partial shading conditions. *Sol. Energy* 2019, 183, 476–500. URL: <https://doi.org/10.1016/j.solener.2019.03.045>

10. Bhatnagar P., Nema, R. Maximum power point tracking control techniques: State-of-the-art in photovoltaic applications. *Renew. Sustain. Energy Rev.* 2013, 23, 224–241. URL: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2013.02.011>

11. Cabal, C., Martínez-Salamero, L., Séguier, L., et al.: Maximum power point tracking based on sliding-mode control for output-series connected converters in photovoltaic systems, *IET Power Electron.*, 2013, № 7 (4), pp. 914–923. URL: <https://doi.org/10.1049/iet-pel.2013.0348>

12. Cardwell G. I., Neel W. O., Bilateral power conditioner. *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 1973, pp. 214–221. URL: <https://doi.org/10.1109/PESC.1973.7065191>

13. Chauhan, U.; Rani, A.; Singh, V.; Kumar, B. A Modified Incremental Conductance Maximum Power Point Technique for Standalone PV System. In *Proceedings of the 2020 7th International Conference on Signal Processing and Integrated Networks (SPIN)*; Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE): Piscataway, NJ, USA, 2020; pp. 61–64. URL: <https://doi.org/10.1109/SPIN48934.2020.9071156>

14. Claude Bertin NF, Martin Kamta, Patrice Wira (2019) A comprehensive assessment of MPPT algorithms to optimal power extraction of a PV panel. *Journal of Solar Energy Research*, 2019, vol 4, no 3, pp. 172-179.

URL: <https://doi.org/10.22059/jser.2019.287029.1126>

15. Danandeh M.A., Mousavi G. Comparative and com-prehensive review of maximum power point tracking methods for PV cells. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2018, vol. 82, part 3, pp. 2743-2767.

URL: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2017.10.009>

16. Dinniyah F.S., Wahab W., Alif M. (2017). Simulation of Buck-Boost Converter for Solar Panels using PID Controller. *Energy Procedia*, 2017, vol. 115, pp. 102-113. URL: <https://doi.org/10.1016/j.egypro.2017.05.011>.

17. Elgendy, M. A., Zahawi, B. and Atkinson, D. J. Assessment of Perturb and Observe MPPT Algorithm Implementation Techniques for PV Pumping Applications. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, Volume 3(1), 2012, 21-33.

URL: <https://doi.org/10.1109/TSTE.2011.2168245>

18. Fakirrao T. Chavan, Shrikant S. Mopari, Panchayya S. Swami. Performance Analysis Of SEPIC And Zeta Converter For Power Quality Improvement. *International Journal of Scientific & Technology Research*, 2019, vol. 8, no. 12, pp. 1925-1929. URL: <http://www.ijstr.org/finalprint/dec2019/Performance-Analysis-Of-Sepic-And-Zeta-Converter-For-Power-Quality-Improvement.pdf>

19. Falin, Jeff, Wang Li. A boost-topology battery charger powered from a solar panel, *Analog Applications Journal*. – 2011. – 30. – P. 17-20.

20. Faranda R. and Leva S., “Energy Comparison of MPPT Techniques for PV Systems,” *WSEAS Trans. power Syst.*, vol. 3, no. 5, pp. 446–455, 2008.

URL: <http://www.wseas.us/e-library/transactions/power/2008/27-545.pdf>.

21. Garza J.G., Chong B., Zhang L. Control of integrated Ćuk converter and photovoltaic modules for maximum power generation. 2012 3rd IEEE International

Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2012, pp. 175-181. URL: <https://doi.org/10.1109/PEDG.2012.6253997>

22. Haq I.N., Leksono E., Iqbal M., Sodami F.X.N., Nugraha, Kurniadi D., Yulianto B. Development of battery management system for cell monitoring and protection. 2014 International Conference on Electrical Engineering and Computer Science (ICEECS), Kuta, Nov. 2014, pp. 203-208.
URL: <https://doi.org/10.1109/ICEECS.2014.7045246>.

23. Ishaque, K.; Chin, V. J. A review of maximum power point tracking techniques of PV system for uniform insolation and partial shading condition. *Renew. Sustain. Energy Rev.* 2013, 19, 475–488.
URL: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2012.11.032>

24. Vieira José M. N., Manuel Mota Alexandre "Implementation of a stand-alone photovoltaic lighting system with MPPT battery charging and LED current control" IEEE International Conference on Control, 2010 pp. 185-190.
URL: <https://doi.org/10.1109/CCA.2010.5611257>

25. Kamarzaman, N. A.; Tan, C. W. A comprehensive review of maximum power point tracking algorithms for photovoltaic systems. *Renew. Sustain. Energy Rev.* 2014, 37, 585–598. URL: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2014.05.045>

26. Karthikeyan V., Vijayalakshmi V. J., Jeyakumar P. Step and Search Control Method to Track the Maximum Power in Wind Energy Conversion Systems – A Study, *International Review on Modelling and Simulations (IREMOS)*, 2014, No. 6(4) URL: <https://doi.org/10.48550/arXiv.1403.5865>.

27. Khaehintung N., Pramotung K., Sirisuk P. "RISC microcontroller built-in fuzzy logic controller for maximum power point tracking in solar-powered battery charger" *Proceedings of IEEE TENCON 2004 Conference*, 2004.
URL: <https://doi.org/10.1109/TENCON.2004.1415013>

28. Khan H.R., Kazmi M., Ashraf H.B., Hashir Bin Khalid M., Hasan A., Qazi S.A. An Isolated Power Factor Corrected Cuk Converter with Integrated Magnetics

for Brushless DC Ceiling Fan Applications. *Electronics*, 2021, vol. 10, no. 14, p. 1720. URL: <https://doi.org/10.3390/electronics10141720>

29. Koutroulis, E.; Blaabjerg, F. Overview of Maximum Power Point Tracking Techniques for Photovoltaic Energy Production Systems. *Electr. Power Components Syst.* 2015, 43, 1329–1351.

URL: <https://doi.org/10.1080/15325008.2015.1030517>

30. Krieger E.M., Arnold C.B. Effects of undercharge and internal loss on the rate dependence of battery charge storage efficiency. *Journal of Power Sources*, 2012, vol. 210, pp. 286–291. URL: <https://doi.org/10.1016/j.jpowsour.2012.03.029>.

31. Leva S., Zaninelli D. and Contino R., “Integrated renewable sources for supplying remote power systems,” *WSEAS Trans. Power Syst.*, vol. 2, no. 2, pp. 41–48, 2007. ISSN 1790-5060.

32. Leva Sonia, Zaninelli Dario, Contino Raffaele, «Integrated Renewable Sources for Supplying Remote Power Systems,» *WSEAS TRANSACTIONS on POWER SYSTEMS*, т. 2, № 2, pp. 41 - 48, february 2007. ISSN 1790-5060

33. Liu, L.; Meng, X.; Liu, C. A review of maximum power point tracking methods of PV power system at uniform and partial shading. *Renew. Sustain. Energy Rev.* 2016, 53, 1500–1507. URL: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2015.09.065>

34. Liu, Y.-H.; Chen, J.-H.; Huang, J.-W. A review of maximum power point tracking techniques for use in partially shaded conditions. *Renew. Sustain. Energy Rev.* 2015, 41, 436–453. URL: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2014.08.038>

35. Louarem S., Kebbab F.Z., Salhi H., Nouri H. A comparative study of maximum power point tracking techniques for a photo-voltaic grid-connected system. *Electrical Engineering & Electro-mechanics*, 2022, no. 4, pp. 27–33. URL: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.4.04>

36. Luo-Qi Soh, Chee-Chiang Derrick Tiew, Building of a portable solar ac & dc power supply в *Intelligent Systems, Modelling and Simulation*, 2014, 204 p. URL: <https://doi.org/10.1109/ISMS.2014.82>

37. Masoum M.A.S., Dehbonei H. Design construction and testing of a voltage-based maximum power point tracker (VMPPPT) for small satellite power supply Proceedings of 13th annual AIAA/USU Conference on Small Satellites, 1999. URL: <https://digitalcommons.usu.edu/smallsat/1999/all1999/88/>

38. Matsuo H., Harada K., “New DC-DC converters with an energy storage reactor,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 13, no. 5, pp. 1211–1213, Sep. 1977. URL: <https://doi.org/10.1109/TMAG.1977.1059535>

39. Middlebrook R. D. and Cuk S., “A general unified approach to modelling switching-converter power stages,” in *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 1976, pp. 18–34. URL: <https://doi.org/10.1109/PESC.1976.7072895>

40. Middlebrook R. D., Cuk S., and Behen W., “A new battery charger/discharger converter,” *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 1978, pp. 251–255. URL: <https://doi.org/10.1109/PESC.1978.7072361>

41. Mohamed SA, Abd El Sattar M (2019) A comparative study of P&O and INC maximum power point tracking techniques for grid-connected PV systems. *SN Applied Sciences*, 2019, no. 1, p. 174. URL: <https://doi.org/10.1007/s42452-018-0134-4>

42. Mohammadali Rajabi, S. M. Hassan Hosseini Maximum power point tracking in photovoltaic systems under different operational conditions by using ZA-INC algorithm *SN Applied Sciences*, 2019, pp. 1:1535, URL: <https://doi.org/10.1007/s42452-019-1536-7>

43. Ninomiya T., Harada K., and Nakahara M., “On the maximum regulation range in boost and buck-boost converters,” *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 1981, pp. 146–153. URL: <https://doi.org/10.1109/PESC.1981.7083635>

44. Olalla C., Clement D., Rodriguez M., Maksimovic D. Architectures and Control of Submodule Integrated DC–DC Converters for Photovoltaic Applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2013, vol. 28, no. 6, pp. 2980-2997. URL: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2012.2219073>

45. Osaretin C.A., Edeko F.O. Design and implementation of a solar charge controller with variable output. *Electrical and electronic engineering*, 2015, vol. 12, no. 2, pp. 40-50. URL: https://www.researchgate.net/publication/303683238_DESIGN_AND_IMPLEMENTATION_OF_A_SOLAR_CHARGE_CONTROLLER_WITH_VARIABLE_OUTPUT.

46. Park, M.; Yu, I. A. Study on the optimal voltage for MPPT obtained by surface temperature of solar cell. In *Proceedings of the 30th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society*, Busan, South Korea, 2–6 November 2004; Volume 30, pp. 2040–2045. URL: <https://doi.org/10.1109/IECON.2004.1432110>

47. Pui-Weng, Chan. DC-DC Boost Converter with Constant Output Voltage for Grid Connected Photovoltaic Application System / Pui-Weng Chan. URL: <https://ccore.ac.uk/download/pdf/12342408.pdf>

48. Ram, J. P.; Babu, T. S.; Rajasekar, N. A comprehensive review on solar PV maximum power point tracking techniques. *Renew. Sustain. Energy Rev.* 2017, 67, 826–847. URL: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2016.09.076>

49. Reddy Thomas B. and Linden David, Eds., "Linden's hand-book of batteries" 4th ed., McGraw-Hill Companies, Inc. 2011, ISBN: 978-0-07-162419-0 1457 p. URL: http://dl.book-tolearn.com/ebooks2/engineering/electrical/9780071624213_lindens_handbook_of_batteries.pdf

50. Reisi, A. R.; Moradi, M. H.; Jamasb, S. Classification and comparison of maximum power point tracking techniques for photovoltaic system: A review. *Renew. Sustain. Energy Rev.* 2013, 19, 433–443. URL: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2012.11.052>

51. Rensink L., *Switching regulator configurations and circuit realizations. California Institute of Technology*, 1980. URL: http://thesis.library.caltech.edu/4017/1/Rensink_1_1980.pdf.

52. Rezk, H.; Eltamaly, A. M. A comprehensive comparison of different MPPT techniques for photovoltaic systems. *Sol. Energy* 2015, 112, 1–11.

URL: <https://doi.org/10.1016/j.solener.2014.11.010>

53. Saad Waleed, Hegazy Eman, Shokair Mona Maximum power point tracking based on modified firefly scheme for PV system, *SN Applied Sciences*, 2022, URL: <https://doi.org/10.1007/s42452-022-04976-3>

54. Saeed H., Mehmood T., Khan F.A., Shah M.S., Ullah M.F., Ali H. An improved search ability of particle swarm optimization algorithm for tracking maximum power point under shading conditions *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2022, no. 2, pp. 23-33.

URL: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.2.04>

55. Salas V., Olías A. Barrado A., Lázaro A. Review of the maximum power point tracking algorithms for stand-alone photovoltaic systems *Solar Energy Materials and Solar Cells* Vol. 90, Issue 11, 6 July 2006, pp. 1555-1578. URL: <https://doi.org/10.1016/j.solmat.2005.10.023>

56. Severns R., Blum G. *Impul'snyye preobrazovateli postoyannogo napryazheniya* [Pulsed DC-DC Converters]. M.: Energoatomizdat, 1988. 294 p. ISBN 5-283-02435-0.

57. Shayeghi H., Pourjafar S., Sedaghati F. A Buck-Boost Converter; Design, Analysis and Implementation Suggested for Renewable. Energy Systems. *Iranian Journal of Electrical and Electronic Engineering*, 2021, vol. 17, no. 2, pp. 1862-1862. URL: <https://doi.org/10.22068/IJEEE.17.2.1862>

58. Shebani, M. M.; Iqbal, T.; Quaicoe, J. E. Comparing bisection numerical algorithm with fractional short circuit current and open circuit voltage methods for MPPT photovoltaic systems. In *Proceedings of the 2016 IEEE Electrical Power and Energy Conference (EPEC)*, Ottawa, ON, Canada, 12–14 October 2016; pp. 1–5. URL: <https://doi.org/10.1109/EPEC.2016.7771689>

59. Sheng-Yu, Tseng. A photovoltaic power system using a high step-up converter for DC load application / Sheng-Yu Tseng, Hung-Yuan Wang // *Energies*.– 2013. – 6. – P. 1068-1100. URL: <https://doi.org/10.3390/en6021068>

60. Soedibyo, Amri B., Ashari M. The comparative study of Buck-boost, Cuk, Sepic and Zeta converters for maximum power point tracking photovoltaic using P&O method. *2nd International Conference on Information Technology, Computer, and Electrical Engineering (ICITACEE)*, 2015, pp. 327-332.
URL: <https://doi.org/10.1109/ICITACEE.2015.7437823>

61. Soh, Luo-Qi. Building of a portable solar ac & dc power supply / Luo-Qi Soh, Chee-Chiang Derrick Tiew, *Intelligent Systems, Modelling and Simulation*. – 2014. – URL: <https://doi.org/10.1109/ISMS.2014.82>

62. Srinivasa Kishore Babu Y, Tripura Pidikiti, «A DC-DC converter with battery energy storage system for electric vehicles,» *Journal of Control Theory and Applications*, vol. 33, no. 9, pp. 61-69, 2016.
URL: <http://www.serialsjournals.com/serialjournal-manager/pdf/1481105441.pdf>

63. Subudhi, B.; Pradhan, R. A Comparative Study on Maximum Power Point Tracking Techniques for Photovoltaic Power Systems. *IEEE Trans. Sustain. Energy* 2013, 4, 89–98. URL: <https://doi.org/10.1109/TSTE.2012.2202294>

64. Tousi, S. M. R.; Moradi, M. H.; Basir, N. S.; Nemati, M. A functionbased maximum power point tracking method for photovoltaic systems. *IEEE Trans. Power Electron.* 2016, 31, 2120–2128.
URL: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2015.2426652>

65. Tseng S.-Y., Wang H.-Y. A Photovoltaic Power System Using a High Step-up Converter for DC Load Applications. *Energies*, 2013, vol. 6, pp. 1068-1100.
URL: <https://doi.org/10.3390/en6021068>

66. Twaha S., Zhu J., Yan Y., Li B., and Huang K., Performance analysis of thermoelectric generator using DC-DC converter with incremental conductance

based maximum power point tracking. *Energy for Sustainable Development*, 2017, vol. 37, pp. 86-98, URL: <https://doi.org/10.1016/j.esd.2017.01.003>

67. Verma, D.; Nema, S.; Shandilya, A.; Dash, S. K. Maximum power point tracking (MPPT) techniques: Recapitulation in solar photovoltaic systems. *Renew. Sustain. Energy Rev.* 2016, 54, 1018–1034.
URL: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2015.10.068>

68. Vieira J.A.B, Mota A.M. Implementation of a stand-alone photovoltaic lighting system with MPPT battery charging and LED current control. 2010 IEEE International Conference on Control Applications, 2010, pp. 185-190.
URL: <https://doi:10.1109/CCA.2010.5611257>

69. Yahya Khalid, Bilgin Mehmet Zeki, Erfidan Tarik Practical Implementation of Maximum Power Tracking Based Short-Current Pulse Method for Thermoelectric Generators Systems, *Journal of Power Electronics*, 2018, vol. 18, no. 4, pp. 1201-1210, 2018. URL: <https://doi.org/10.6113/JPE.2018.18.4.1201>.

70. Yasaswini, Shirisha S., Uttej V., Lakshmi Pravallika Y. Design and implementation of efficient solar powered DC-DC boost converter for loads. *International Research Journal of Engineering and Technology (IRJET)*. – 2016. – Vol. 3. – Iss. 09. – P. 1013-1020. URL: www.irjet.net p-ISSN: 2395-0072.

71. Гончаров Ю.М., Будьонний О.В., Морозов В.Г., Панасенко В.М., Ромашко В.Я., Руденко В.С. Перетворювальна техніка. Навчальний посібник Ч. 2. – Харків: Фоліо, 2000. – 360 с. ISBN 966-03-0697-0.

72. Ромашко В. Я. До питання про відбір максимальної потужності від джерел електричної енергії. *Електроніка та зв'язок*. – 2013. – № 4(75). – С. 28–34.
URL: <http://ela.kpi.ua/handle/123456789/5964>

73. Ромашко, В. Я. Устройства согласования нагрузки с источником электрической энергии *Энергосбережение. Энергетика. Энергоаудит*. – 2013. – № 8 – Т. 1. – С. 67-74. URL: http://repository.kpi.kharkov.ua/bitstream/KhPI-Press/8715/1/EEE_2013_8_T_1_Romashko_Matching.pdf

74. Ромашко В.Я., Вербицький Є.В., Киричик Є.І. Аналіз втрат енергії в системі відбору максимальної потужності сонячної батареї. *Технічна електродинаміка*. 2014, № 4, с. 55 – 57.

URL: http://techne.org.ua/2014_4/st18.pdf.

75. Ромашко В.Я., Вербицький Є.В., Особливості пошуку точки максимальної потужності сонячної батареї при використанні узгоджувального імпульсного регулятора *Електроніка та зв'язок*. 2016. Т. 21, № 6., С. 22-26.

URL: http://nbuv.gov.ua/UJRN/eisv_2016_21_6_5.

76. Ромашко В. Я., Батрак Л.М. Визначення сталих інтегрування при розрахунку перехідних процесів в перетворювачах. *Електроніка і зв'язок* – 2017, № 2 – с. 27-32. URL: <https://doi.org/10.20535/2312-1807.2017.22.2.94434>.

77. Ромашко В.Я. Регульовальні характеристики імпульсних регуляторів з урахуванням внутрішнього опору джерела електроживлення. *Мікросистеми, Електроніка та Акустика*. 2017, №6, с. 29 - 34.

URL: <https://doi.org/10.20535/2523-4455.2017.22.6.81414>

78. Ромашко, В. Я., Батрак Л. М. Особливості режиму роботи узгоджувального імпульсного регулятора, що працює на акумулятор. *Мікросистеми, Електроніка та Акустика*. 2018, № 4, Т. 23, с. 22-30. URL: <https://doi.org/10.20535/2523-4455.2018.23.4.131272>.

79. Ромашко В. Я., Батрак Л.М. Регульовальні характеристики зарядного пристрою акумулятора від сонячної батареї. *Мікросистеми, Електроніка та Акустика*. 2019, № 4, с. 25 - 30. URL: <https://doi.org/10.20535/2523-4455.2019.24.4.185524>

80. Ромашко В.Я., Батрак Л.М. Регульовальні характеристики імпульсного регулятора понижувального типу, що працює на акумулятор. *Вісник НТУ «ХПІ», Серія: Нові рішення в сучасних технологіях*. 2019. № 10 – с. 30-37. URL: <https://doi.org/10.20998/2413-4295.2019.10.04>

81. Ромашко В.Я., Батрак Л.М. Регулювальні характеристики імпульсного регулятора з урахуванням нелінійності внутрішнього опору джерела живлення. *Мікросистеми, Електроніка та Акустика*, 2020, № 1, с. 50 - 55.

URL: <https://doi.org/10.20535/2523-4455.mea.207253>

82. Ромашко В.Я., Батрак Л.М., Абакумова О.О. Регулювальні характеристики імпульсного регулятора понижувального типу, що заряджає акумулятор від сонячної батареї. *Електротехніка і електромеханіка*, 2020, № 2, с. 64 - 67. URL: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2020.2.10>

83. Ромашко В. Я., Батрак, Л. М. Особливості роботи імпульсних регуляторів в режимі передавання максимальної потужності. *Мікросистеми, Електроніка та Акустика*, 2021, т. 26, вип. 1, с. 232833–1.

URL: <https://doi.org/10.20535/2523-4455.mea.232833>

84. Ромашко В.Я., Батрак Л.М., Абакумова О.О. Регулятори підвищувально-понижувального типу в режимі передавання максимальної потужності *Електротехніка і електромеханіка*, 2022, №. 2, с. 18 - 22.

URL: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2022.2.03>.

85. Romashko V.Y., Batrak L.M., Abakumova O.O. Features of the work of pulse regulators in the maximum power transmission mode, with the presence of an accumulator at their output. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 6, pp. 3-6. URL: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.6.01>.

Наукове видання

РОМАШКО Володимир Якович

БАТРАК Лариса Миколаївна

**ОСОБЛИВОСТІ РОБОТИ ІМПУЛЬСНИХ РЕГУЛЯТОРІВ У
РЕЖИМІ ВІДБИРАННЯ МАКСИМАЛЬНОЇ ПОТУЖНОСТІ**

Монографія

Підписано до друку 01.04.2024. Формат 60×84 1/16. Папір офсетний
Умовн. друк. арк. 9,41. Обл. вид. арк. 4,52. Зам. № 1258.
Наклад 50 прим.

Видавець «ФОП Середняк Т.К.», 49000, Дніпро, 18, а/с 1212
Свідоцтво про внесення суб'єкта видавничої справи до Державного
реєстру видавців, виготівників і розповсюджувачів
видавничої продукції ДК № 4379 від 02.08.2012.

Ідентифікатор видавця в системі ISBN 8139

49000, Дніпро, 18, а/с 1212

тел. (096)-308-00-38, (056)-798-04-00

E-mail: 7980400@gmail.com

Віддруковано на базі поліграфічно-видавничого центру «Кавун»

49000, Дніпро, 18, а/с 1212

тел. (066)-55-312-55, (056)-798-22-47

E-mail: arbuz.in.ua@gmail.com

www.arbuz.in.ua