

Національний університет «Полтавська політехніка імені Юрія Кондратюка»

(повне найменування вищого навчального закладу)

Навчально-науковий інститут інформаційних технологій і робототехніки

(повне найменування інституту, назва факультету (відділення))

Кафедра автоматики, електроніки та телекомунікацій

(повна назва кафедри (предметної, циклової комісії))

Пояснювальна записка

до кваліфікаційної роботи

бакалавр

(ступінь вищої освіти)

на тему «Модернізація імпульсного регулятора напруги для двигуна постійного струму»

Виконав: студент групи 201-пМЕ
спеціальності 141 «Електроенергетика,
електротехніка та електромеханіка»

(шифр і назва спеціальності)

Вітченко Є.В.

(прізвище та ініціали)

Керівник Кожушко Г.М.

(прізвище та ініціали)

Рецензент Кислиця С.Г.

(прізвище та ініціали)

Полтава - 2023 рік

ЗМІСТ

	Стор.
ВСТУП.....	6
1 ІМПУЛЬСНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ТА РЕГУЛЯТОРИ В УПРАВЛІННІ РЕЖИМАМИ РОБОТИ ДВИГУНІВ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ	8
1.1 Загальні положення	8
1.2 Особливості в керуванні двигунами незалежного та послідовного збудження	9
1.3 Типи імпульсних перетворювачів постійної напруги, призначених для ЕПС	15
1.4 Структурні схеми перетворювальних систем з ІППН	20
2. ОДНОТАКТНИЙ НЕРЕВЕРСИВНИЙ ІППН	23
2.1 Способи формування кривої та регулювання величини вихідної напруги. основні розрахункові співвідношення	23
2.2 Електромагнітні процеси у вихідному колі ІППН	27
2.3 Зовнішні характеристики ІППН	31
2.4 Електромагнітні процеси у вхідному колі ІППН	35
3. ІМПУЛЬСНЕ УПРАВЛІННЯ ДПС ПРИ ЕЛЕКТРИЧНОМУ ГАЛЬМУВАННІ.....	45
3.1 Рекуперативне гальмування	46
3.2 Реостатне гальмування	54
3.3 Рекуперативно-реостатне гальмування	58
ВИСНОВКИ.....	60
ЛІТЕРАТУРА.....	61
ДОДАТКИ.....	62

ВСТУП

Сучасний електропривод є складним комплексом електромеханічних пристроїв, а точніше засобів автоматичного управління, що базуються на новітніх досягненнях в галузі електромашинобудування, силових напівпровідникових приладів, мікропроцесорної та комп'ютерної техніки. Електропривод є силовою основою автоматизації виробничих процесів та основним споживачем електричної енергії.

Основною тенденцією його розвитку є забезпечення найбільш повного задоволення вимог машин, механізмів і технологічних ліній, що обслуговуються ним. Найбільш ефективно це може бути реалізовано але при застосуванні регульованих електроприводів.

Проведені дослідження [3] показують, що поряд з поліпшенням технологічних характеристик механізмів, що обслуговують їх, перехід до регульованого електроприводу може забезпечити в середньому зниження на 20-30% витрати електроенергії, що споживається електродвигунами, що є виключно вигідним енергозберігаючим заходом.

Разом з тим, масове застосування автоматизованого електроприводу потребує серійного виробництва сучасних силових напівпровідників та перетворювачів на їх основі, мікропроцесорних засобів управління, різних датчиків, трансформаторно-реакторного та конденсаторного обладнання, комутаційного та захисту апаратури.

В першу чергу слід відзначити серії силових модулів на польових і біполярних транзисторах з ізольованим затвором і зворотними діодами, що швидко відновлюються [7]. Ця серія призначена для застосування як силові комутуючі елементи в перетворювачах електричної енергії регульованих електроприводів та іншого призначення. Представлені модулі відносяться до класу повністю керованих ключів з високим рівнем напруг, що комутуються, і струмів при малих втратах, незначних потужностях управління і часах перемикання.

Серед критеріїв у приводах постійного струму перше місце посідає надійність системи перетворювач-двигун. Зазначимо, що немає рішень створення високочастотних перетворювачів (від 1 кГц і вище), низьковольтних на великі струми. Звісно ж, створення добре обґрунтованої, конкретної та ефективною системи критеріїв вибору типу та варіанти виконання перетворювача – важливе і своєчасне завдання, яке можуть вирішити фахівці в галузі електроприводу. Слід зазначити істотне розширення діапазону використання електроприводів постійного струму з транзисторними перетворювачами, що мають високі технічні показники [2,3]: більшу стабільність швидкості на його найменшій ділянці, менші пульсації струму, відповідно меншу небезпеку виникнення субгармонічних коливань швидкості. Системи з широтно-імпульсними перетворювачами переважно використовуються для прецизійних механізмів точно металорізальних верстатів, складних приладових комплексах, приводах, що стежать. Застосування приводів з ІППН практично є переважним у локальних установках з бортовою мережею постійного струму. Тож тема кваліфікаційної роботи є актуальною.

1. ІМПУЛЬСНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ТА РЕГУЛЯТОРИ В УПРАВЛІННІ РЕЖИМАМИ РОБОТИ ДВИГУНІВ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

1.1 Загальні положення

Перетворювачі постійної напруги здійснюють перетворення постійної напруги однієї величини E на постійну напругу іншої величини $U_{\text{вих}} (рис. 1.1)$.

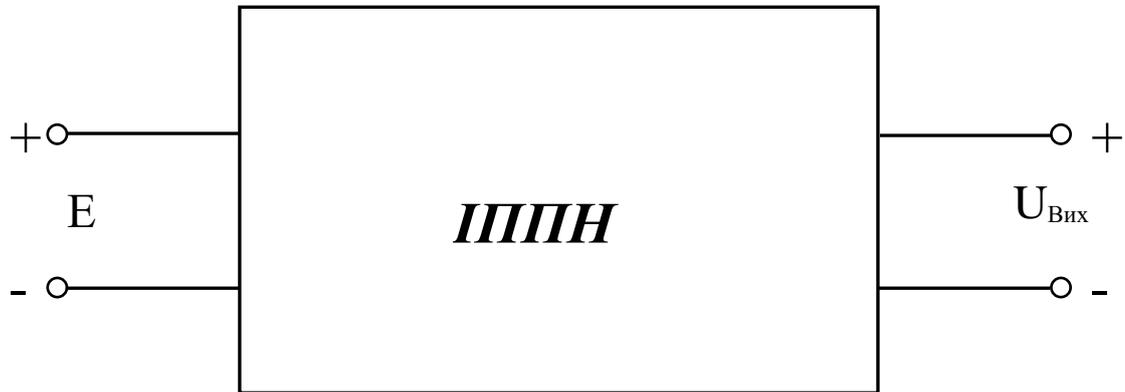


Рисунок 1.1 – Блок схема імпульсного перетворювача постійної напруги

Вони служать для живлення навантаження постійною напругою, що відрізняється за величиною від джерела напруги. Їх використовують для стабілізації вихідної напруги при зміні джерела і струму навантаження або регулювання напруги $U_{\text{вих}} за необхідним законом незалежно від E.$

Перетворювачі, що розглядаються в даній роботі, базуються на імпульсних методах перетворення і регулювання постійної напруги. Тому їх називають імпульсними перетворювачами постійної напруги (ІППН).

В основі принципу дії ІППН лежить ключовий режим роботи напівпровідникового регулюючого приладу, за допомогою якого здійснюється періодичне підключення напруги джерела E до вихідного кола перетворювача. Малі падіння напруги на регульовальному приладі у відритому стані і малий струм, що протікає, в закритому забезпечують високий ККД перетворювачів цього типу.

На базі ІППН виконуються високоекономічні вторинні джерела електроживлення електронної апаратури, а також різного призначення регулятори та стабілізатори постійної напруги. Певний інтерес становлять

ІППН у системах з іншими типами автономних перетворювачів, зокрема змінної напруги. ІППН при цьому виконують функцію проміжної ланки для стабілізації або регулювання напруги живлення автономного інвертора напруги, автономного інвертора струму або резонансного інвертора.

Широку сферу застосування ІППН представляє електропривод постійного струму (ЕПС), в якому за допомогою перетворювача здійснюється керування частотою обертання двигуна постійного струму (ДПС). Діапазон використання за потужністю складає: десятки кВт (прецизійне верстатобудування та машинобудування), сотні кВт (загальнопромисловий та тяговий електропривод).

Напругою живлення ІППН можуть служити: допоміжна внутрішньозаводська мережа постійного струму, контактна мережа постійного струму міського, приміського чи магістрального електротранспорту, а також різні джерела постійного струму (акумуляторні батареї, паливні елементи, сонячні батареї тощо). За допомогою ІППН досить ефективно вирішується завдання управління постійною напругою і при первинній мережі живлення змінного струму. Необхідне в цьому випадку попереднє перетворення змінної напруги на постійне здійснюється за допомогою некерованого випрямляча.

1.2. Особливості в керуванні двигунами незалежного та послідовного збудження

Завдання, що покладаються на силову електроніку в системах електроприводу, диктуються вимогами управління електричною машиною, навантаженою на механічну частину приводу.

До основних вирішуваних завдань слід віднести:

– керування електричною машиною з метою підвищення кутової швидкості (частоти обертання) ротора (валу) при забезпеченні безперервної роботи на будь-якій із необхідних частот обертання;

– керування електричною машиною з метою зниження частоти обертання.

Перше коло завдань характеризує руховий режим роботи ДПС та пряму передачу енергії в системі ЕПС. Електрична енергія від мережі живлення через перетворювач надходить до електричної машини і через її вал у вигляді механічної енергії передається до приводного механізму.

Друге коло завдань відповідає генераторному режиму роботи ДПС, який передбачає створення зусилля на ротор двигуна для керування уповільненням приводного механізму. У системі здійснюється зворотна передача енергії: двигун отримує механічну енергію від приводного механізму і віддає її у вигляді електричної енергії через перетворювач в мережу живлення або іншому споживачеві. Завдання, яке при цьому покладається на ІППН, полягає в управлінні потужністю, що віддається ДПС, що працює в генераторному режимі. Тим самим забезпечується необхідний темп уповільнення обертання валу електричної машини.

Для існуючих двох типів ДПС (з незалежним та послідовним збудженням) є деякі особливості у побудові керуючих силових ланцюгів.

1.2.1. Двигунний режим роботи ДПС

Для обох типів двигуна ланцюг якоря – головний ланцюг управління частотою обертання (рис. 1.2, рис. 1.3). Імпульсний перетворювач здійснює регулювання постійної напруги, що підводиться до двигуна, а отже, і частоти обертання ДПС.

Струм обмотки збудження також може бути керованим. Характер зміни $I_{об}$ за зміни числа оборотів n залежить від конкретного приводного механізму. Це необхідне отримання від ДПС необхідних механічних характеристик, і навіть відповідних динамічних показників електроприводу в перехідних режимах.

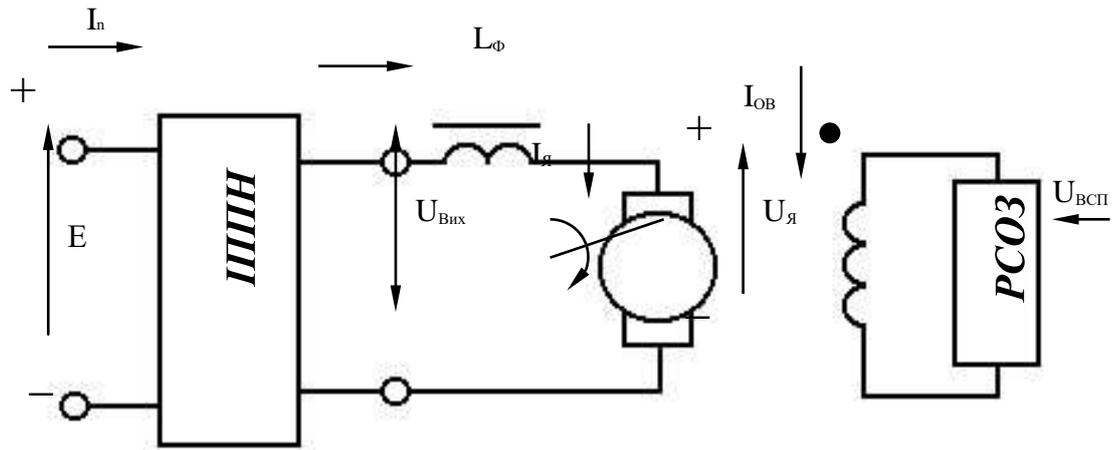


Рисунок 1.2. Схема регулятора струму обмоток збудження у ДПС із незалежним збудженням

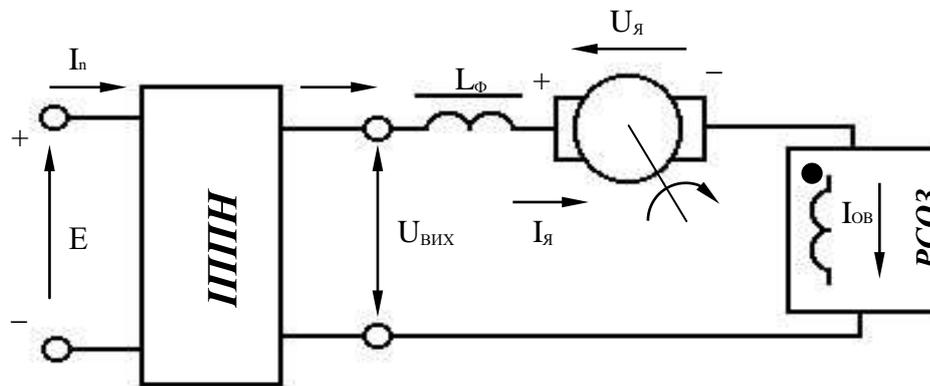
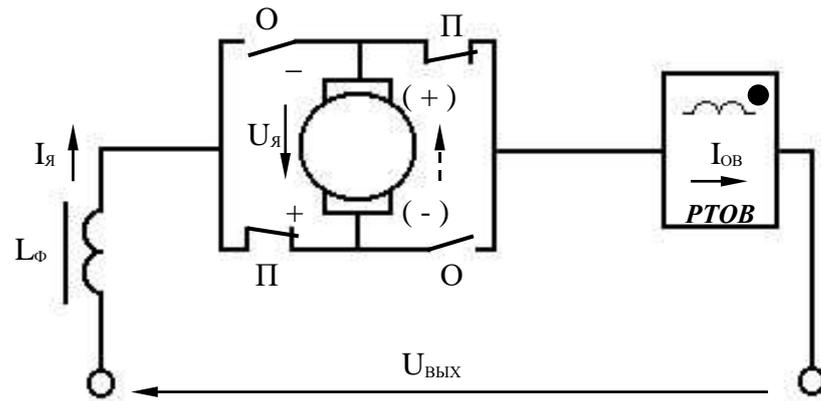
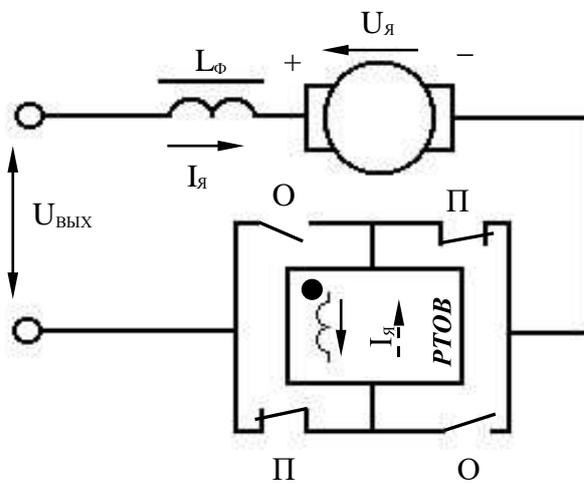


Рисунок 1.3. Схема регулятора струму обмоток збудження у ДПС з послідовним збудженням

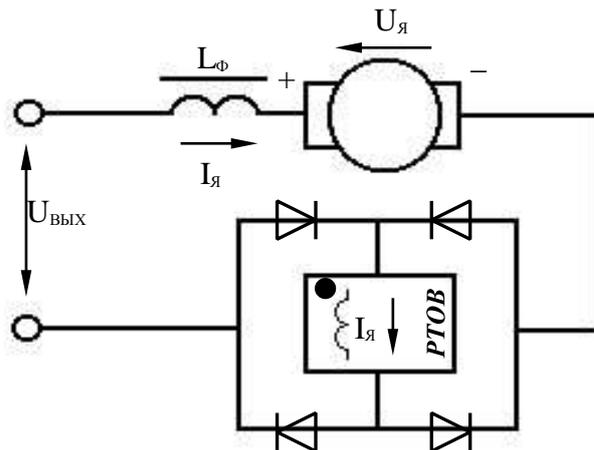
У ДПС незалежного збудження (рис. 1.2) струм $I_{об}$ значно менше струму $I_{я}$. Функція регулятора струму обмотки збудження (PCO3) тут виконує перетворювач малої потужності, наприклад, керований випрямляч або допоміжний ІППН. У ДПС послідовного збудження (рис.1.3) PCO3 потрібно спеціальних технічних рішень, так як максимальна величина $I_{об}$ близька до значення $I_{я}$.



а)



б)



в)

Рисунок 1.4. Схема реверсування ДПС перемиканням обмоток якоря (а), обмоток збудження контактним (б) та безконтактним (діодним) (в) реверсом

Зміна управління обертання ДПС незалежного збудження може здійснюватися за рахунок зміни полярності напруги, що підводиться до якоря, при тому ж напрямку струму в ОЗ або зміна напрямку струму ВВ при тій же полярності напруги $U_{я}$.

У двигунах послідовного збудження ВВ входить у ланцюг живлення якоря. Тому зміна полярності напруги, що підводиться до силового ланцюга, не викликає зміни напрямку обертання. А для цього необхідний перемикач (реверсор), за допомогою якого здійснюється перемикання висновків обмотки якоря (рис. 1.4, *а*) або висновків обмотки збудження (рис. 1.4, *б*, *в*).

У схемі на рис. 1.4, використовується безконтактний реверсор на діодах, за допомогою яких виключається зв'язок напрямку струму в ОВ з напрямком струму якоря. Тому зміни напрямку обертання досить змінити полярність напруги вихідний ланцюга.

1.2.2. Генераторний режим роботи ДПС

Генераторний режим роботи ДПС застосовується для рекуперативного, реостатного або комбінованого гальмування електричної машини.

Переведення ДПС незалежного збудження в генераторний режим роботи проводиться без зміни напрямку струму до ВВ. Колишнім залишається і полярність напруги $U_{я}$ двигуна. Змінюється напрям струму в якійного ланцюга. Функція ПППН зводиться до управління струмом або потужністю, що віддається машиною в мережу живлення або в «гальмівний» реостат R_T (Рис.1.5).

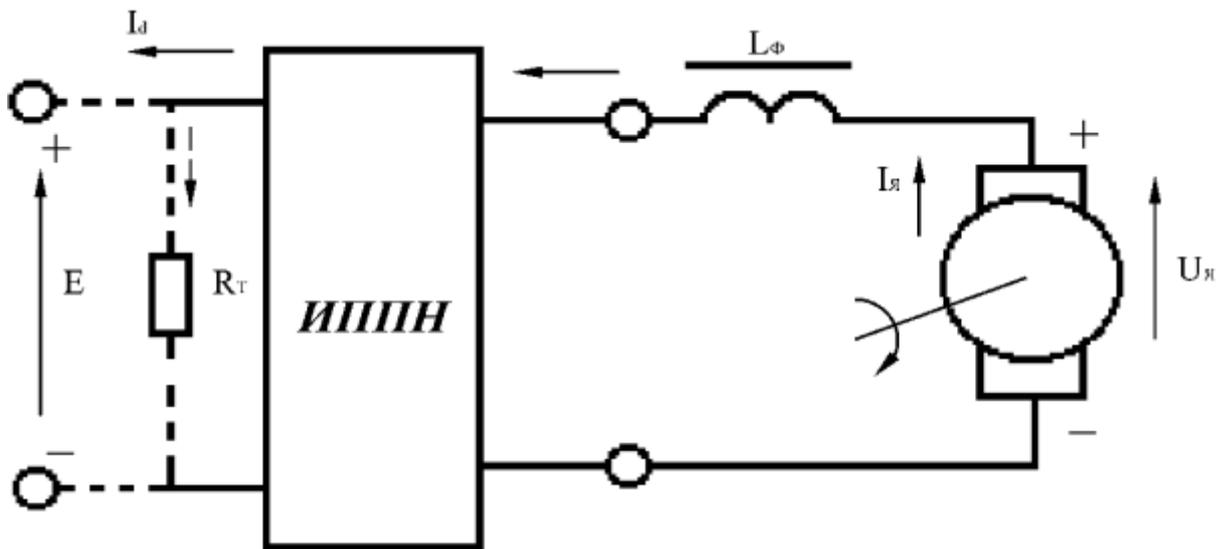


Рисунок 1.5. Схема генераторного режиму ДПС незалежного збудження

У ДПС послідовного збудження зміна напрямку струму у вихідній ланцюга (рис. 1.3) означало б зміна напрямку струму до ВВ та зміну полярності напруги на якорі. З цієї причини перед початком роботи машини генератором здійснюється перемикання висновків якоря або висновків ОЗ, а також в руховому режимі для зміни напрямку обертання (рис. 1.4). На рис. 1.6 наведено структурну схему системи для генераторного режиму роботи ДПТ послідовного збудження з діодним реверсором струму ВВ. Ланцюг обмотки збудження для спільності показано з регулятором.

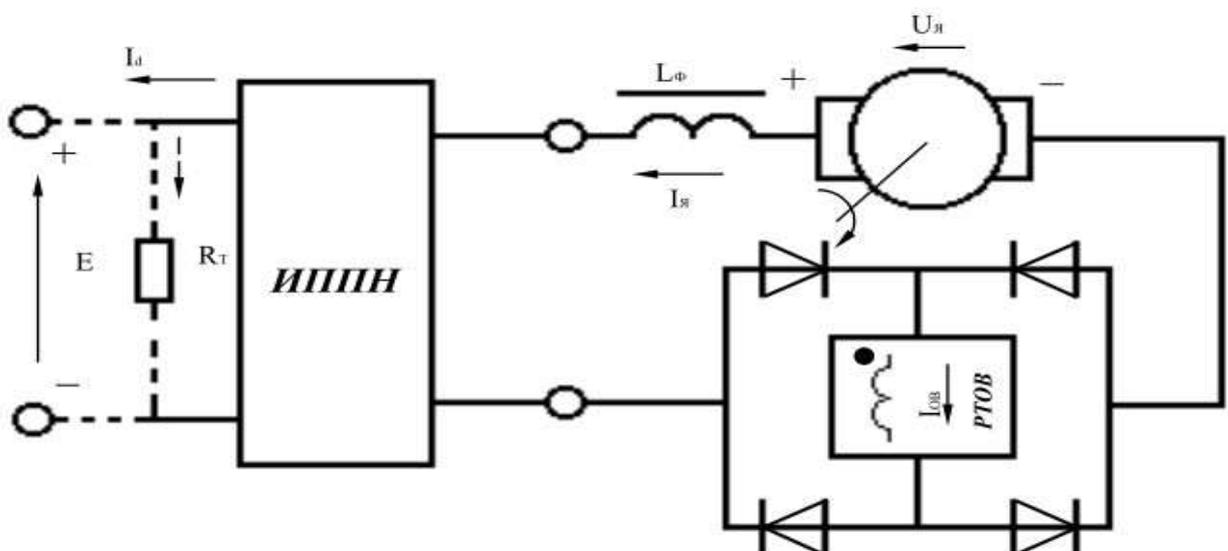


Рисунок 1.6. Схема генераторного режиму ДПС послідовного збудження з діодним реверсом

Двигун постійного струму послідовного збудження має ще одну специфіку. Вона обумовлена необхідністю збудження при перекладі в генераторний режим роботи, так як при $I_{\text{я}} = 0$ і струм $I_{\text{об}} = 0$. Завдання може бути вирішено без вжиття спеціальних заходів, але за рахунок створення умов самозбудження ДПС за наявності залишкового магнітного потоку в машині. Поширення отримало введення в машину спеціальної обмотки, що підмагнічує, через яку пропускають імпульс струму від допоміжного джерела. Імпульс струму може пропускатися через основну обмотку послідовного збудження.

ДПС послідовного збудження знаходять застосування в тих випадках, коли потрібна робота електричної машини з підвищеними моментами, що обертають, на низьких кутових швидкостях і при пуску. ДПС послідовного збудження не застосовуються в електроприводах механізмів, в яких можливий режим роботи, близький до холостого ходу (верстати, транспортери та ін.). При малих навантаженнях на валу частота обертання різко зростає і може перевищити гранично допустиме значення (двигун йде в рознесення).

1.3. Типи імпульсних перетворювачів постійної напруги, призначених для ЕПС

За характером розв'язуваних завдань усі схеми ІППН (рис. 1.1) поділяються на три типи:

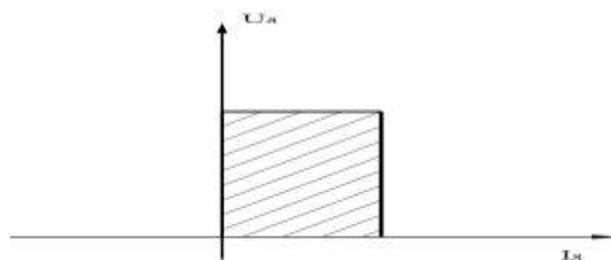
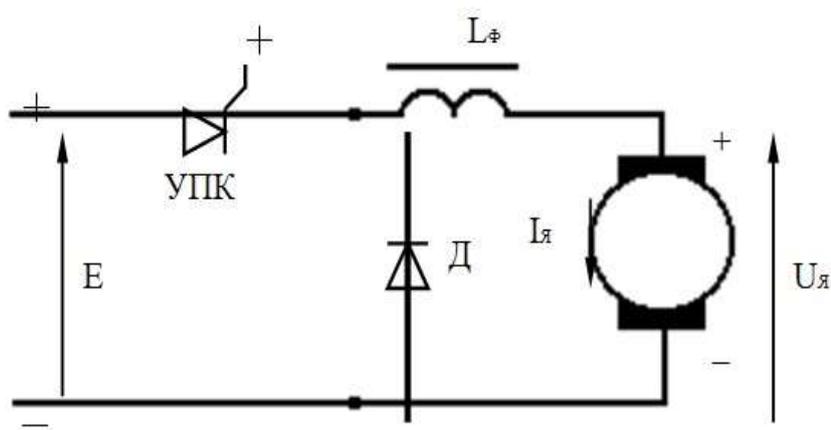
- понижуючі ІППН, для яких $U_{\text{вих}} \leq E$;
- підвищують ІППН, для яких $U_{\text{вих}} \leq E$;
- полярно-інвертуючі ІППН, що здійснюють зміну полярності вихідної напруги щодо загальної для входу та виходу точки з'єднання.

З урахуванням специфіки рухового навантаження і особливостей розв'язуваних завдань при управлінні ДПС для ЕПС переважне застосування отримали перші два типи, а точніше, дві схеми, що характеризують їх з'єднання головних ланцюгів: з послідовно з'єднаним керованим

напівпровідниковим ключем (рис. 1.7, а) і паралельно (рис. 1.8, а). Їхні графічні еквіваленти, що характеризують область регулювання, представлені відповідно на рис. 1.7, б та рис. 1.8, б . Схема з послідовно з'єднаним керованим напівпровідниковим ключем (КПК) використовується в руховому режимі роботи ДПТ, а з паралельно з'єднаним КПК - в генераторному режимі.

Схема на рис. 1.7 а не дозволяє змінювати полярність вихідної напруги, у зв'язку з чим її часто називають нереверсивною. При підвищених струмах навантаження схема ІППН виконується за багатотактним принципом, що базується на паралельному підключенні до загального навантаження кількох перетворювачів за рис. 1.7, а із завданням відповідної послідовності їх роботи у часі. Числом паралельних гілок відрізняються відповідно одно-,двох-,трьох-, а в загальному випадку m -тактні ІППН.

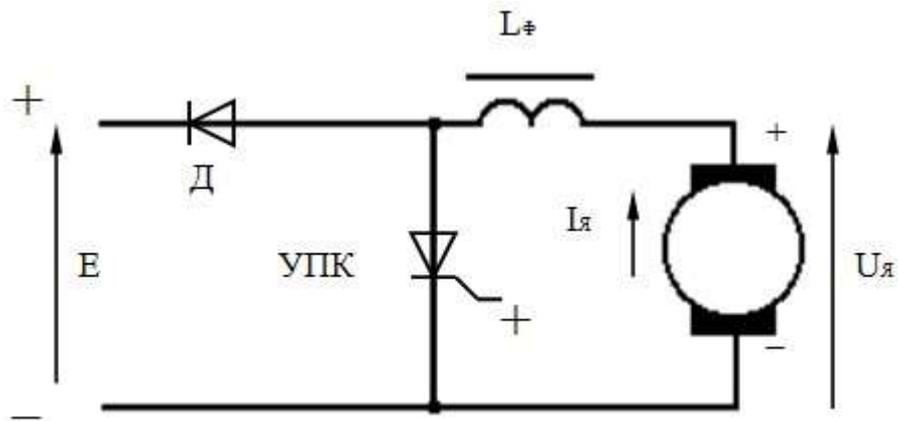
а)



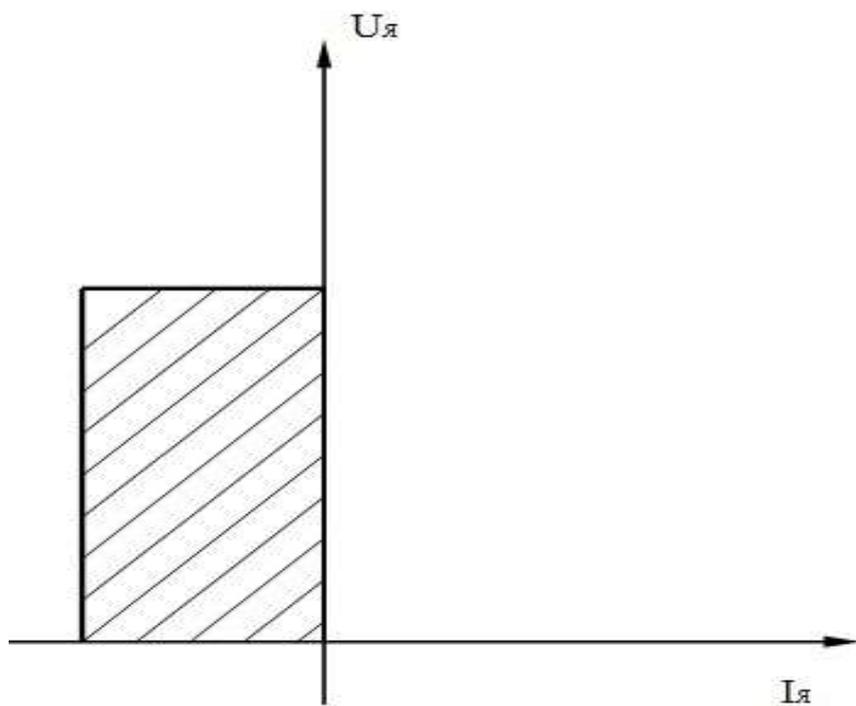
б)

Рисунок 1.7. Схема з'єднання головних ланцюгів із послідовно з'єднаним керованим ПП ключем (руховий режим) (а) та область регулювання (б)

Схема на рис. 1.8, *a* системах ЕПТ самостійно застосовуються рідко, частіше разом із схемою рис. 1.7 *a* , утворюючи так званий нереверсивний двоквADRантний ППН (рис. 1.9, *a*).

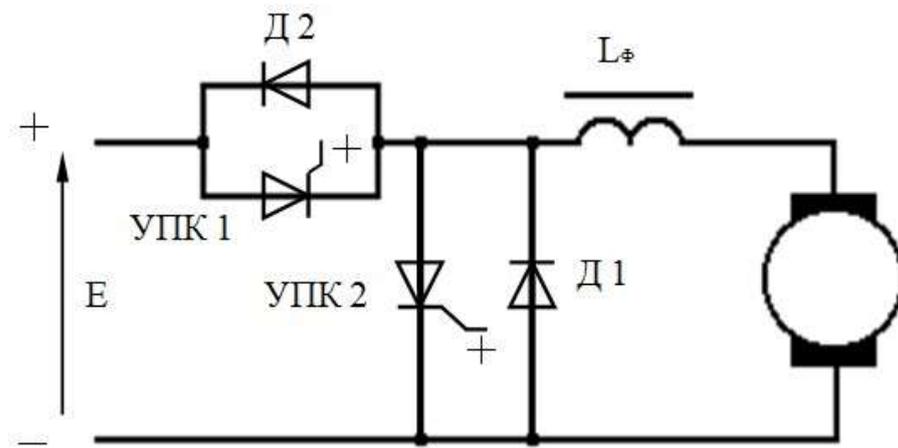


a)

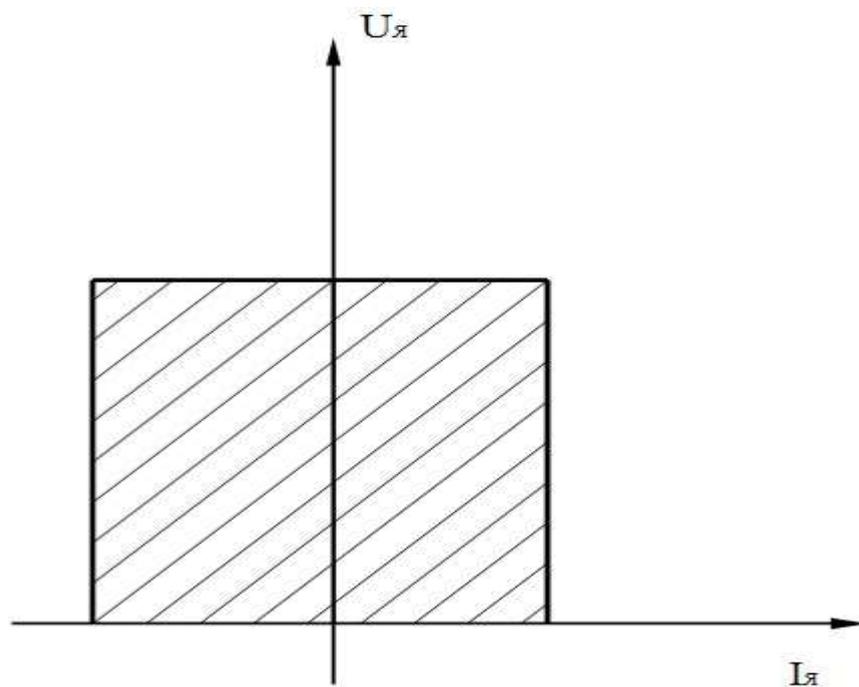


б)

Рисунок 1.8. Схема з'єднання головних ланцюгів із послідовно з'єднаним керованим ПП ключем (руховий режим) (*a*) та область регулювання (*б*).



а)

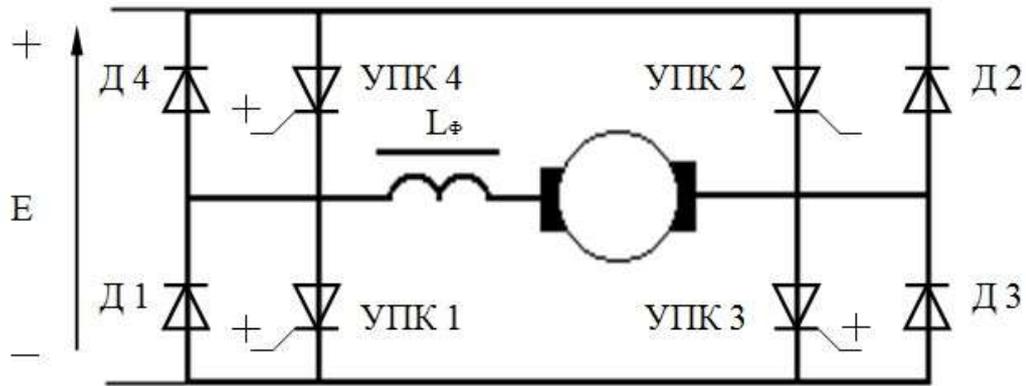


б)

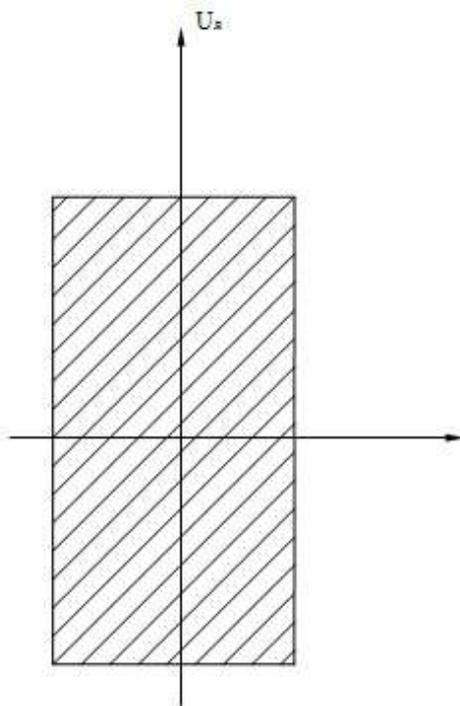
Рисунок 1.9. Схема з'єднання основних ланцюгів для нереверсивного двоквADRANTного режиму (а) та область регулювання (б)

Реверсивні ІППН забезпечують харчування ДПС напругою як однієї, і іншої полярності. Вони виконуються за мостовою схемою з'єднання КПК та зворотних діодів (рис. 1.10, а). У ньому реалізуються режими роботи схем рис.1.7, а рис. 1.8, а при обох полярностях вихідної напруги. Тим самим було схема на рис. 1.10 а здійснює роботу ДПС двигуном і генератором при обох

напрямах обертання ротора. Графічний еквівалент такого чотириквadrантного ІППН показано на рис. 1.10, б .



а)



б)

Рисунок 1.10. Схема з'єднань головних ланцюгів для реверсивного чотириквadrантного режиму (а) та область регулювання (б)

Застосування реверсивного ІППН зумовлює і відповідну назву системи електроприводу – безконтактний (а часто швидкодіючий) реверсивний електропривод постійного струму. Реверсивний електропривод може бути реалізований і на базі нереверсивного двоквadrантного ІППН (рис. 1.9 а),

якщо використовувати контактний реверсор ланцюга якоря або обмотки збудження ДПТ.

КПК аналізованих схем перетворювачів умовно представлені двоопераційним (GTO) тиристором. У сучасних розробках переважно застосовуються силові транзистори з так званим польовим управлінням: польові МОП – транзистори та біополярні транзистори з ізольованим затвором (БТІЗ JGBT). Прилади тиристорного типу (одноопераційні та двоопераційні тиристири) знаходять застосування частіше в ІППН підвищеної потужності і при високих напругах живлення.

1.4. Структурні схеми перетворювальних систем з ІППН

Побудова схеми силових ланцюгів з ІППН залежить від вимог, що висуваються до силової частини електроприводу. Визначальними є наступні:

- вид первинного джерела живлення (змінного чи постійного струму);
- реверсивна чи нереверсивна система;
- вид гальмування ДПС (на вільному вибігу, рекуперативне чи реостатне).

1.4.1. Системи з ІППН при первинному джерелі живлення змінної напруги

Первинне джерело змінної напруги представляє широку сферу застосування керованих випрямлячів для ДПС.

Використання ІППН передбачає заміну керованого випрямляча на некерований випрямляч (НВ на рис. 1.11), завдяки чому підвищується якість електроенергії ($\cos \varphi \rightarrow 1$), скорочується загальна кількість КПК в системі, спрощується пристрій управління. Разом з тим стає неможливим рекуперативне гальмування ДПС із віддачею енергії гальмування в мережу живлення.

Система з ІППН на рис. 1.11 здатна забезпечити прямий та зворотний напрямки обертання ротора двигуна, а при введенні перетворювача реостатного гальмування (ПРТ) – і цей вид електричного гальмування ДПС.

Робота ІППН здійснюється на частотах, що перевищують 300 Гц, внаслідок чого сумарні маса - габаритні показники системи з урахуванням фільтрів, що згладжують СФ1 і СФ2 можуть бути кращими, ніж з керованим випрямлячем.

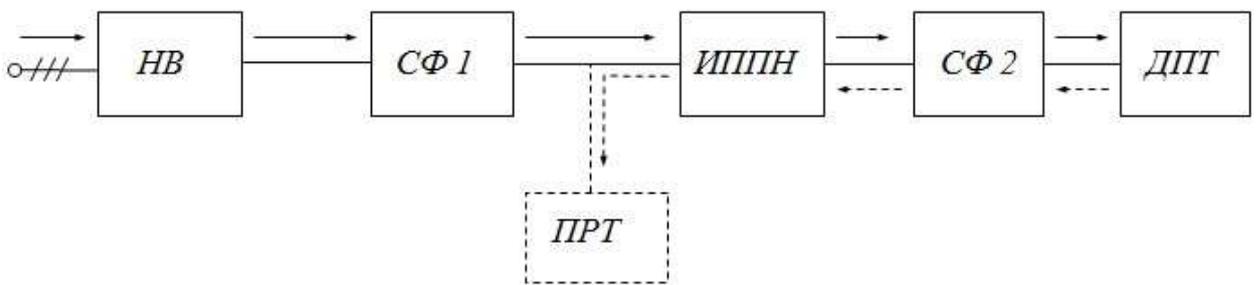


Рисунок 1.11. Блок схема системи з ІППН при первинному джерелі живлення змінної напруги

1.4.2. Системи з ІППН при первинному джерелі живлення постійної напруги

ІППН у цьому випадку використовується за прямим призначенням. Реалізуються різні варіанти систем регульованого електроприводу, від найпростішого з нереверсивним ІППН (рис. 1.12) і гальмування ДПС (за рахунок моменту опору приводного механізму, що зупиняється) до швидкодіючого і реверсивного (рис. 1.13) з комбінованим рекуперативно-реостатним гальмуванням.

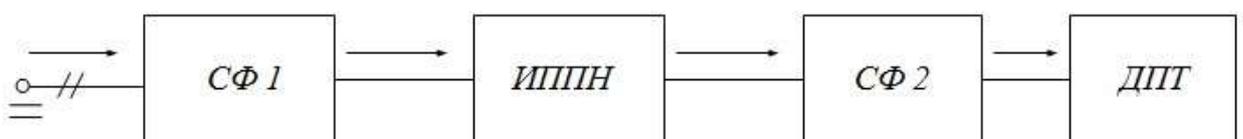


Рисунок 1.12. Блок схема системи з ІППН при первинному джерелі живлення постійного напруги та нереверсивним ІППН

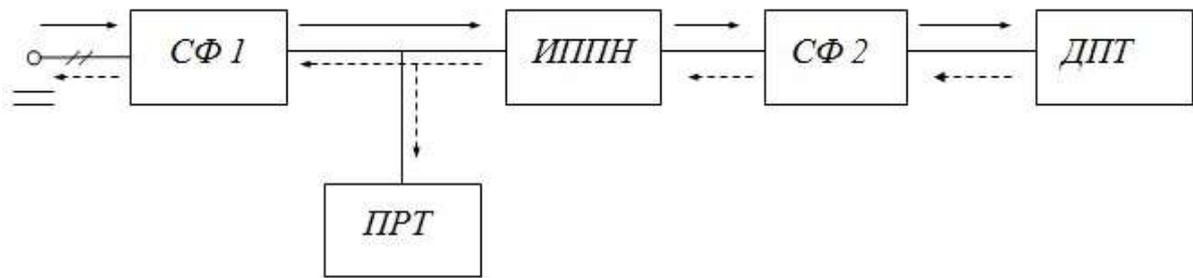


Рисунок 1.13. Блок схема системи з ІППН при первинному джерелі живлення постійної напруги та швидкодіючим реверсивним ІППН з комбінованим рекуперативно-реостатним гальмуванням

Тут: НВ - некерований випрямляч;

СФ - фільтр, що згладжує;

ПРТ - перетворювач реостатної напруги;

ДПС – двигун постійного струму;

ІППН - імпульсний перетворювач постійної напруги.

2. ОДНОТАКТНИЙ НЕРЕВЕРСИВНИЙ ІППН

2.1. Способи формування кривої та регулювання величини вихідної напруги. основні розрахункові співвідношення

Схема перетворювача наведено на рис. 2.1, *a* .

Напівпровідниковий керований ключ призначений для періодичного підключення напруги живлення E до вихідного ланцюга. Функція зворотного діода зводиться до пропускання струму вихідного ланцюга з індуктивністю в інтервалах пауз, коли закритий тиристор. Сумарна індуктивність вихідного ланцюга $L_{вих}$ складається з індуктивності дроселя, що згладжує $L_{\phi 2}$ і індуктивності якірного ланцюга двигуна.

Верхній рівень вихідної напруги ІППН імпульсної форми ($U_{вихд}$) дорівнює напрузі живлення E за вирахуванням падіння напруги на відкритому тиристорі. Його нижній рівень має напругу більшої величини негативної полярності, що дорівнює падінню напруги на діоді.

На рис. 2.1 *б* наведені тимчасові діаграми напруг і струмів перетворювача. Вони побудовані в пропозиції рівності нулю падінь напруги на відкритих напівпровідникових приладах та рівності нулю внутрішнього опору джерела живлення для постійного та змінного струму. Передбачається також, що струм i_{γ} вихідний ланцюг ідеально згладжений.

Регулювання вихідної напруги (середнього значення на період) здійснюється імпульсними методами, за допомогою зміни параметрів вихідних імпульсів. Застосування ЕПС отримали: широтно-імпульсний і частотно-імпульсний способи.

Широтно-імпульсний спосіб регулювання (ШІР) здійснюється зміною тривалості t_1 вихідних імпульсів при незмінній частоті f (або періоді T) їх прямування ($T = \text{const}$). Середнє значення вихідного f напруги перетворювача $U_{вихв}$ (рис. 2.1 *б*) пов'язано з напругою живлення E і параметром регулювання t_1 співвідношенням:

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{t_H}{T} \times E = \gamma E, \quad (2.1)$$

де γ – шпаруватість чи коефіцієнт регулювання напруги.

Напруга на двигуні $U_{\text{Я}}$ без урахування падіння напруги на активному опорі обмотки дроселя $L_{\phi 2}$ дорівнює $U_{\text{ВЫХ}}$.

Відповідно до (2.1) регулювання вихідної напруги здійснюється від нуля ($t_H = 0$, $U_{\text{ВЫХ}} = 0$) до величини E ($t_H = T$). На практиці межі регулювання обмежуються доступними значеннями $t_{H,\min}$ і $t_{H,\max}$,

$$U_{\text{ВЫХ},\min} = \frac{t_{H,\min}}{T} \cdot E = \gamma_{\min} \cdot E > 0, \quad (2.2)$$

$$U_{\text{ВЫХ},\max} = \frac{t_{H,\max}}{T} \cdot E = \gamma_{\max} \cdot E < E. \quad (2.3)$$

Межі регулювання вихідної напруги входять до основних параметрів управління ДПС. Необхідність їхнього забезпечення призводить до обмеження зверху частоти роботи ШІПН. Часто при досягненні верхньої межі регулювання напруги переходять на режим безперервної провідності КПК, враховуючи при цьому появу стрибка напруги $\Delta U_{\text{ВЫХ}} = E - \gamma_{\max} \cdot E$

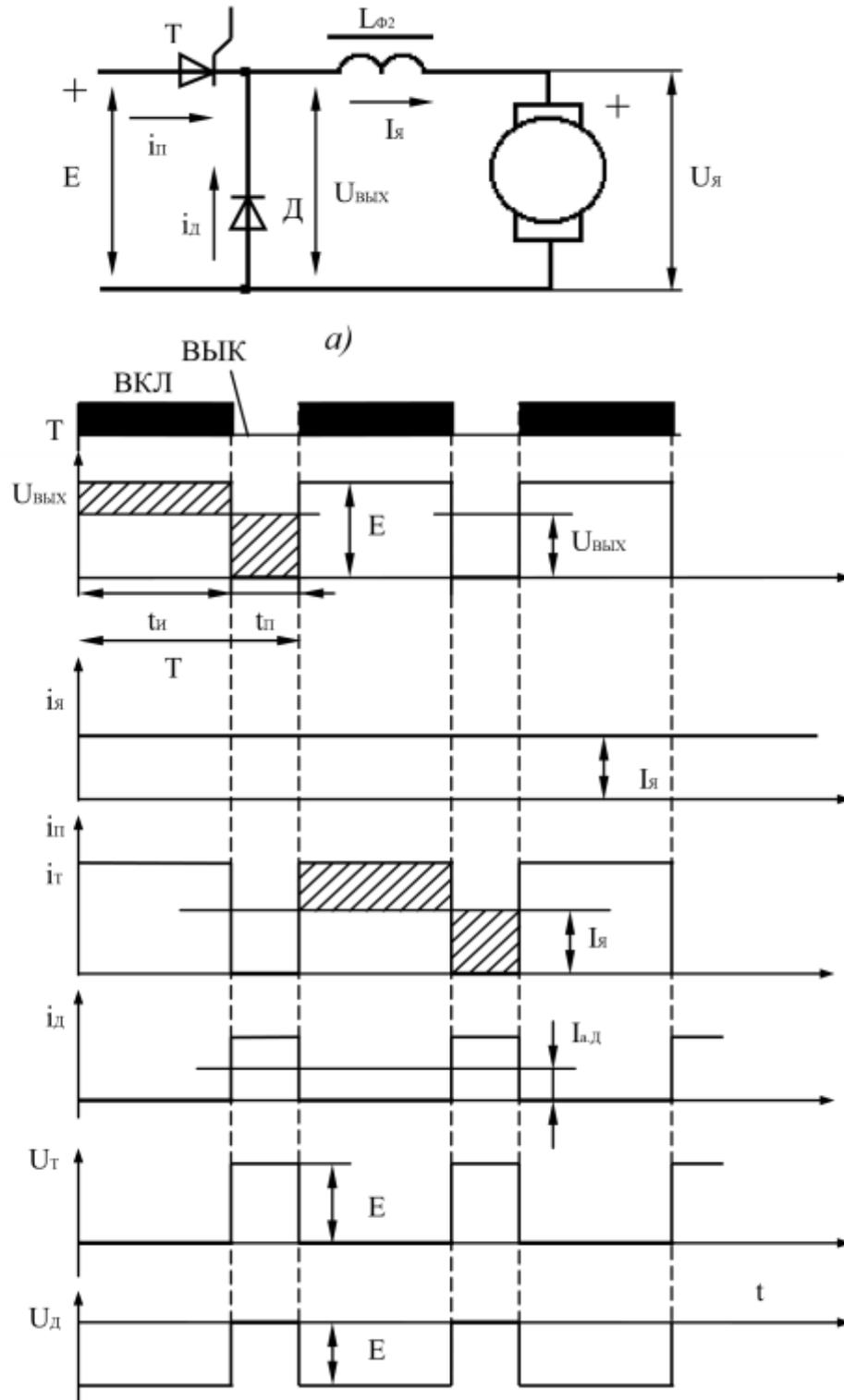
При частотно-імпульсному способі регулювання (ЧІР) керування вихідною напругою проводиться за рахунок зміни частоти слідування вихідних імпульсів $\left(f = \frac{1}{T} = \text{var}\right)$ при збереженні незмінної їх тривалості.

Залежність вихідної напруги від частоти (регулювальна характеристика) знаходиться з (2.1),

$$U_{\text{ВЫХ}} = t_H f E. \quad (2.4)$$

Згідно з (2.4) при $f \rightarrow 0$ $U_{\text{ВЫХ}} \rightarrow 0$ при $f \rightarrow \frac{1}{t_H}$ $U_{\text{ВЫХ}} \rightarrow E$.

Обмеження верхньої межі регулювання напруги тут обумовлено тими ж факторами, що і при ШІР (через кінцеві значення часів включення і вимкнення КПК тривалість паузи не може дорівнювати нулю).



б)

Рисунок 2.1. Схема однотактного нереверсивного перетворювача (а) та тимчасові діаграми напруг і струмів (б)

Обмеження нижньої межі регулювання напруги називається зі зростанням пульсації вихідного струму в міру зниження частоти.

Частотно-імпульсний спосіб регулювання ППН для ДПС широкого поширення не набув. Його іноді застосовують як доповнюють до широтно-імпульсного для отримання необхідного значення $U_{ВМХ, \min}$. На більшій частині повного діапазону регулювання напруги від

Наведемо основні розрахункові співвідношення для напруг і струмів перетворювача при ШІР (рис. 2.1, а і б).

З урахуванням прийнятих вище припущень складемо рівняння балансу потужностей, що віддається джерелом живлення та споживаним навантаженням:

$$E \cdot I_{\Pi} = U_{Я} I_{Я}. \quad (2.5)$$

Після підставки (2.1) у (2.5) маємо:

$$I_{\Pi} = \gamma I_{Я}. \quad (2.6)$$

Середнє значення струму I_{Π} , що споживається від джерела живлення, визначає і середнє значення струму, що протікає через КПК,

$$I_{a.T} = I_{\Pi} = \gamma I_{Я}. \quad (2.7)$$

Середнє значення струму зворотного діода виходить із співвідношення

$$I_{a.Д} = I - I_{\Pi} = (1 - \gamma) \cdot I_{Я}. \quad (2.8)$$

Рівні максимальних прямої напруги на тиристорі та зворотної напруги на діоді визначаються величиною напруги E ,

$$U_{T, \max} = U_{Д, \max} = E. \quad (2.9)$$

Вирази (2.6) і (2.8) знаходяться у функціональній залежності $I_{Я}$ від $U_{Я}$, що реалізується ППН при регулюванні частоти обертання ДПС конкретного приводного механізму.

В електроприводі набув поширення режим керування ДПС з незмінним струмом якоря при лінійному характері зміни в часі напруги $U_{Я}$. При $I_{OB, \text{const}}$ йому буде відповідати сталість крутного моменту або лінійне наростання в

часі частоти обертання . Темп зростання частоти обертання (прискорення) залежить від струму

$I_{Я}$, величина якого може задаватися системою автоматичного регулювання від деякої мінімальної величини $I_{Я.min}$ до $I_{Я.max}$. Цей характер управління відповідають залежності, представлені на рис. 2.2.

Значення струмів будуть максимальними при $I_{Я.max}$:

$$I_{П.max} = \gamma_{max} I_{Я.max}, \quad (2.10, a)$$

$$I_{a.T.max} = \gamma_{max} I_{Я.max}, \quad (2.10, б)$$

$$I_{a.Д.max} = (1 - \gamma_{min}) I_{Я.max}. \quad (2.10, в)$$

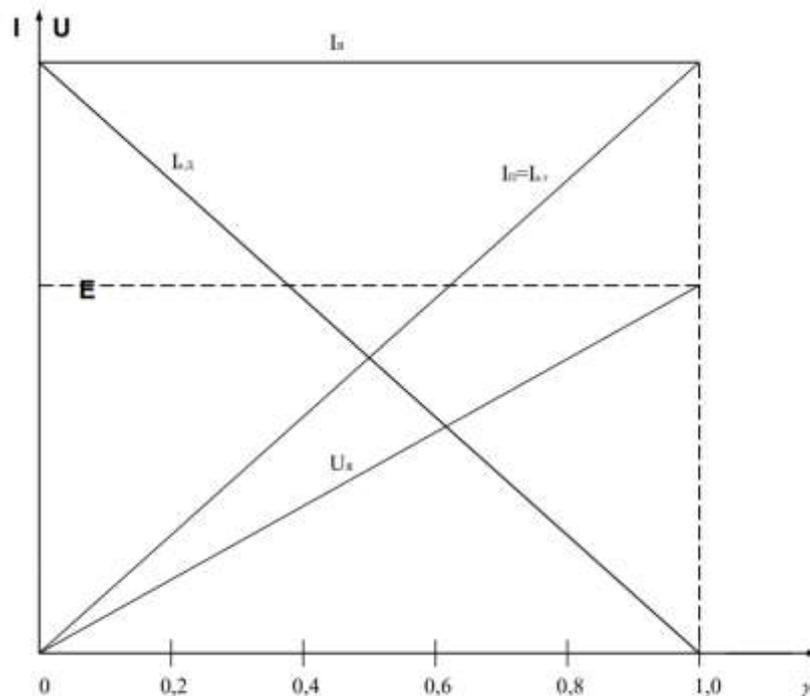


Рисунок 2.2. Розрахункові залежності напруги та струму якоря перетворювача від коефіцієнта регулювання

2.2. Електромагнітні процеси у вихідному колі ІППН

Процеси у вихідному колі (рис. 2.1, а) відображають реакцію цього кола на напругу імпульсної форми (рис. 2.3, а) за наявності реальної індуктивності та джерела проти-ЕРС, яким є ДПС. Результат подає крива струму $i_{Я}$ електричної машини (рис. 2.3, б).

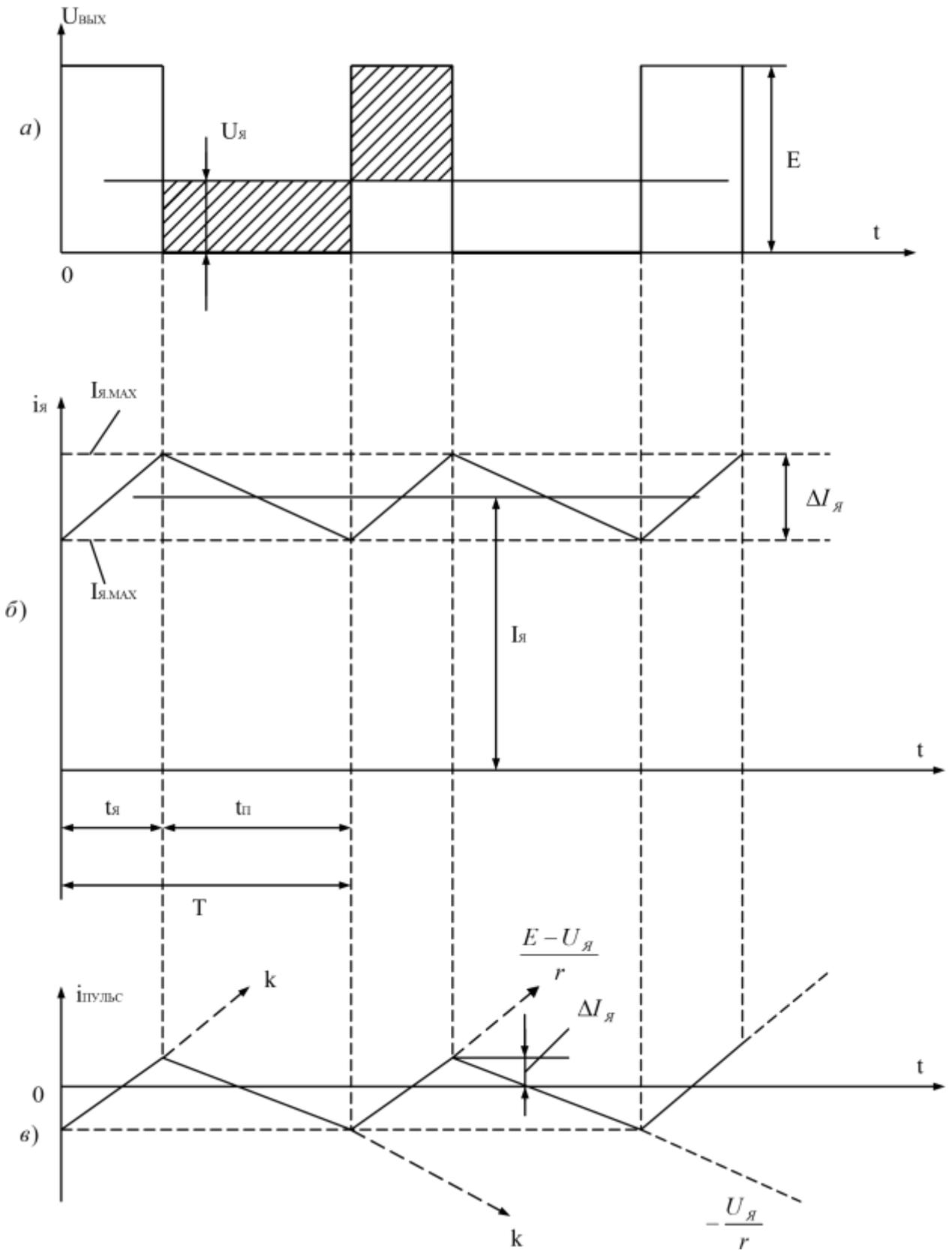


Рисунок 2.3. Діаграма зміни струму (б) і пульсацій струму (в) якоря при напрузі живлення (а)

Розрахунок струму $i_{я}$ повинен провадитися з урахуванням специфіки рухового навантаження для перетворювача, яка полягає в наступному.

У руховому режимі роботи за відсутності збурень з боку приводного механізму проти-е.д.с. машини близька за величиною середнього значення напруги $U_{вих}$. Навантаження на вал двигуна приводним механізмом обумовлює першу, постійну складову струму у вихідний ланцюга $I_{я}$ величина якої залежить від моменту опору на валу, що врівноважується обертаючим моментом ДПТ. Друга, змінна складова струму вхідного ланцюга створюється змінною (щодо рівня $U_{вих}$) складової напруги $U_{вих}$ (рис. 2.3, а)

Постійною складовою струму відповідатимуть величина еквівалентною $U_{вих}$ стрічкового опору навантаження $R_{н.е}$ та значення $I_{я}$. Струм змінної $R_{н.е}$ складовою буде залежати від опору $r_{дв}$ і $L_{дв}$ ланцюга якоря двигуна, а також індуктивності $L_{\phi 2}$ і активного опору $r_{\phi 2}$ обмотки дроселя, що згладжує.

Присутність змінної складової в струмі якоря (рис. 2.3 б) відрізняє роботу ДПС і ІППН від живлення ДПС безперервною напругою.

Змінна складова струму $i_{я}$ (рис. 2.3 в) може бути знайдена з використанням ряду методів, у тому числі класичного, заснованого на безперервному перетворенні Лапласа.

Вихідним при розрахунку класичним методом є складання ланцюгів схеми (рис. 2.1, а) рівнянь Кірхгофа, що відносяться до інтервалу t_1 з відкритим КПК та до інтервалу $t_{пз}$ з відкритим діодом:

$$E - U_{я} = L \frac{di_{я}}{dt} + r i_{я}, \quad (2.11)$$

$$U_{я} = L \frac{di_{я}}{dt} - r i_{я}. \quad (2.12)$$

Крива струму $i_{я}$ на обох інтервалах складатиметься з ділянок експонент. Точки вимушених режимів матимуть відповідно значення

$$\frac{E - U_{я}}{r} \text{ и } -\frac{U_{я}}{r} \quad (\text{рис. 2.3, в}).$$

. Результатом розрахунків служить знаходження важливого r найнижчого для ПДС показника - величини пульсації струму якоря $U_{я}$ (рис. 2.3, б, в). Опускаючи проміжні викладки, запишемо остаточний вираз для величини $I_{я}$:

$$\Delta I_{\text{я}} = \frac{E}{r} \cdot \frac{\left(1 - e^{-\frac{\gamma}{fT}}\right) \left(1 - e^{-\frac{1-\gamma}{fT}}\right)}{\left(1 - e^{-\frac{1}{fT}}\right)}, \quad (2.13)$$

де τ — постійна часу вихідного ланцюга ІППН із ДПС.

Тоді похідні в (2.11), (2.12) є можливим замінитка ставленням прирощень $i_{\text{я}} \dot{t}$, а струм $i_{\text{я}}$ - струмом $I_{\text{я}}$:

$$E - U_{\text{я}} = L \frac{\Delta I_{\text{я}}}{\gamma T} + r I_{\text{я}}, \quad (2.14)$$

$$U_{\text{я}} = L \frac{\Delta I_{\text{я}}}{(1-\gamma)T} - r I_{\text{я}}. \quad (2.15)$$

Рівняння (2.14), (2.15) допускають пряме рішення, наприклад, додаванням лівих і правих частин. Розмір пульсації струму дорівнює

$$\Delta I_{\text{я}} = \gamma(1-\gamma) \frac{E}{L f}. \quad (2.16)$$

Графічно ця залежність представлена рис. 2.4. З рис. 2.4 укладаємо, що максимальному значенню пульсації $I_{\text{я,max}}$ відповідає коефіцієнт регулювання напруги.

З (2.16) матимемо:

$$\Delta I_{\text{я,max}} = \frac{E}{4L f}. \quad (2.17)$$

Великі пульсації струму якоря несприятливо позначається роботі двигуна, викликаючи у ньому додаткові втрати у міді і стали; знижується ККД двигуна, збільшується його нагрівання. Погіршуються умови комутації, що може викликати за несприятливих умов круговий вогонь колектором. Обмеження за величиною $I_{\text{я,max}}$ залежить від конкретного типу двигуна, зокрема його потужності.

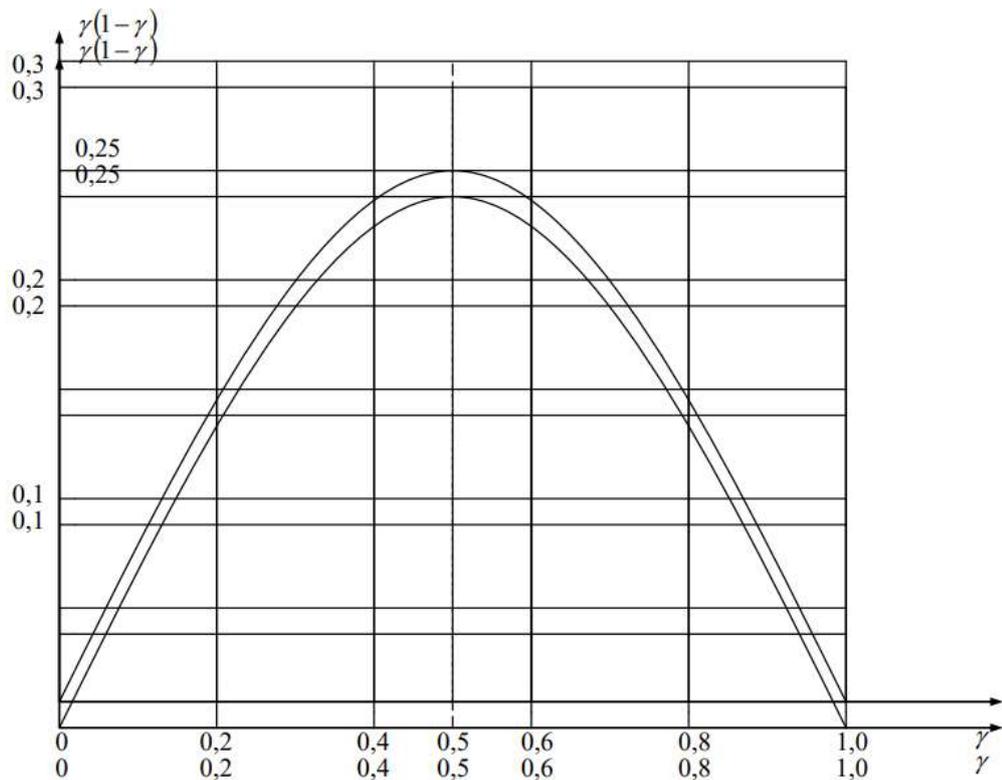


Рисунок 2.4. Характер залежності пульсацій струму якоря від коефіцієнта регулювання (визначено через пропорційну ординату)

З (2.17) випливає, що підвищення частоти f роботи ІППН - суттєвий фактор зниження I_{max} . За рахунок частоти можуть бути забезпечені необхідні умови роботи ДПТ і відсутність дроселя $L_{\phi 2}$, що сприятливо позначається на масо-габаритних показниках перетворювача і динамічних властивостях електроприводу в цілому.

2.3. Зовнішні характеристики ІППН

Зовнішні характеристики (ВХ) ІППН відображають залежність напруги на навантаженні $U_{я}$ від струму навантаження $I_{я}$. Оскільки ІППН – керований перетворювач, його ВХ є сімейством показників з параметром регулювання.

Вихідним під час розгляду ВХ ІППН є співвідношення (2.1). Воно було отримано без урахування падіння напруги в ланцюгах перебігу струму навантаження і насамперед в активному опорі обмотки дроселя $r_{\phi 2}$.

Співвідношення (2.1) з урахуванням цього уточнення набуде вигляду

$$U_{Я} = \gamma E - r_{\Phi 2} I_{Я}. \quad (2.18)$$

Спільності аналізу надає подання ВХ ІППН у відносних одиницях,

$$U_{Я}^2 = \gamma - \frac{r_{\Phi 2}}{E} \cdot I_{Я}, \quad (2.19)$$

$U_{Я}^* = \frac{U_{Я}}{E}$ – відносна напруга на двигуні.

Графічно (2.19) відбивається сімейство похилих прямих (рис. 2.5), які характеризують так звану область безперервних струмів навантаження. Як буде показано нижче, дія формули (2.19) не поширюється на область малих (переривчастих) струмів у навантаження, яке охоплює пунктирна крива ОАВ.

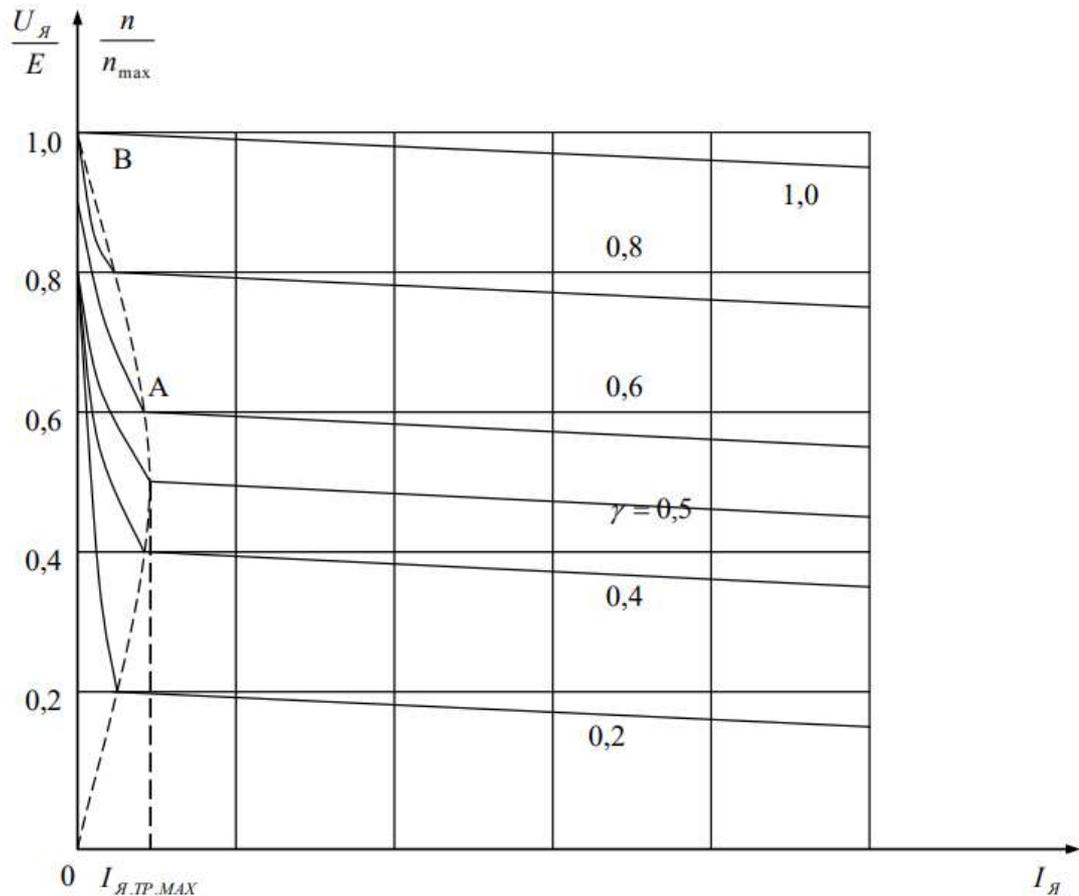


Рисунок 2.5. Зовнішні та електромеханічні характеристики однофазного нереверсивного ІППН

Кожна з характеристик при $1 > \gamma > 0$ складається з двох ділянок, як і зовнішня характеристика випрямляча з LC – фільтром [4], відомі з перетворювальної техніки. Причини їхньої наявності подібні.

На пологій, робочій ділянці ВХ крива струму навантаження (рівна сумі пульсаційної $i_{\text{пульс}}$ та постійної $I_{\text{я}}$ складових) безперервна (рис. 2.3, б, в). Зниження струму $I_{\text{не}}$ викликає зміни складової. Внаслідок зменшення $r_{\phi 2}$ напруга U підвищується. Картина зберігається до підходу значення струму $I_{\text{я}}$, коли величина $I_{\text{я.min}}$ (рис. 2.3, б) досягає нульового значення (гранична точка існування двох режимів роботи ІППН).

При струмі менше граничного незалежності $i_{\text{пульс}}$ від $I_{\text{я}}$ порушується.

У кривій струму I з'являються нульові паузи, він стає розривним. Струм $i_{\text{я}}$ визначатиме опір $R_{\text{н.е}}$, що збільшуються в міру зниження $I_{\text{я}}$. Напруга $U_{\text{я}}$ зростає, досягаючи при $I_{\text{я}} = 0$ максимального значення, що дорівнює E .

З (2.16) маємо:

$$I_{\text{я.ГР}} = \frac{\Delta I_{\text{я}}}{2} = \gamma(1-\gamma) \frac{E}{2Lf}. \quad (2.20)$$

$$I_{\text{я.ГР.max}} = \frac{E}{8Lf}. \quad (2.21)$$

Таким чином, пунктирна крива на рис. 2.5 – не що інше, як графічне відображення функції (2.20).

З теорії електричних машин відомі зв'язки параметрів навантаженої у руховому режимі машини постійного струму: ($E_{\text{м}}$), магнітного потоку (Φ), кутової швидкості (n), крутного моменту (M):

$$E_{\text{м}} = U_{\text{я}} - r_{\text{дв}} I_{\text{я}} \quad (2.22)$$

$$E_{\text{м}} = C_e \Phi n \quad (2.23)$$

$$M = C_M \Phi I_{\text{я}} \quad (2.24)$$

в яких: C_e , C_M – конструктивні постійні машини; $r_{\text{дв}}$ – сумарний активний опір якірного ланцюга (що включає омичний опір обмотки якоря, обмотки додаткових полюсів, опору щіток та їх контактів з ламелями).

Скориставшись (2.22) та (2.23), отримуємо:

$$n = \frac{U_{\text{я}} - r_{\text{ос}} I_{\text{я}}}{C_e \Phi}. \quad (2.25)$$

Підставимо (2.18) у чисельник (2.25), отримаємо

$$n = \frac{\gamma E - (r_{\text{ф2}} + r_{\text{ос}}) I_{\text{я}}}{C_e \Phi}. \quad (2.26)$$

Формула (2.26) представляє в аналітичній формі електромеханічні характеристики (ЕМХ) ДПС, що живиться від ІППН з ШІР.

Струму $I_{\text{я}} = 0$ відповідає режим холостого ходу (ідеального) ДПС.

Ротор двигуна обертається вхолосту з найбільшою для поточного значення γ частотою обертання n_{max} . З (2.26) маємо

$$n_{\gamma \text{max}} = \frac{\gamma E}{C_e \Phi}. \quad (2.27)$$

При $\gamma = 1$ частота обертання ротора буде максимальною,

$$n_{\text{max}} = \frac{E}{C_e \Phi}. \quad (2.28)$$

Поділимо ліву та праву частини (2.26) відповідно на ліву та праву частини (2.28). Отримуємо у відносних одиницях вираз для ЕМХ

ДПС при живленні від ІППН із ШІР:

$$n^* = \gamma - \frac{r_{\text{ф2}} + r_{\text{ос}}}{E} \cdot I_{\text{я}}, \quad (2.29)$$

де n - відносна частота обертання ротора.

Порівняння (2.29) з (2.19) дозволяє зробити цінний висновок про ідентичність ЕМХ ДПС і ВХ живлячого двигуна ІППН. Графічне зображення ЕМХ те саме, що і ВХ ІППН (рис. 2.5). З тією відмінністю, що ЕМХ в області безперервних струмів $i_{\text{я}}$ мають більший нахил до осі $I_{\text{я}}$, ніж ВХ. В області безперервного струму $i_{\text{я}}$ напруга $U_{\text{я}}$ і частота обертання n слабо залежать від $I_{\text{я}}$ (обидва типи характеристик жорсткі). В області переривчастого струму $i_{\text{я}}$ залежності від $I_{\text{я}}$ напруги $U_{\text{я}}$ і частоти обертання значні (обидва типи характеристик "м'які").

На підставі викладеного є можливим більш спрямовано, з позиції рухового навантаження вказати на небажаність роботи ІППН в області переривчастих струмів.

Це має враховуватися, перш за все, для тих електроприводів, у яких навантаження на ротор ДПС з боку приводного механізму може змінюватися в широких межах (наприклад, привід станкового виробництва, що регулюється, : свердління, фрезерування та ін.). При зменшенні навантаження на ротор двигуна струм I зменшується . Якщо струму I буде відповідати режим переривчастого струму, то частота обертання ротора різко зросте, що викликає, своєю чергою, зворотну реакцію двигуна і перетворювача. Збільшення навантаження на ротор двигуна, зменшаться струм $I_{я}$ і напруга $U_{я}$ зменшиться частота обертання ротора. В області уривчастого струму $i_{я}$ часто обертання ротора стає нестійкою.

Завдання розробника зазначених систем зводиться до того, щоб за всіх можливих змін навантаження ДПС робота ІППН здійснювалася в галузі безперервного струму $i_{я} \quad I_{я \cdot \min} \quad I_{я \cdot \text{гр}}$. Відповідно (2.20) це досягається за рахунок збільшення індуктивності вихідного ланцюга або частоти роботи перетворювача.

2.4. Електромагнітні процеси у вхідному колі ІППН

Імпульсний перетворювач (рис. 2.1 *а*) має форму вхідного (споживаного) струму $i_{п}$ у вигляді імпульсів, близьких до прямокутних (рис. 2.1, *б*). Для передачі у вхідний ланцюг перетворювача імпульсного струму внутрішній опір джерела живлення змінного струму має бути досить малим. Причому широкого спектра частот, що характеризує імпульси прямокутної форми. В іншому випадку форма кривої вихідної напруги ІППН, а також форма кривої струму навантаження відрізнятимуться від необхідних.

Акумуляторна батарея, що володіє малим внутрішнім опором як по постійному, так і змінному струму, найбільш повно задовольняє вимогам, що

пред'являються до джерела живлення ІППН. При інших автономних джерелах живлення постійної напруги для зниження опору змінному струму живильного ланцюга достатньо включення паралельно входу ІППН двох конденсаторів: одного, основного для низькочастотної частини спектру, а іншого, допоміжного, невеликої ємності (високочастотного) для верхньої частини спектра частот, що споживаються.

При живленні ІППН від випрямляча повинні бути виконані вимоги, пов'язані безпосередньо з його використанням: згладжування вихідної напруги з урахуванням комутаційних падінь напруги, виключення імпульсного режиму роботи його вентилів та імпульсного споживання струму від однофазної або трифазної мережі живлення. Запитання вирішуються підключенням до виходу випрямляча Г-подібного LC - фільтра. Його конденсатором, включеним паралельно входу ІППН, одночасно вирішується і завдання зниження до необхідних значень опору мережі живлення по змінному струму (рис. 2.6, а).

Розглянуте коло питань, пов'язане з необхідністю в загальному випадку застосування Г - образного LC - фільтра на виході ІППН, відображаючи вимоги, що пред'являються до джерела живлення перетворювача, і зводиться по суті до забезпечення допустимого значення максимальної пульсації $U_{c.max}$ в напрузі живлення ІППН.

Друге коло питань обумовлюється протіканням в живильних шинах ІППН змінної складової струму, що створює електромагнітне випромінювання, яке заважає, зокрема, теле- і радіозв'язку, а в загальному випадку, що порушує електромагнітну сумісність у роботі з іншими системами та пристроями. Завдання також вирішується за допомогою Г - подібного вхідного LC - фільтра (рис. 2.6 а). Якщо шини живлення мають значну довжину, то застосування одноланкового LC - фільтра може виявитися недостатнім. Використовуються багатоланкові фільтри, у тому числі резонансні, налаштовані на фіксовані частоти пульсуючого струму. Зрештою розв'язання задачі зводиться до забезпечення допустимого значення

максимальної пульсації $\Delta I_{\Pi \text{ .max}}$ у споживаному ІППН струмі від джерела живлення.

2.4.1. Пульсації в напрузі живлення ІППН

Сутність роботи Г-подібного LC-фільтра на вході ІППН (рис. 2.6 а) полягає в поділі повного струму вхідного його ланцюга, що має імпульсну форму (рис. 2.6, б), на дві складові: постійну I_{Π} і змінну i_T і I_{Π} . Постійна складова, що протікає через джерело живлення, пропускається дроселем $L_{\phi 1}$ а змінна складова переважно замикається через конденсатор С.

Імпульсний режим роботи перетворювача викликає зарядно-розрядні процеси конденсатора.

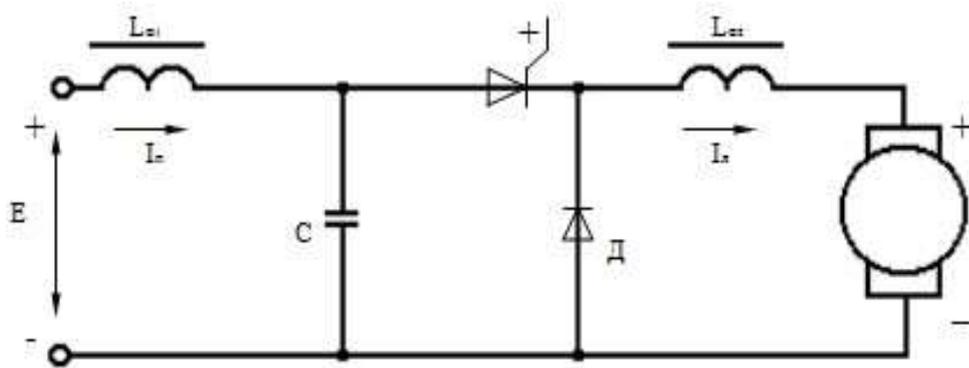


Рисунок 2.6 а . Схема Г-подібного LC фільтра на вході одностактного нереверсивного ІППТ

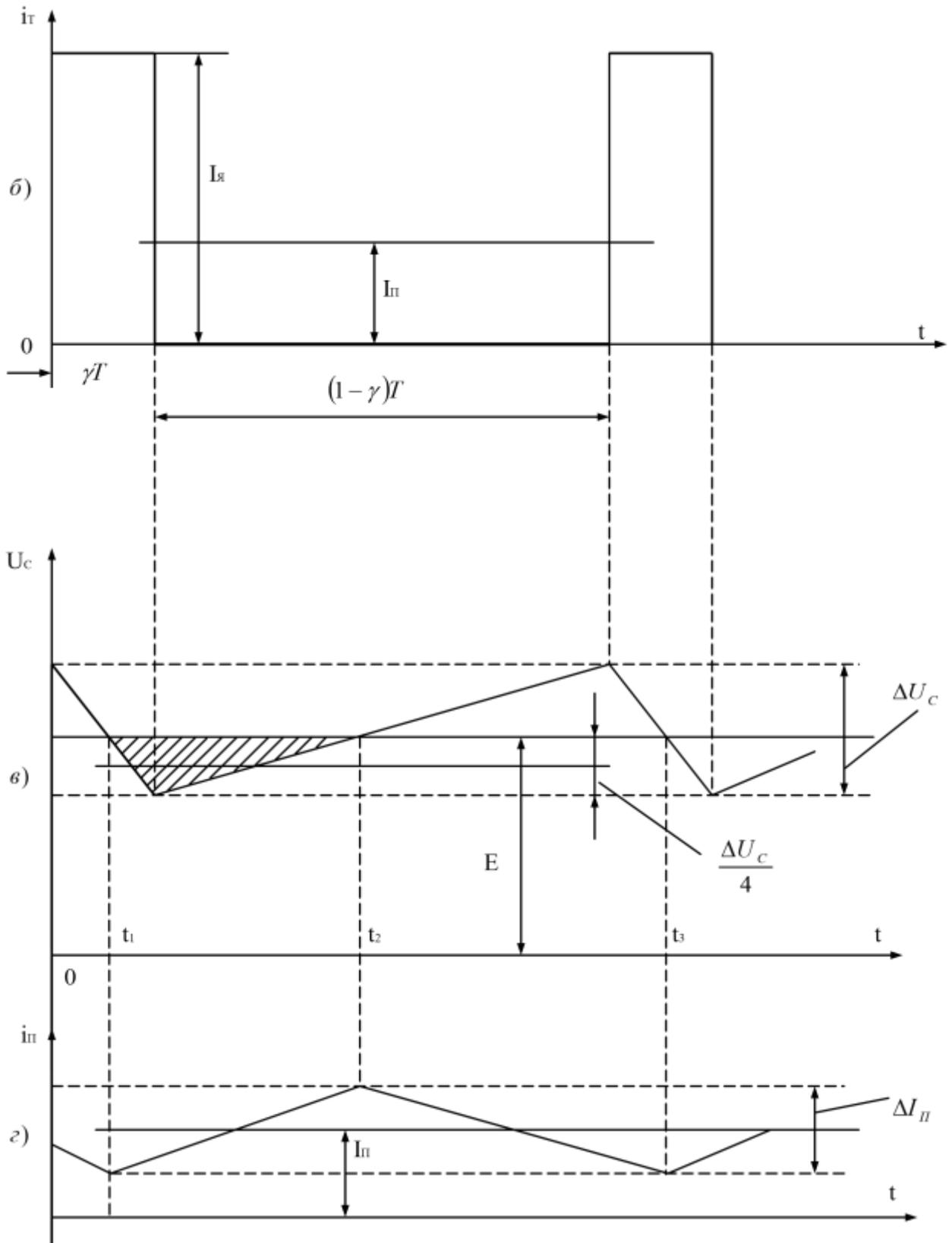


Рисунок 2.6 (б,в,г) Діаграма зміни змінної складової вхідного струму (б), напруги на конденсаторі (в) та змінної складової споживаного струму (г)

На стадії $t_1 = T$ КПК пропускає струм $i_{я}$, який більше струму $i_{п}$, що безперервно протікає через дросель $L_{\phi 1}$. Слід зниження напруги на конденсаторі (рис. 2.6 в) за рахунок його розрядки різницеvim струмом $i_{я} - i_{п}$. Струм дроселя замикається через конденсатор, викликаючи його зарядку та підвищення на ньому напруги. В результаті напруга на конденсаторі пульсує щодо середнього значення E з розмахом пульсації в U_c (рис. 2.6, в), що визначається різницею максимальної та мінімальної величин напруги на конденсаторі.

Так як дросель $L_{\phi 1}$ забезпечує досить хороше згладжування струму $i_{п}$, а струм $i_{я}$ має незначну пульсацію, то часто при розрахунку U_c вважають: $i_{п} = I_{п}$, $i_{я} = I_{я}$ (пульсація струму $i_{п}$ і $i_{я}$ не враховуються). Крива напруги на конденсаторі буде складатися з прямих ділянок (рис. 2.6, в).

Характеру зниження напруги на конденсаторі в інтервалі $t_{п}$ відповідатиме вираз:

$$C \frac{dU_c}{dt} = I_{я} - I_{п} = (1 - \gamma) I_{я}. \quad (2.30)$$

Якщо похідну (2.30) замінити ставленням прирощень,

$$C \frac{\Delta U_c}{\gamma T} = (1 - \gamma) I_{я} \quad (2.31)$$

потім можна визначити ΔU_c ,

$$\Delta U_c = \gamma(1 - \gamma) \frac{I_{я}}{fC}. \quad (2.32)$$

Формула (2.32) досить точно відображає процеси у вхідному ланцюзі ППН і зручна в оцінці факторів, що впливають.

Розмір ΔU_c змінюється при регулюванні γ . Відповідно до рис.2.4 пульсація досягає максимального значення при 0,5,

$$\Delta U_{c, \max} = \frac{I_{я}}{4fC} \quad (2.33)$$

і зростає зі збільшенням струму $I_{я}$. Відповідно (2.33) завдання обмеження $\Delta U_{c \max}$ на допустимому рівні доцільно вирішувати не за рахунок ємності конденсатора C , а за допомогою підвищення частоти роботи ІППН.

2.4.2. Пульсації струму в ланцюзі живлення ІППН

Наявність пульсації ΔU_c у напрузі на конденсаторі свідчать про те, що через кінцеву величину ємності конденсатора C (і не рівного нулю опору змінному струму) деяка частина змінної струму ІППН відгалужується в ланцюг дроселя $L_{\phi l}$, накладається на i , як результат, створює в споживаному струмі пульсацію ΔI_{II} (рис. 2.6, z).

Пульсаційна складова з частотою f обумовлюється різницею напруги на конденсаторі та напруга на вході фільтра E .

Струм i_{II} представляє досить складну форму, але разом з тим при невеликій похибці апроксимується прямими (рис. 2.6, z), чому відповідатиме додаток до дроселя напруги не трикутної форми з амплітудою $U_c/2$, а еквівалентної прямокутної з амплітудою $U_c/4$

Даний прийом, який отримав назву «метод еквівалентного інтеграла», досить широко використовується в перетворювальній техніці при розрахунку ланцюгів з реактивними елементами при напругах (струмах) складної імпульсної форми.

З урахуванням зазначеної для пульсаційної складової в інтервалі

$t_1 = t_2$ (рис. 2.6, $в, z$) можна записати

$$L \frac{di_{II}}{dt} = \frac{\Delta U_c}{4}, \quad (2.34)$$

або в приростах

$$L \frac{\Delta I_{II}}{T/2} = \frac{\Delta U_c}{4},$$

звідки

$$\Delta I_{II} = \frac{\Delta U_c}{8fL}. \quad (2.35)$$

Підстановкою (2.32) (2.35) знаходимо залежність ΔI_{II} від I_{II} і коефіцієнта

$$\Delta I_{II} = \frac{\gamma(1-\gamma)}{8f^2LC} \cdot I_{II} \quad (2.36)$$

з максимальним значенням при $\gamma = 0,5$,

$$\Delta I_{II, \max} = \frac{I_{II}}{32f^2LC}. \quad (2.37)$$

Співвідношення (2.35), (2.37) також показують доцільність збільшення частоти роботи перетворювача з метою зменшення та величини $L_{\phi 1}$.

Частота першої гармоніки пульсації в струмі i_{II} та напрузі U_c дорівнює частоті f роботи ІППН, яка у сучасних розробках залежно від потужності становить одиниці – десятки кГц.

Співвідношення для розрахунку ΔU_c та ΔI_{II} отримані без урахування пульсації напруги джерела живлення E , зокрема, що має місце при живленні ІППН від випрямляча.

Частота першої гармоніки пульсації вихідної напруги випрямляча може становити 100 Гц (для однофазних схем, що використовуються при малих потужностях) та 300 Гц (для трифазної бруківки). Відомі з випрямної техніки та параметри, що характеризують пульсації по напрузі та струму, у тому числі при роботі на навантаження з проміжним LC-фільтром. Працюючи зі схемою рис. 2.6 а аналіз ΔI_{II} і ΔU_c слід розглядати з позиції накладання на низькочастотні пульсації, джерелом яких є випрямляч, несинхронізованих високочастотних пульсацій, створюваних ІППН.

2.4.3. Облік падіння напруги в колі живлення ІППН

Необхідність обліку падіння напруги в ланцюгу живлення обумовлюється тим, що напруга E ІППН (рис. 2.1, а) надходить через

неідеальний вхідний ланцюг (рис. 2.6, а) від неідеальних джерел постійної напруги.

Розглянемо спочатку випадок, коли живлення здійснюється від первинних джерел постійної напруги.

Напругу E (рис. 2.6, а) слід розглядати як напругу джерела живлення без споживаного від нього струму ($I_{II} = 0, I_{JA} = 0$).

При $I_{II} = 0$ і $I_{JA} = 0$ напруга $U_{ВИХІВ}$ (рис. 2.1, б) зменшується за рахунок падінь напруги на внутрішньому опорі джерела r_I та омичному опорі $r_{\Phi 1}$ вхідного дроселя. Вираз (2.18) з урахуванням зазначеного набуде вигляду:

$$U_{JA} = \gamma [E - (r_{II} + r_{\Phi 1}) \cdot I_{II}] - r_{\Phi 2} \cdot I_{JA}. \quad (2.38)$$

Після підстановки (2.6) в (2.38) та розподіл правої та лівої частин на E отримаємо

$$U_{JA}^* = \gamma - \frac{\gamma^2 (r_{II} + r_{\Phi 1}) + r_{\Phi 2}}{E} \cdot I_{JA}. \quad (2.39)$$

Вираз (2.39) – формула для зовнішніх характеристик ІППІ в області безперервних струмів i_{JA} , що враховує параметри ланцюга живлення.

Після введення в чисельник правої частини (2.39) додаткового доданку $r_{ДВ}$ отримуємо уточнений вираз і для електромеханічних характеристик ДПС

$$n^* = \gamma - \frac{\gamma^2 (r_{II} + r_{\Phi 1}) + r_{\Phi 2} + r_{ДВ}}{E} \cdot I_{JA}. \quad (2.40)$$

Присутність у чисельниках (2.39), (2.40) додаткового доданку збільшує нахил ВХ ІППІ та ЕМХ ДПС. Зважаючи на залежність від γ^2 (рис.2.7) нахил показників, які входять у сімейства, стає неоднаковим. Зі зростанням γ нахил характеристик виходить дещо більшим.

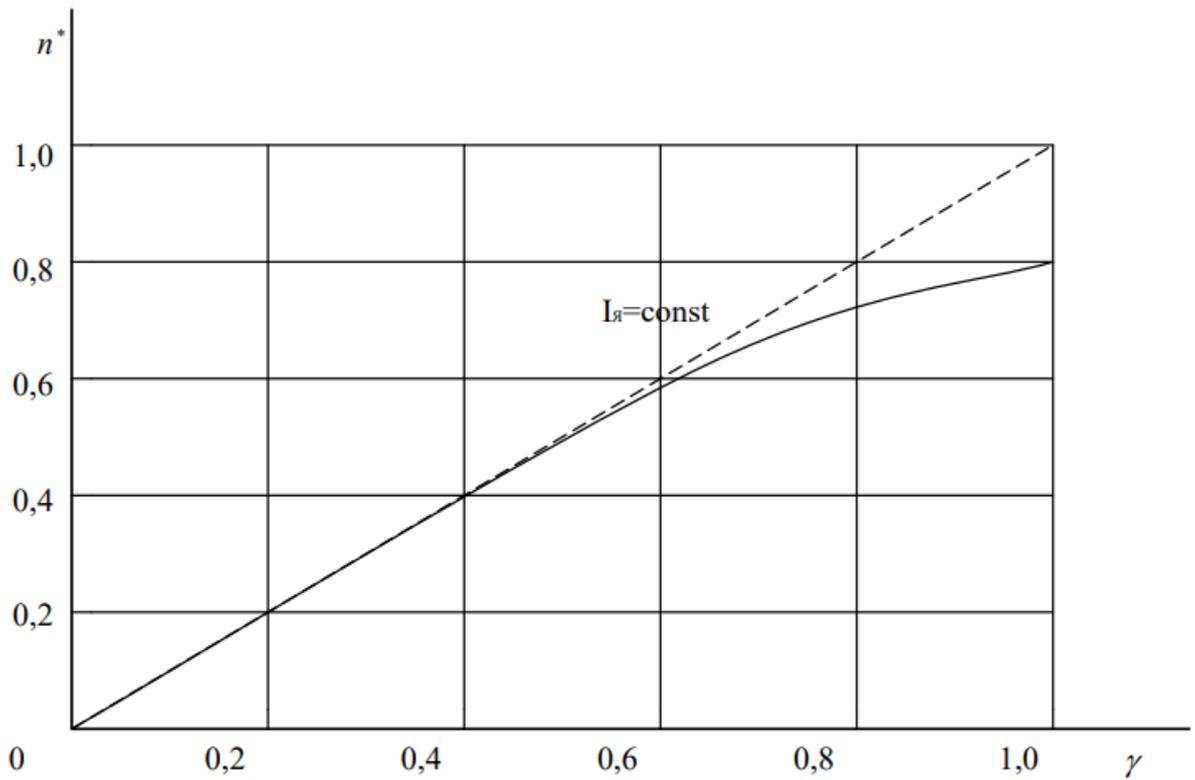


Рисунок 2.7. Електромеханічна характеристика ДПС

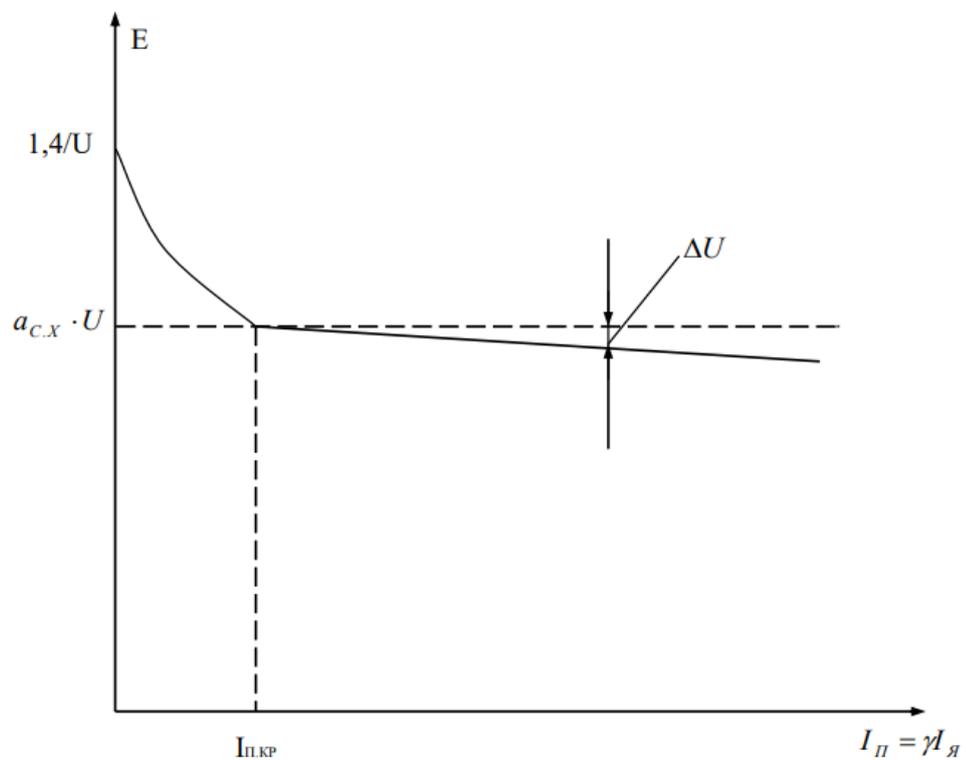


Рисунок 2.8. Зовнішня характеристика випрямляча із LC-фільтром

Якщо живлення виробляється від випрямляча, то додатковий нахил ВХ і ЕМХ буде створюватися через залежність вихідної напруги випрямляча від

споживаного струму, а точніше, - зовнішньою характеристикою випрямляча з LC-фільтром, що згладжує [4].

Відомий з випрямної техніки вид ВХ випрямляча з LC-фільтром показаний на рис. 2.8, де: U – діюче значення змінної напруги (вторинне, якщо використовується силовий трансформатор на виході; лінійне-при трифазній бруківці схемі випрямляча); a_{cx} – схемний коефіцієнт, рівний відповідно 0,9 або 1,35 для однофазних та трифазних мостових схем.

При відносно невеликих потужностях (до 0,5 ; 1,0 кВт) величину U (рис.2.8) визначають омичні опори первинної та вторинної обмоток силового трансформатора, омичний опір обмотки дроселя $L_{\phi 1}$, а також падіння напруги на діодах випрямляча. При великих потужностях у U входять також і комутаційні падіння напруги, обумовлені реактивними параметрами схеми випрямляча.

В обох випадках, щоб уникнути появи стрибків напруги у вихідних характеристиках ІППН, необхідно використовувати пологі ділянку його вихідної характеристики, що відноситься до області безперервних струмів i_{Π} . Інакше кажучи, доводиться обмежувати струм I_{Π} його мінімальним значенням критичного режиму $I_{\Pi . КР}$ нижче якого настає режим переривчастого струму випрямляча. Це *можє* вимагати збільшення індуктивності дроселя $L_{\phi 1}$. У трифазній бруківці потрібна величина індуктивності буде менше, ніж при однофазних, так як: початковий стрибок напруги в його ВХ менше ($0,6 U$), майже в 12 разів менше амплітуда напруги і друге вище частота першої гармоніки пульсації випрямленої напруги.

3. ІМПУЛЬСНЕ УПРАВЛІННЯ ДПС ПРИ ЕЛЕКТРИЧНОМУ ГАЛЬМУВАННІ

Електричне гальмування характеризується віддачею енергії гальмування зовнішнім споживачам під час роботи ДПС як генератора.

Цей вид гальмування широко застосовується в промислових електроприводах для управління високопродуктивними механізмами, що вимагає від двигуна багаторазового повторення режимів швидкого набору обертання та швидкого зупинення (верстати для виготовлення та монтажу друкованих плат, координатні преси та ножиці, зварювальні роботи тощо). Важливе значення цей вид гальмування має на залізничному та міському електротранспорті (трамваї, тролейбуси, метро), а також транспортних засобах з автономним електричним живленням (наприклад, електромобілі, електронавантажувачі, електрокари та ін.).

У сучасному електроприводі найбільше застосування отримали такі види електричного гальмування: рекуперативне, реостатне і комбіноване (рекуперативно-реостатне).

При рекуперативному гальмуванні енергія гальмування повертається в мережу живлення постійного струму, споживачами якої є інші електроприводи, що працюють в руховому режимі. За наявності загального веденого інвертора енергія гальмування може бути передана первинну мережу змінного струму. Гідність рекуперативного гальмування – суттєва економія споживаної енергії.

При реостатному гальмуванні навантаженням служить так званий гальмівний реостат, що передбачається для силової частини. Гідність реостатного гальмування - висока надійність у його здійсненні, так як воно не залежить від здатності мережі живлення прийняти додаткову енергію. Його недолік - неефективне використання енергії гальмування, оскільки вона витрачається на нагрівання гальмівного реостату.

Пріоритетним при комбінованому гальмуванні є рекуперативне. Реостатне гальмування набуває чинності автоматично, коли рекуперація енергії гальмування в мережу не може бути повністю реалізована або з якихось причин у процесі поточної експлуатації неможлива (відсутні споживачі, підключення до загальної мережі живлення, обрив в ланцюгу живлення).

3.1. Рекуперативне гальмування

3.1.1. Принцип дії. Основні розрахункові співвідношення

Схема перетворювача керування режимами рекуперативного гальмування наведено на рис. 3.1, а .

Потік електроенергії у схемі рис. 3.1 а від ДПС, що працює генератором. Тому сам двигун і дросель $L_{\phi 2}$ відносяться у вхідний ланцюг ІППН. Вихідний ланцюг у цьому випадку є джерелом живлення E , що приймає енергію гальмування.

Рекуперативне гальмування із схемою рис. 3.1, а може здійснитися при двох способах управління ДПС.

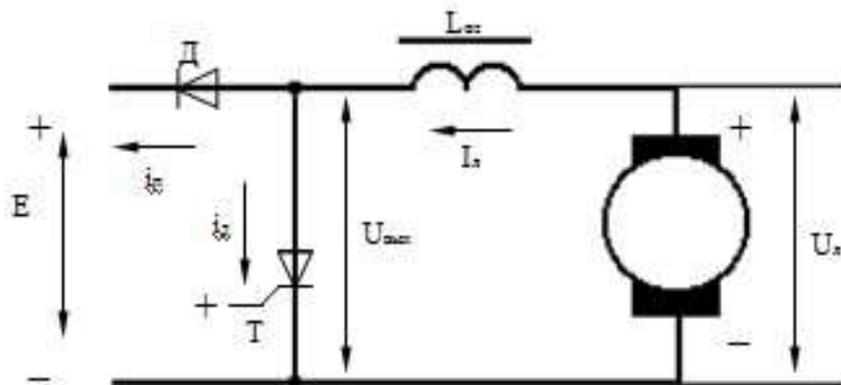


Рисунок 3.1, а . Схема перетворювача для керування режимами рекуперативного гальмування

струму обмотки збудження (збільшення магнітного потоку Φ). Напряга на якорі $U_{\text{я}}$ незмінна і близька за величиною E . При $I_{\text{п}} = I_{\text{я}} = \text{const}$ режиму гальмування будуть відповідати постійна потужність, що віддається, в джерело живлення, і наростання моменту, що гальмує. Даний спосіб керування зазвичай використовують в електроприводах транспортних засобів в області підвищених частот обертання

ДПС до деякої кутової швидкості, нижче за яку рекуперативне гальмування здійснюється при постійному $I_{\text{ов}}$ (постійному Φ).

При другому способі (для ряду механізмів здебільшого; для транспортних засобів на заключній стадії гальмування) $I_{\text{я}} = \text{const}$. Зниженню кутової швидкості відповідатиме зниження напруги $U_{\text{я}}$. Функція перетворювача (рис. 3.1, а) при цьому зводиться до управління струмом $I_{\text{я}}$. Якщо з його допомогою буде забезпечується $I_{\text{я}} = \text{const}$, то гальмування здійснюватиметься при незмінному гальмівному моменті M до повної зупинки двигуна.

Таким чином, основним завданням, яке повинен вирішувати перетворювач (рис. 3.1, а), є забезпечення рекуперації з управлінням струму $I_{\text{я}}$ в умовах, коли $U_{\text{я}} < E$.

Принцип дії перетворювача ілюструють часові діаграми, що представлені на рис. 3.1, б. Вони побудовані за тих самих припущеннях, як і рис. 2.1 б для рис. 2.1, а.

Так само, як і для схем рис. 2.1, а, параметр характеризує тривалість імпульсу напруги $U_{\text{вихв}}$ (рис. 3.1, б). Тривалість $t_{\text{п}}$ відповідає інтервалу включеного стану КПК (у схемі рис. 2.1 б - діода Д).

З рівності вольт – секундних характеристик у напрузі на дроселі $U_{\text{лф}}$ протягом періоду,

$$U_{\text{я}} \cdot t_{\text{п}} = (E - U_{\text{я}}) t_{\text{л}}, \quad (3.1)$$

знаходимо зв'язок напруги $U_{\text{я}}$ з напругою живильного ланцюга E ,

$$U_{\text{я}} = \gamma E, \quad (3.2)$$

t' де, як і раніше – коефіцієнт регулювання напруги. T

З тимчасових діаграм (рис. 3.1 б) знаходимо вирази для середніх значень струмів, що протікають в силових ланцюгах перетворювача:

$$I_{II} = I_{a.d} = \gamma I_{я}, \quad (3.3)$$

$$I_{a.T} = (1-\gamma)I_{я}. \quad (3.4)$$

Максимальні значення прямої напруги на КПК та зворотної напруги на діоді визначається величиною E ,

$$U_{T,max} = U_{D,max} = E. \quad (3.5)$$

На рис. 3.2 залежності (3.2) і (3.4) представлені графічно при $I_{я} = const$.

Тоді як графіки на рис. 2.1, а розглядалися з позиції збільшення параметра, графіки на рис. 3.2 для схеми рис. 3.1 а повинні розглядатися з позиції зменшення. Зокрема, зі зниженням частоти обертання ДПС тривалість провідного стану КПК збільшується, його струм $I_{a.T}$ росте, прагнучи значення $I_{я}$.

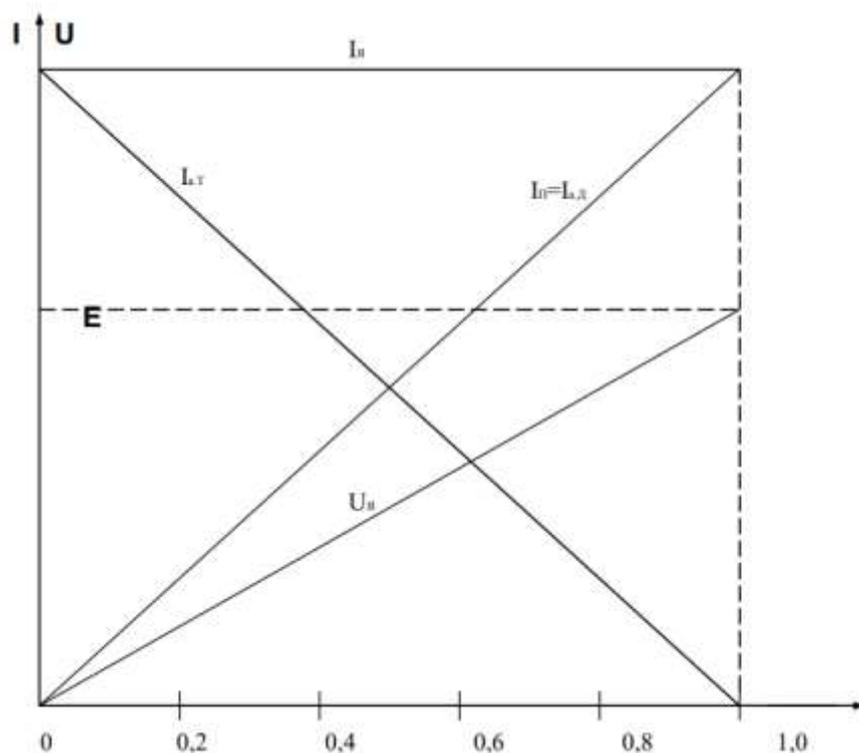


Рисунок 3.2. Розрахункові залежності напруги та струму якоря перетворювача від коефіцієнта регулювання

3.1.2. Електромагнітні процеси у вхідному ланцюзі

Результатом більш детального розгляду процесів у вхідному колі ППН є визначення пульсації $I_{я}$ в струмі якоря двигуна.

У зв'язку з повною ідентичністю ланцюгів, що відносяться до інтервалів t_1 і t_2 вихідний для схеми рис. 2.1, *a* вихідний для рис. 3.2 слід очікувати застосування формули (2.16) до розрахунку $I_{я}$ і для схеми, що розглядається. Покажемо це з використанням тимчасових діаграм, що представлені на рис.3.3.

На стадії t_2 відкритого стану КПК дросель $L_{\phi 2}$ накопичує енергію від двигуна, що працює генератором.

Зважаючи на кінцеву величину $L_{\phi 2}$ струми $i_{я}$, i_T (рис. 3.3, *a*, *б*) зростають. На стадії t_1 дросель $L_{\phi 2}$ спільно з генератором віддають енергію джерело живлення. Струми $i_{я}$, i_D , i_P (рис. 3.3, *a*, *в*) зменшуються.

Рівняння (2.11), (2.12) для схеми рис. 3.1, *a* набудуть вигляду:

$$E - U_{я} = L \frac{di_{я}}{dt} - ri_{я}, \quad (3.6)$$

$$U_{я} = L \frac{di_{я}}{dt} + ri_{я} \quad (3.7)$$

Використовуючи ті ж припущення, ті ж припущення, що і для схеми рис.2.1, *a*, запишемо (3.6), (3.7) за аналогією з (2.14), (2.15),

$$E - U_{я} = L \frac{\Delta I_{я}}{(1-\gamma)T} - rI_{я}, \quad (3.8)$$

$$U_{я} = L \frac{\Delta I_{я}}{\gamma T} + rI_{я}. \quad (3.9)$$

Після складання лівих і правих частин (3.8), (3.9) приходимо до виразу (2.16), дійсному для розрахунку $I_{я}$ та у схемі рис. 3.1, *a*.

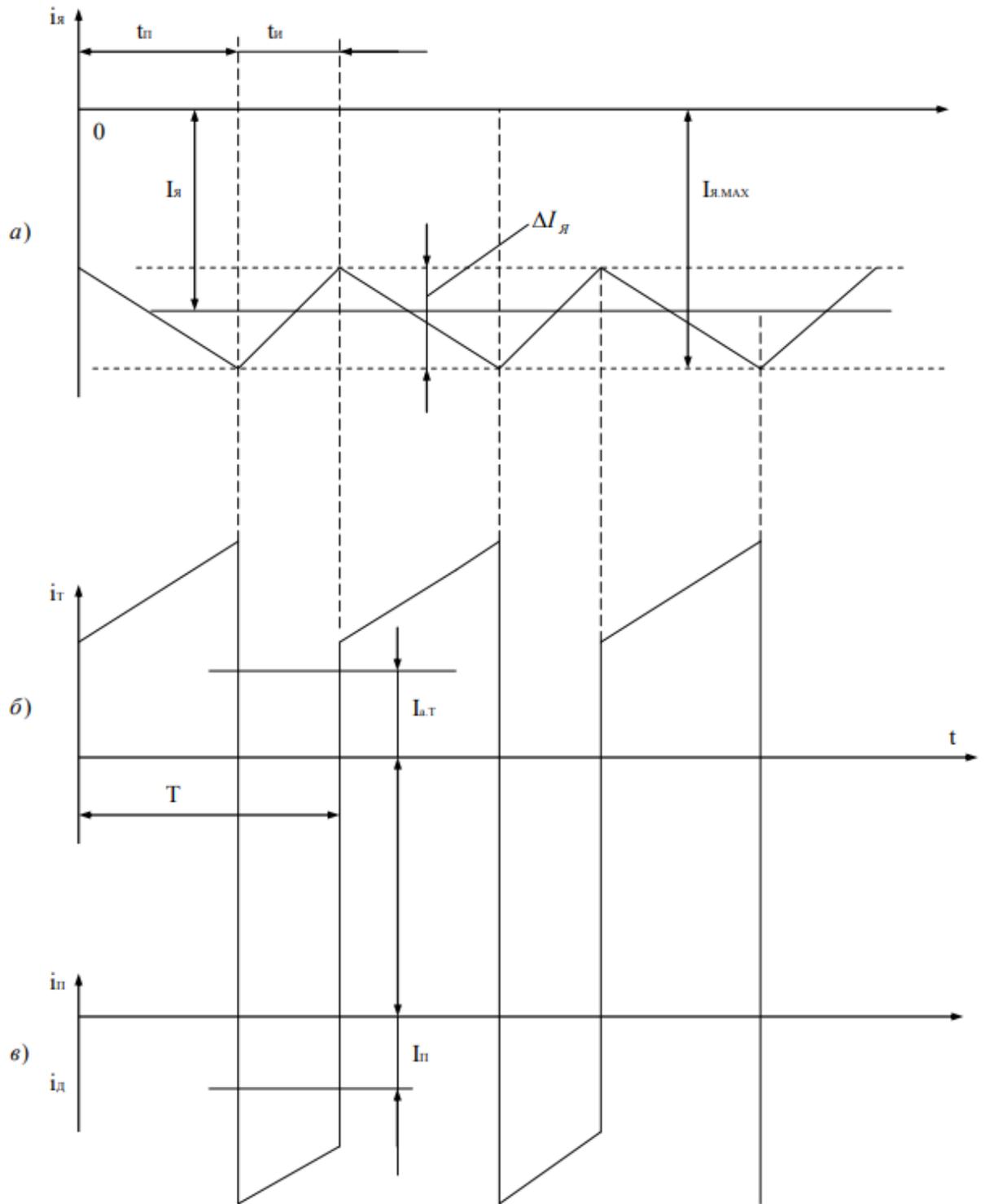


Рисунок 3.3. Тимчасова діаграма зміни струму якоря (а), змінної складової вхідного струму якоря (б) та вхідного струму перетворювача (в)

3.1.3. Вхідні характеристики ІППН

При роботі системи в режимі рекуперативного гальмування важливо знати залежність напруги в двигуні $U_{я}$ від струму $I_{я}$, так як вона безпосередньо пов'язана з електромеханічною характеристикою ДПС. Оскільки ДПС працює генератором електроенергії і є джерелом живлення для перетворювача, то залежність $U_{я}$ від $I_{я}$ правильніше назвати не вихідний, а вхідний характеристикою ІППН, залишаючи для позначення ту ж аббревіатуру (ВХ).

Вхідною характеристикою ІППН враховуються всі падіння напруги ланцюга протікання струму рекуперації (рис. 3.4) від якірного ланцюга до споживача. Так як генератор повинен компенсувати всі падіння напруги, то $U_{я}$ росте зі зростанням струму $I_{я}$. Це відрізняє вхідну характеристику ІППН від вихідної. Іншими словами, всі ті причини, що викликають зниження зовнішньої характеристики, є факторами підвищення вхідної характеристики. У виразі для зовнішньої характеристики ці фактори входять зі знаком "-", а для вхідної "+".

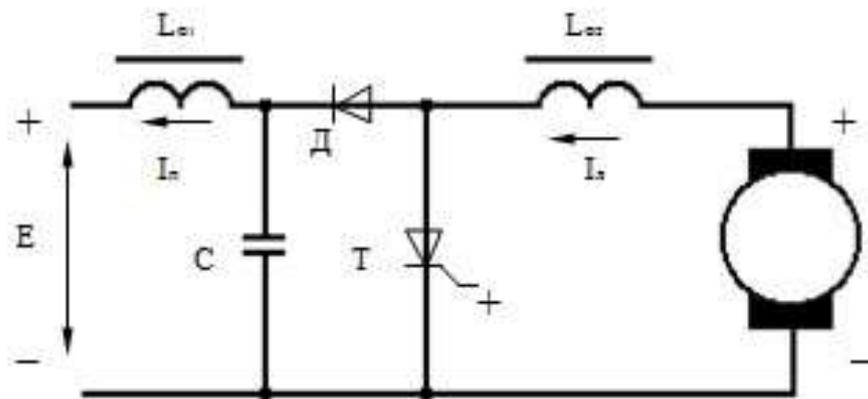


Рисунок 3.4. Схема перетворювача в режимі гальмування рекуперативного з LC-фільтром на вході

Так як у ланцюзі перебігу силового струму схем рис. 2.6, а та рис. 3.4 містяться одні й самі елементи, всі висловлювання, які стосуються зовнішнім характеристикам схеми рис. 2.6 а, будуть дійсні і для вхідних характеристик

схеми рис. 3.4, якщо знак « \rightarrow » у правих частинах замінити на знак « $+$ ». Це відноситься також і до електромеханічних характеристик.

ВХ і МХ, що враховують падіння в омичних опорах $r_{\phi 1}$, $r_{\phi 2}$ і внутрішньому опорі r_I джерела живлення E , знаходимо у відносних одиницях:

$$U_{я}^* = \gamma + \frac{\gamma^2 (r_{II} + r_{\phi 1}) + r_{\phi 2}}{E} \cdot I_{я}, \quad (3.10)$$

$$n^* = \gamma + \frac{\gamma^2 (r_{II} + r_{\phi 1}) + r_{\phi 2} + r_U}{E} \cdot I_{я}. \quad (3.11)$$

Графічно ВХ та МХ є сімейством прямих (рис. 3.5). Як і рухового режиму, це стосується області безперервного струму $i_{я}$. В області переривчастого струму нахил характеристик різко збільшується і всі вони сходяться в одній точці з ординатою 0;0.

3.1.4. Електромагнітні процеси у вихідному ланцюзі ІППН

Завданням аналізу є визначення пульсацій напруги ΔU_C на конденсаторі та струму ΔI_{II} у вихідному ланцюзі ІППН (рис. 3.4). Зважаючи на ідентичність вихідний для схеми рис. 3.4 та вхідний для схеми рис. 2.1, а ланцюгів, то процеси у них протікають аналогічно. Тому матеріал з розрахунку U_C і I_{II} , представлений в розділі 2.4, поширюється і на схему рис. 3.4.

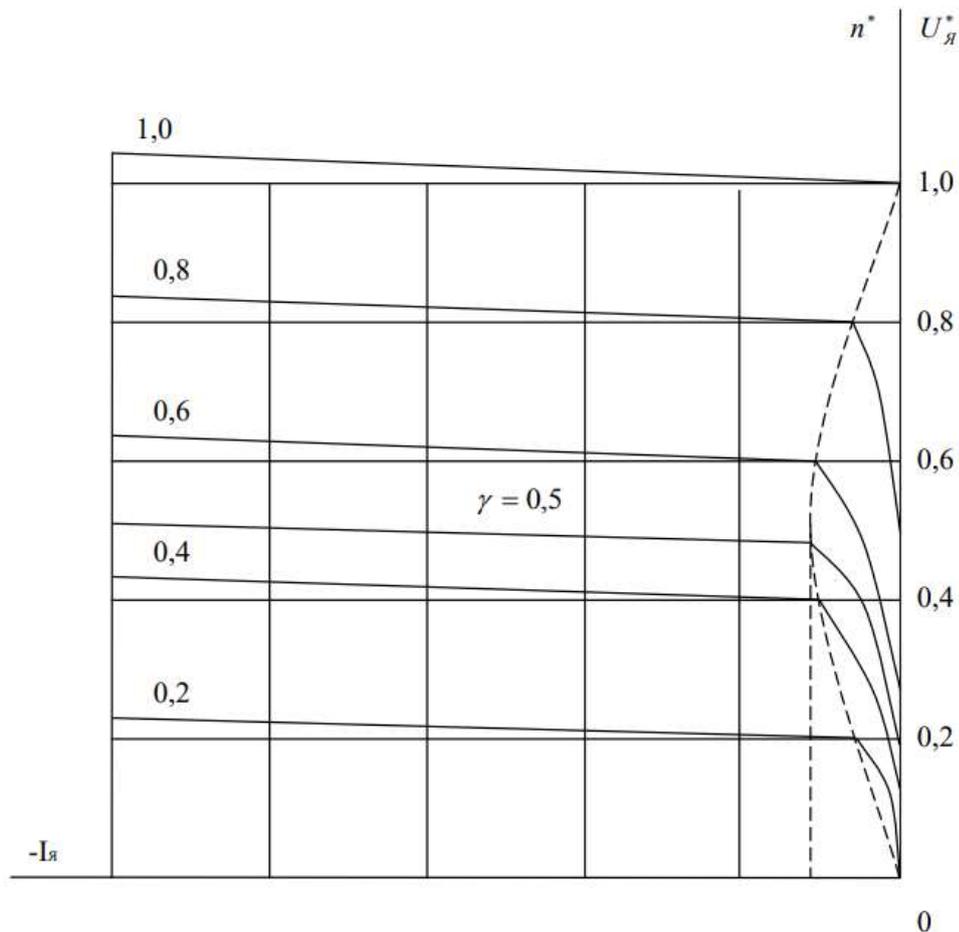


Рисунок 3.5. Зовнішні та електромеханічні характеристики ІППН у режимі рекупративного гальмування

3.2. Реостатне гальмування

При реостатному гальмуванні якір двигуна підключається через дросель L_ϕ до паралельного ланцюга, що складається з резистора R_T і КПК (рис. 3.6 а). Роль КПК зводиться до реалізації імпульсного методу управління струмом I_γ за наявності лише одного гальмівного реостата. Дросель L_ϕ призначений для забезпечення допустимої пульсації ΔI_γ в струмі якоря.

У відсутність КПК (L_ϕ із схеми виключається) маємо традиційну схему для реостатного гальмування. При уповільненні обертання U_γ зменшується. Для підтримки постійної величини I_γ з метою збереження постійного гальмівного моменту потрібно зменшувати величину R_T . Покажемо це за допомогою найпростіших викладок.

При $I_{я} = const$ і $I_{об} = const$ ($\Phi = const$) сталості гальмівного моменту буде відповідати лінійний характер зменшення часу напруги $U_{я}$ від деякої початкової величини $U_{я.max}$ до нуля,

$$U_{я} = U_{я.max} \left(1 - \frac{t}{t_T} \right), \quad (3.12)$$

де t_T - час гальмування до повної зупинки двигуна.

З рівняння балансу потужностей

$$U_{я} \cdot I_{я} = \frac{U_{я}^2}{R_T} \quad (3.13)$$

знаходимо вираз для поточного значення R_T ,

$$R_T = \frac{U_{я}}{I_{я}}. \quad (3.14)$$

Підстановкою (3.12) (3.14) знаходимо необхідний характер зміни R_T на стадії гальмування,

$$R_T = R_{T.max} \left(1 - \frac{t}{t_T} \right), \quad (3.15)$$

З (3.15) випливає, що величина R_T повинна змінюватись за лінійним законом від $R_{T.max}$ до нуля. На практиці лінійний закон апроксимується ступінчастою функцією за допомогою відповідних перемикачів деякого набору з R_T . Схема на рис. 3.6, а з КПК це завдання вирішує безконтактно за одного R_T .

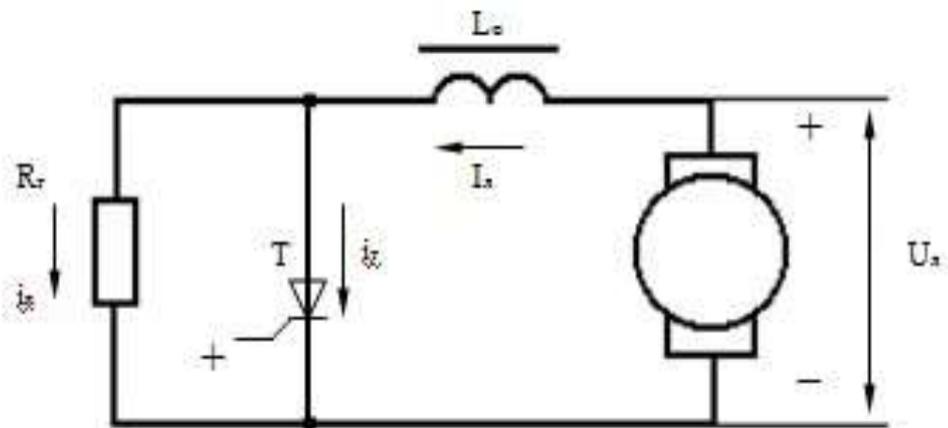


Рисунок 3.6 (а). Схема ШТТ в режимі реостатного гальмування

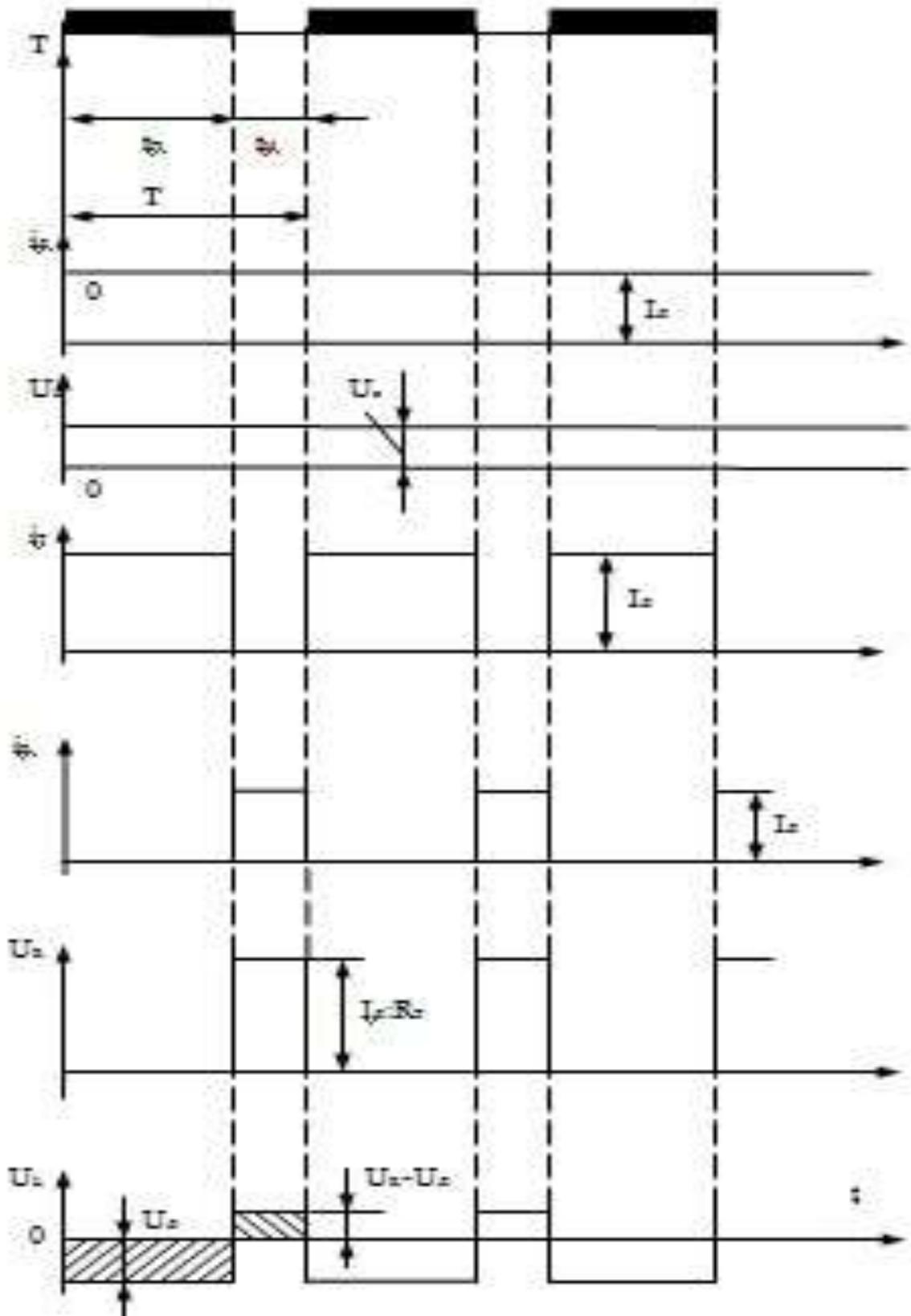


Рисунок 3.6 (б). Тимчасові діаграми, що ілюструють режим реостатного гальмування

Принцип дії схеми ілюструють часові діаграми, наведені на рис. 3.6. б. З метою спрощення прийнято: індуктивність L_ϕ досить велика, струм i_γ ідеально згладжений. Це дозволяє уявити криві струмів i_T, i_R і напруги U_R, U_L у вигляді імпульсів прямокутної форми. Дросель L_ϕ крім згладжування струму i_γ виконує так само функцію вольт – додаткового елемента.

В інтервалі t_{II} періоду T КПК відкрито. Дросель L_ϕ підключений до якоря двигуна з напругою U_{γ} , накопичує енергію від протікання струму I_γ .

В інтервалі t_I КПК закритий, струм I_γ протікає в ланцюзі з R_T . Останній споживає енергію від генератора та дроселя. З рівності протягом періоду T вольт-секундних майданчиків у напругу U_L

$$U_{\gamma} \cdot t_{II} = (I_{\gamma} R_T - U_{\gamma}) \cdot t_I$$

маємо:

$$U_{\gamma} = I_{\gamma} R_T \gamma, \quad (3.16)$$

У зв'язку з цим (3.16) має вигляд.

$$I_{\gamma} = \gamma U_{\gamma, \max}, \quad (3.17)$$

Відповідно до (3.17) параметр γ виступає як коефіцієнт регулювання напруги U_{γ} на стадії гальмування t_T .

З викладеного випливає припущення, що схема рис. 3.6 а являє собою електронний аналог плавної і безконтактно регульованого еквівалентного опору $R_{T, \text{екв}}$, величина якого змінюється від значення R_T до нуля. Покажемо це, скориставшись рівнянням балансу енергії;

$$R_{T, \text{екв}} I_{\gamma}^2 = \gamma U_{\gamma, \max}, \quad (3.18)$$

звідки маємо

$$R_{T, \text{екв}} = \frac{U_{\gamma, \max}}{I_{\gamma}} \cdot \gamma = \gamma \cdot R_T. \quad (3.19)$$

Схема на рис. 3.6 а реалізується з пристроєм автоматичного управління ДПС, що має систему відповідних датчиків контролю параметрів силової частини, в тому числі і датчика струму I_{γ} . Реалізація вище одержаних

співвідношень, зокрема (3.17), забезпечується за допомогою автоматичної підтримки необхідного значення струму $I_{я}$. Тим самим встановлюються необхідний час гальмування t_T та темп уповільнення ДПС.

3.3. Рекуперативно-реостатне гальмування

Реостатне гальмування та схема його реалізації, розглянуті у попередньому розділі, становлять інтерес для тих випадків, коли рекуперативне гальмування виключено.

Схема представлена на рис. 3.7, має великі можливості і ілюструє принцип стежить рекуперативно-реостатного (комбінованого) гальмування. У схему входять як елементи, що відносяться до режиму рекуперації (Т,Д), так і реостатного гальмування T_T , R_T . Вибір режиму роботи здійснюється за допомогою датчика напруги (ДН) живлення (напруги на конденсаторі), сигнали якого через систему керування силовою частиною керують станом тиристора T_T .

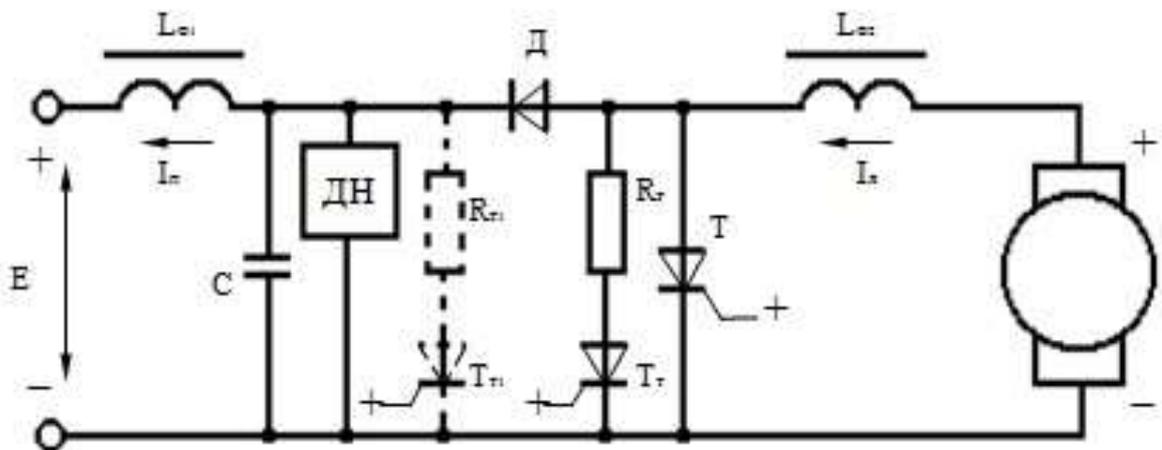


Рисунок 3.7. Схема рекуперативно-реостатного (комбінованого) гальмування

У режимі рекуперації T_T закрито. При утрудненнях прийому рекуперируемой енергії (зменшення чи відсутність зовнішніх споживачів) енергія від ДПС передається на зарядку конденсатора, що викликає

підвищення у ньому напруги. Збільшення до деякого допустимого рівня $U_{C.M}$ (рис. 3.8) фіксується ДН із відмиканням тиристора T_T , що зумовлює перехід на реостатне гальмування. Режим рекуперації відновлюється, якщо чи напруга на конденсаторі знизиться рівня E .

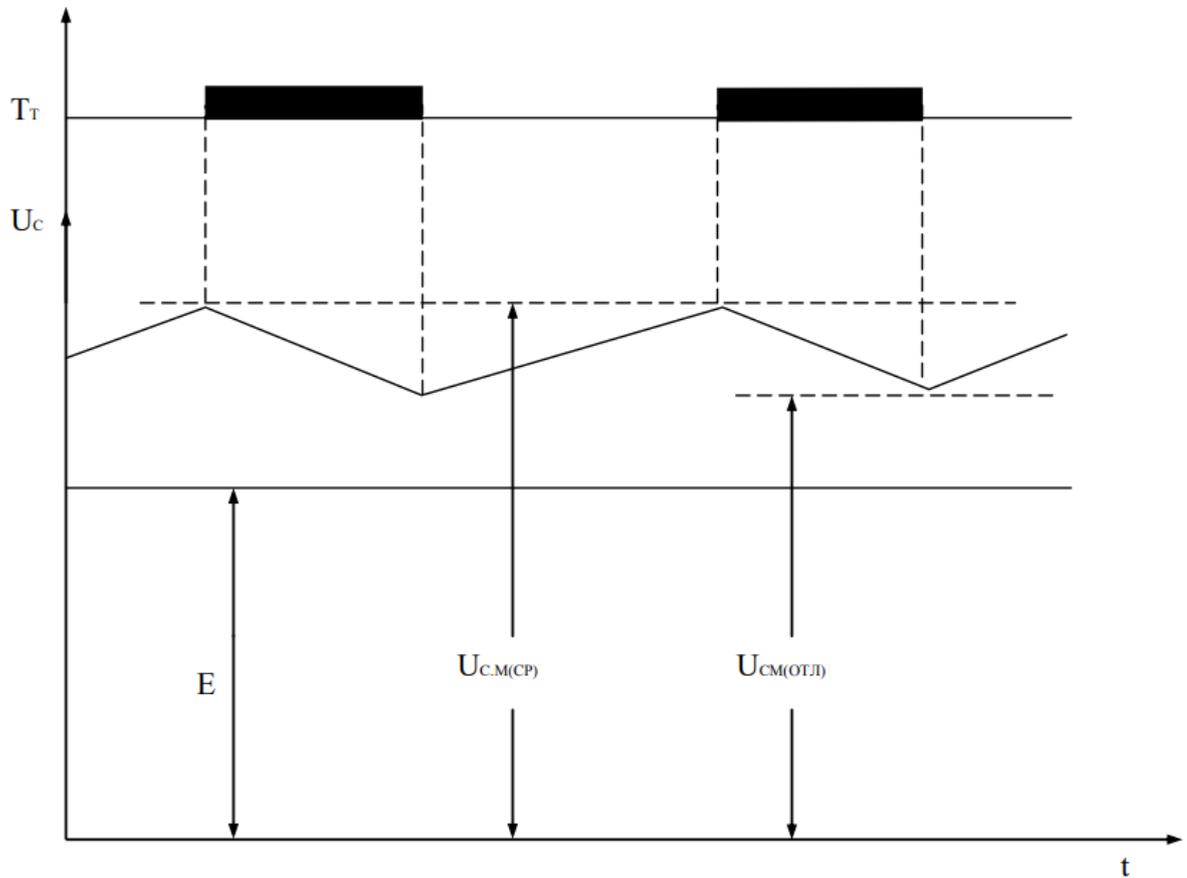


Рисунок 3.8. Тимчасові діаграми, що ілюструють режим рекуперації

Елементи реостатного гальмування можуть підключатися безпосередньо до конденсатора (T_{T1} , R_{T1} на рис. 3.7). У цьому випадку R_{T1} виконуватиме роль додаткового зовнішнього навантаження при безперервному надходженні енергії ланцюга діода D .

ВИСНОВКИ

У кваліфікаційній роботі бакалавра розглянуто особливості керування двигунами постійного струму за допомогою широтно-імпульсних перетворювачів. Визначено технічні можливості систем із імпульсними перетворювачами. Дано класифікацію імпульсних перетворювачів, призначених для електроприводу постійного струму.

Розглянуто електромагнітні процеси в перетворювачах при двигунному та генераторному режимах роботи електричної машини.

Подано методи управління силовими транзисторами; проведено порівняння існуючих пристроїв та схемотехнічних рішень.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Сен П. Тиристорні електроприводи постійного струму/П.Сен// Пер. з англ. - М.: Вища школа, 1985. - 232 с.
2. Ковчин С.А., Сабінін Ю.А. Теорія електроприводу/С.А.Ковчин, Ю.А.Сабінін. - С-Пб: Вища школа, 1999. - 496 с.
3. Гольц М.Є., Гудзенко О.Б. Швидкодіючі електроприводи постійного струму із широтно-імпульсними перетворювачами / М.Є.Гольц, А.Б.Гудзенко. - М.: Вища школа, 1986. - 184 с.
4. Забродін Ю.С. Промислова електроніка/Ю.С.Забродін. - М.: Вищ. школа, 1982. - 496 с.
5. Розанов Ю.К., Флоренцев С.М. Силова електроніка та електропривод / Ю.К.Розанов, С.Н.Флоренцев // Електротехніка, № 4, 1997. - С.2-8.
6. Глазенко Г.О. Напівпровідникові перетворювачі в електроприводах постійного струму/Г.А.Глазенко. - М.: Енергія, 1973. - 304 с.
7. Силові напівпровідникові пристрої. Каталог. Саранен, 2000 р.
8. Ковальов Ф.І., Флоренцев С.М. Силова електроніка: вчора, сьогодні, завтра / Ф. І. Ковальов, С. Н. Флоренцев // Електроніка, 1997 №4. – С. 2-6.
9. Силові напівпровідникові прилади: Переклад з англійської мови за редакцією Токарева В.В., 1995.
10. Аванесов В.М., Кудінов П.М., Рубан С.В. Улаштування узгодження систем управління та силових ланцюгів статичних перетворювачів / В.М.Аванесов, П.Н.Кудінов, С.В.Рубан // Промислова енергетика, 1997 №11.
11. Siemens. Силові модулі IGBT. Матеріали із застосування. Додека, 1997.
12. Semikron. Product Information, 1997.

ДОДАТКИ

1. PULSE CONVERTERS AND REGULATORS IN THE CONTROL OF THE OPERATION MODES OF DC MOTORS

1.1 General provisions _

Constant voltage converters convert a constant voltage of one value E to a constant voltage of another value $U_{\text{ВНХ}}$ (Fig. 1.1).

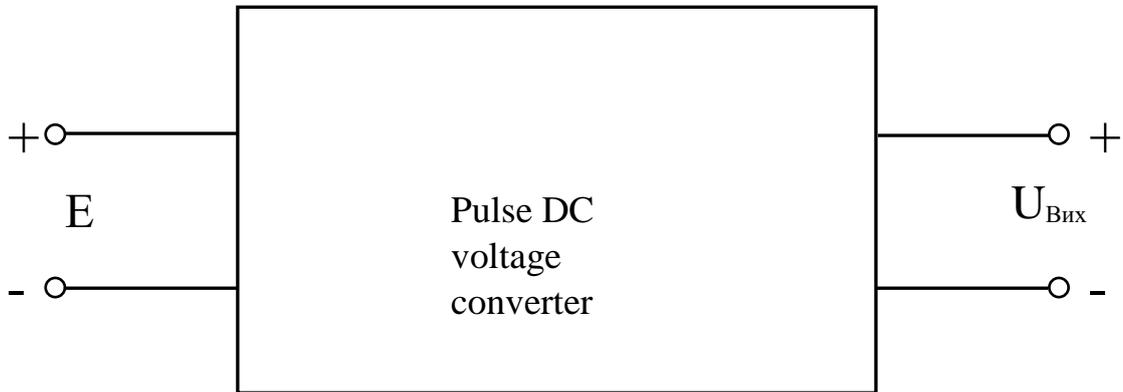


Figure 1.1 – Block diagram of a constant voltage pulse converter

They serve to feed the load with a constant voltage, which differs in magnitude from the voltage source. They are used to stabilize the output voltage when changing the source and load current or regulation voltage U_{OUTPUT} according to the necessary law regardless of E .

The converters considered in this paper are based on impulse methods of conversion and regulation of constant voltage. That is why they are called pulsed constant voltage converters (DCVs).

The principle of operation of the IPPN is based on the key mode of operation of the semiconductor control device, which is used to periodically connect the voltage of the source E to the output circuit of the converter. A small voltage drop on the regulating device in the open state and a small current flowing in the closed state provide high efficiency of converters of this type.

Highly economical secondary power sources for electronic equipment, as well as regulators and constant voltage stabilizers for various purposes are made on the basis of IPPN . IPNs are of some interest in systems with other types of autonomous converters, in particular AC voltage. At the same time, the IPPN performs the

function of an intermediate link for stabilizing or regulating the supply voltage of an autonomous voltage inverter, an autonomous current inverter or a resonant inverter.

A wide scope of application of the IPPN is represented by the direct current electric drive (EPS), in which the frequency of rotation of the direct current motor (DPS) is controlled with the help of a converter. The range of use by power is: tens of kW (precision machine tool and mechanical engineering), hundreds of kW (general industrial and traction electric drive).

The power supply voltage of IPPN can serve as: auxiliary internal factory direct current network, direct current contact network of urban, suburban or highway electric transport, as well as various sources of direct current (batteries, fuel cells, solar cells, etc.). With the help of IPPN, the task of controlling the constant voltage is solved quite effectively even with the primary AC power supply network. In this case, the necessary preliminary conversion of alternating voltage to constant voltage is carried out with the help of an uncontrolled rectifier.

1.2. Peculiarities in controlling motors of independent and sequential excitation

Tasks relying on power electronics in electric drive systems are dictated by the requirements of controlling an electric machine loaded on the mechanical part of the drive.

The main tasks to be solved include:

- control of the electric machine in order to increase the angular speed (rotational frequency) of the rotor (shaft) while ensuring continuous operation at any of the required rotation frequencies;

- control of the electric machine in order to reduce the rotation frequency.

The first round of tasks characterizes the motor mode of operation of the DP S and the direct transfer of energy in the EP S system. Electric energy from the power network through the converter enters the electric machine and through its shaft in the form of mechanical energy is transmitted to the drive mechanism.

The second round of tasks corresponds to the generator mode of operation of DP C , which involves creating a force on the engine rotor to control the deceleration of the drive mechanism. The system carries out reverse energy transfer: the engine receives mechanical energy from the drive mechanism and gives it in the form of electrical energy through a converter to the power network or to another consumer. The task, which at the same time rests on the IPPN, is to manage the power supplied to the substation S operating in generator mode. Thus, the necessary rate of slowing down the rotation of the shaft of the electric machine is ensured.

For the existing two types of DP C (with independent and sequential excitation) there are some peculiarities in the construction of control power circuits.

1.2.1. Engine mode of operation of DP S

For both types of engines, the armature chain is the main speed control circuit (Fig. 1.2, Fig. 1.3). The pulse converter regulates the constant voltage supplied to the motor, and therefore the frequency of rotation of the DP C.

The excitation winding current can also be controlled. The nature of the change in I_{OB} due to changes in the number of revolutions n depends on the specific drive mechanism. It is necessary to obtain the necessary mechanical characteristics from the DP C , and even the corresponding dynamic indicators of the electric drive in transient modes.

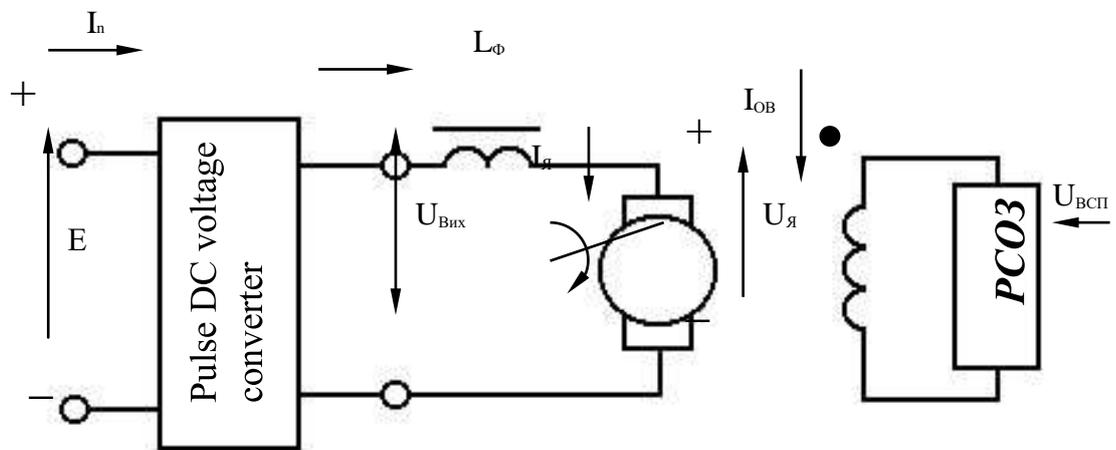


Figure 1.2. Scheme of the current regulator of the excitation windings in the DP C with independent excitation

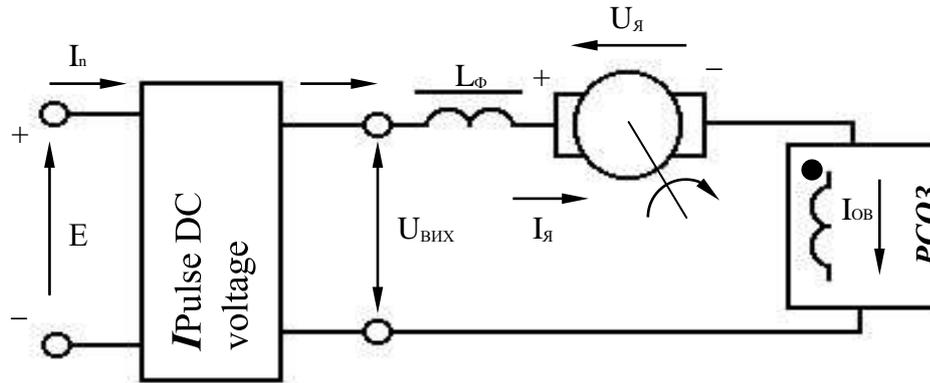
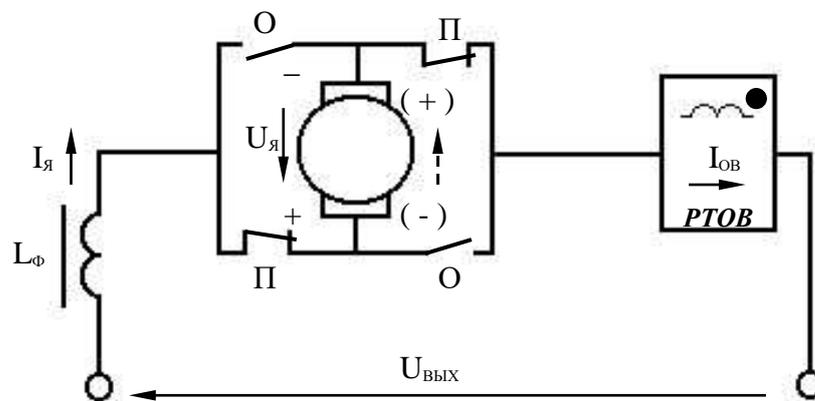


Figure 1.3. Scheme of the current regulator of the excitation windings in the DP C with series excitation

In DP C of independent excitation (Fig. 1.2), the current $I_{\text{об}}$ is significantly less than the current $I_\text{я}$. The function of the current regulator of the excitation winding (R S O Z) here is performed by a low-power converter, for example, a controlled rectifier or an auxiliary IPN. In DP S of sequential excitation (Fig. 1.3) R S O Z requires special technical solutions, yes as the maximum value of $I_{\text{об}}$ is close to the value of I_1 .



a)

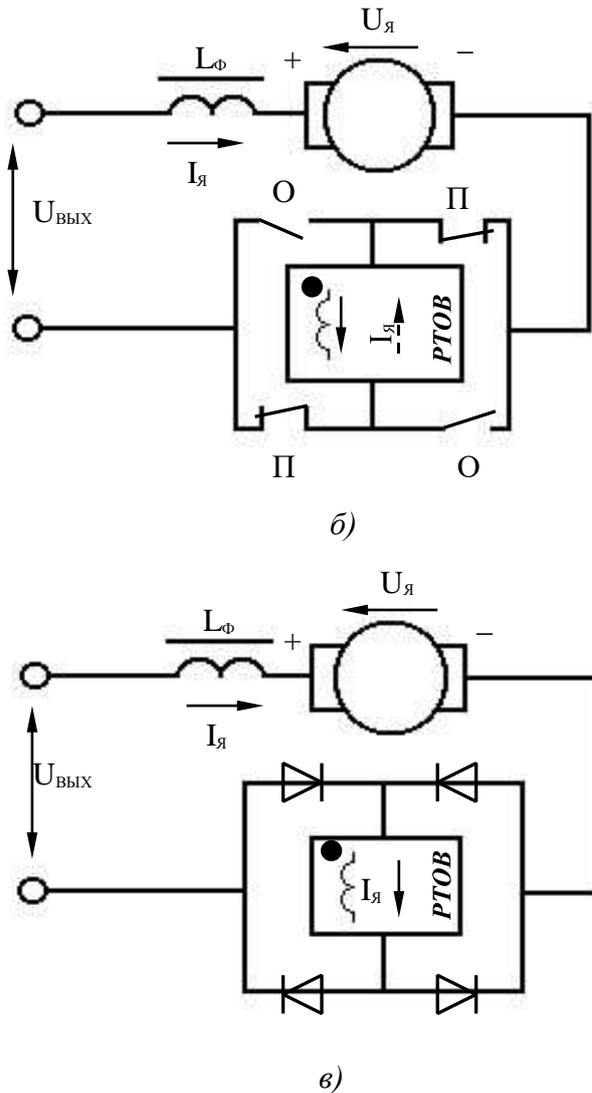


Figure 1.4. Scheme of reversal of DP C by switching the armature windings (*a*), excitation windings with contact (*b*) and non-contact (diode) (*c*) reverse

A change in the control of the rotation of the DP C of independent excitation can be carried out due to a change in the polarity of the voltage supplied to the armature, with the same direction of the current in O Z or a change in direction current VV at the same voltage polarity $U_\text{я}$.

In motors of series excitation, the explosive is included in the supply chain of the armature. Therefore, a change in the polarity of the voltage supplied to the power circuit does not cause a change in the direction of rotation. And for this, a switch (reverser) is needed, which is used to switch the terminals of the armature winding (Fig. 1.4, *a*) or the terminals of the excitation winding (Fig. 1.4, *b*, *c*).

In the diagram in fig. 1.4, is used non-contact reverser on diodes, with the help of which the connection of the direction of the current in the OV with the direction of the armature current is excluded. Therefore, changing the direction of rotation is enough to change the voltage polarity of the output circuit.

1.2.2. Generator mode of operation of DP S

The generator mode of operation of DP C is used for recuperative, rheostat or combined braking of an electric machine.

The transfer of DP C of independent excitation to the generator mode of operation is carried out without changing the direction of the current to the VV. It remains the same polarity of voltage U_I of the motor. The direction of the current in the armature circuit changes. The IPPN function is reduced to controlling the current or power supplied by the machine to the power supply network or to the "brake" rheostat R_T (Fig. 1.5).

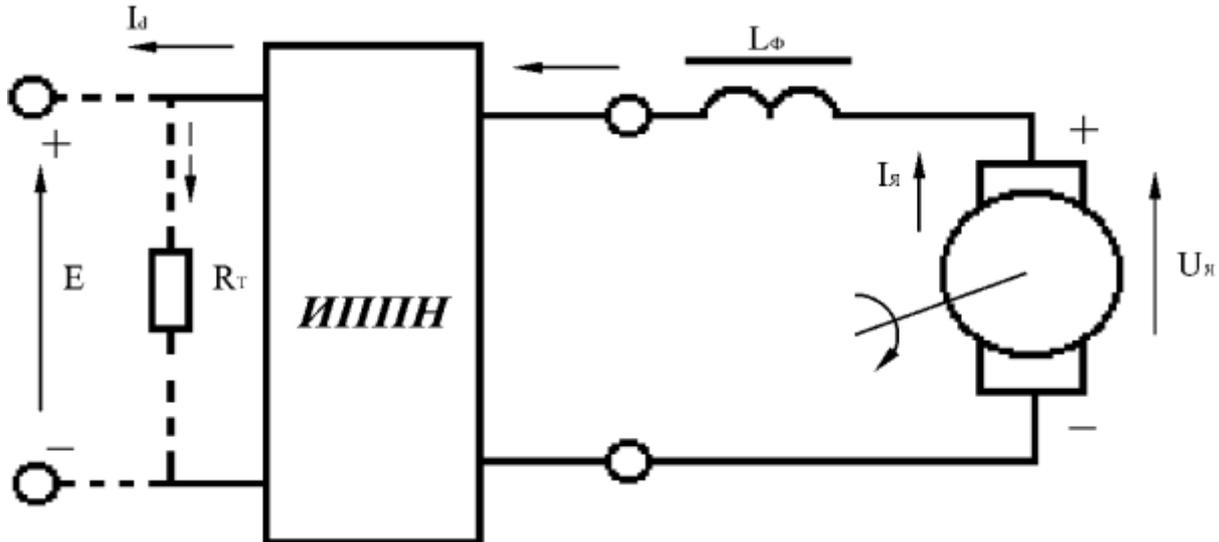


Figure 1.5. Scheme of the generator mode of DP C of independent excitation

In DP C of series excitation, a change in the direction of the current in the output circuit (Fig. 1.3) would mean a change in the direction of the current to the VV and a change in the polarity of the voltage on the armature. For this reason, before starting the machine, the generator is used to switch the armature terminals

or the O Z terminals , as well as in the motion mode to change the direction of rotation (Fig. 1.4). In fig. 1.6 shows the structural diagram of the system for the generator mode of operation of the DPT of serial excitation with a diode current reverser of the VV. The field winding circuit for commonality is shown with the regulator.

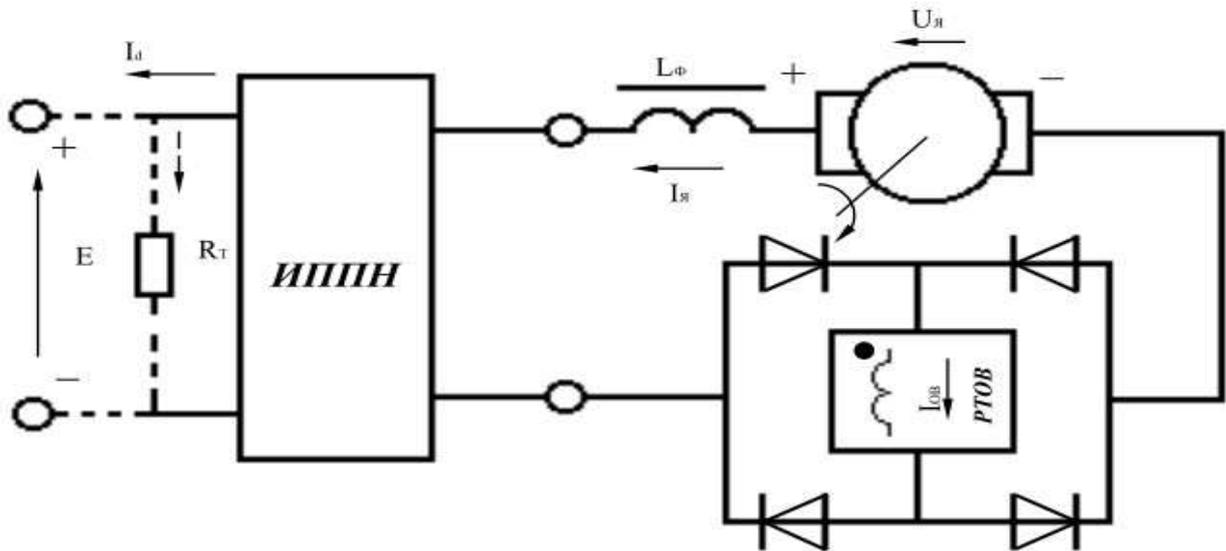


Figure 1.6. The scheme of the generator mode of DP C of series excitation with diode reverse

motor of series excitation has another specific feature. It is due to the need for excitation when switching to the generator mode of operation, since at $I_{я} = 0$ and current $I_{OB} = 0$. The task can be solved without taking special measures, but at the expense of creating conditions for self-excitation of DP C in the presence of residual magnetic flux in the machine. The spread received the introduction of a special magnetizing winding into the machine, through which a current pulse from an auxiliary source is passed. A current pulse can be passed through the primary winding of the series excitation.

DP S of sequential excitation are used in those cases when the operation of an electric machine with increased rotating moments is required at low angular speeds and at start-up. DP C of sequential excitation are not used in electric drives of mechanisms in which an operating mode close to idling is possible (machines, conveyors, etc.). At low loads on the shaft, the rotation frequency increases sharply and may exceed the maximum allowable value (the engine goes into misalignment).

1.3. Types of constant voltage impulse converters intended for E PS

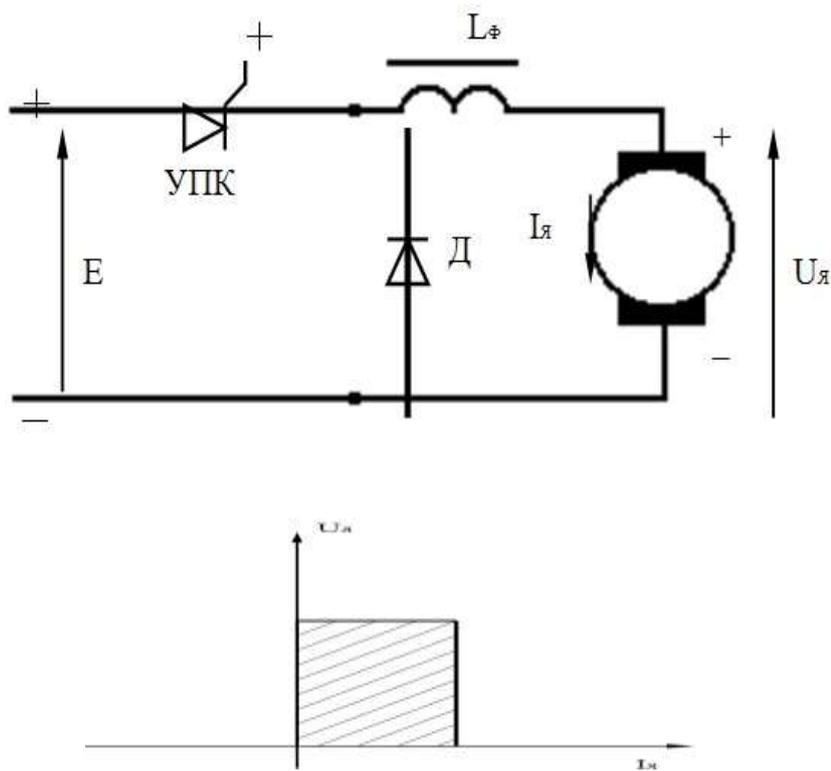
According to the nature of the tasks to be solved, all IPPN schemes (Fig. 1.1) are divided into three types:

- decreasing IPPNs for which $U_{EXIT} \leq E$;
- increase PPI, for which $U_{EX} \leq E$;
- polar- inverting IPPNs, which change the polarity of the output voltage relative to the common connection point for the input and output.

Taking into account the specifics of the motor load and the specifics of the tasks to be solved in the control of the DP S , the first two types, or more precisely, the two schemes characterizing their connection of the main circuits, with a serially connected controlled semiconductor key (Fig. 1.7, a) and in parallel (Fig . 1.8, a). Their graphic equivalents characterizing the regulation area are presented, respectively, in fig. 1.7, b and fig. 1.8, b . The scheme with a serially connected controlled semiconductor key (CSP) is used in the motion mode of operation of the DPT, and with a parallel connected CSP - in the generator mode.

The scheme in fig. 1.7 *and* does not allow changing the polarity of the output voltage, which is why it is often called non-reversible. At increased load currents, the IPPN scheme is performed according to the multi-cycle principle, which is based on the parallel connection to the common load of several converters as shown in Fig. 1.7, *and* with the task of the appropriate sequence of their work in time. One-, two-, three-, and in the general case, m- stroke IPPNs differ in the number of parallel branches, respectively.

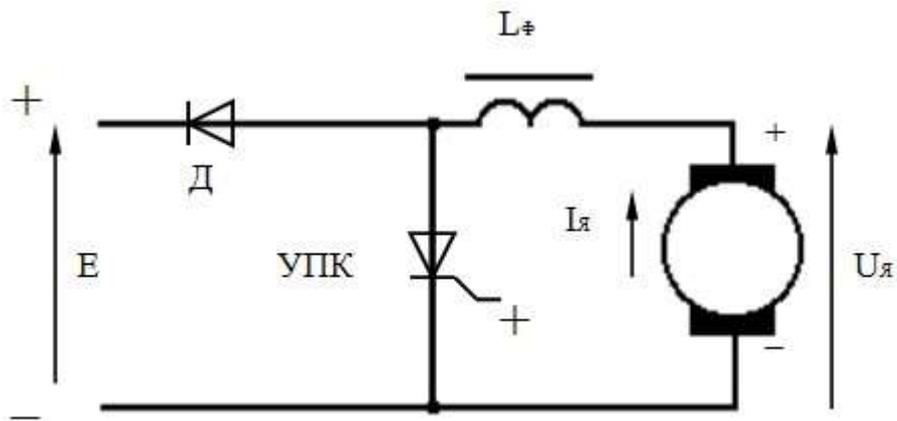
and)



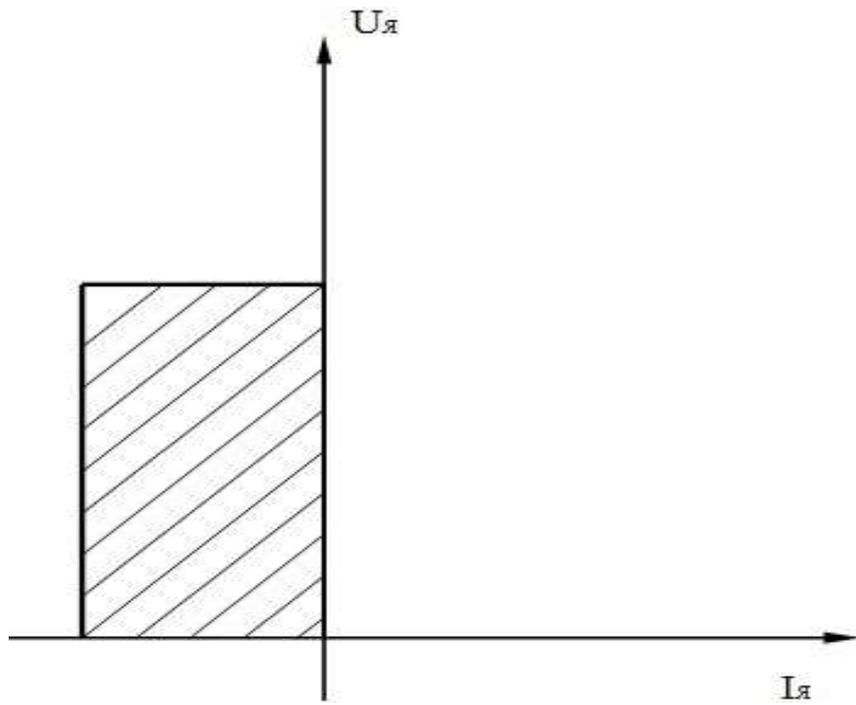
b)

Figure 1.7. Connection scheme of the main circuits with a serially connected controlled one PP key (motion mode) (a) and adjustment area (b)

The scheme in fig. 1.8, and CRT systems are rarely used independently , more often together with the scheme of fig. 1.7 a , forming the so-called non-reversible two-quadrant IPPN (Fig. 1.9, a).

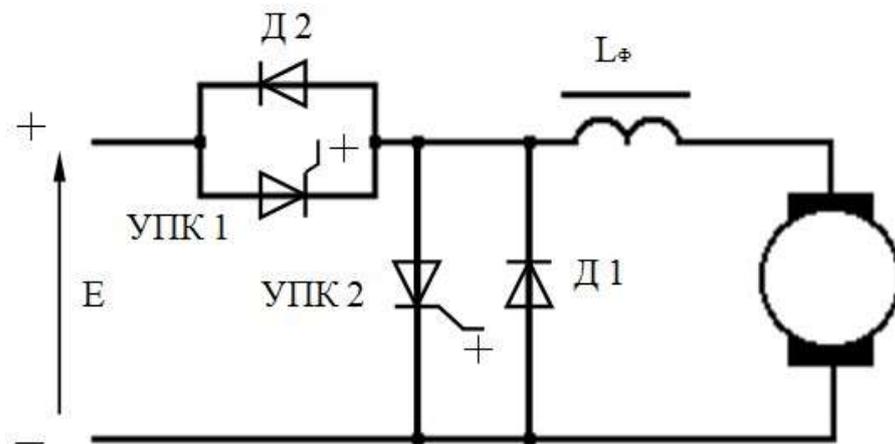


and)

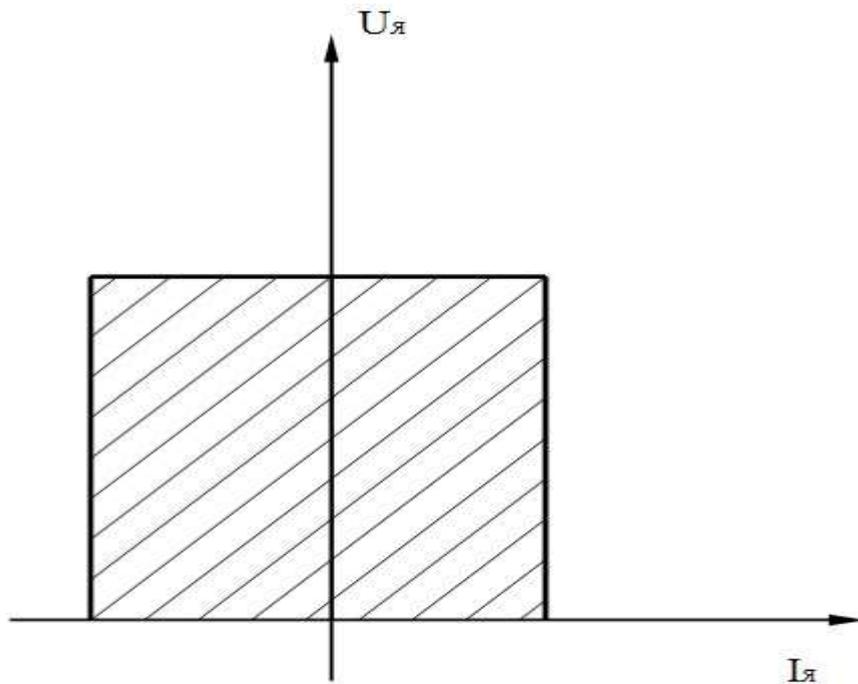


b)

Figure 1.8. Connection scheme of the main circuits with a serially connected controlled one PP key (motion mode) (*a*) and adjustment area (*b*).



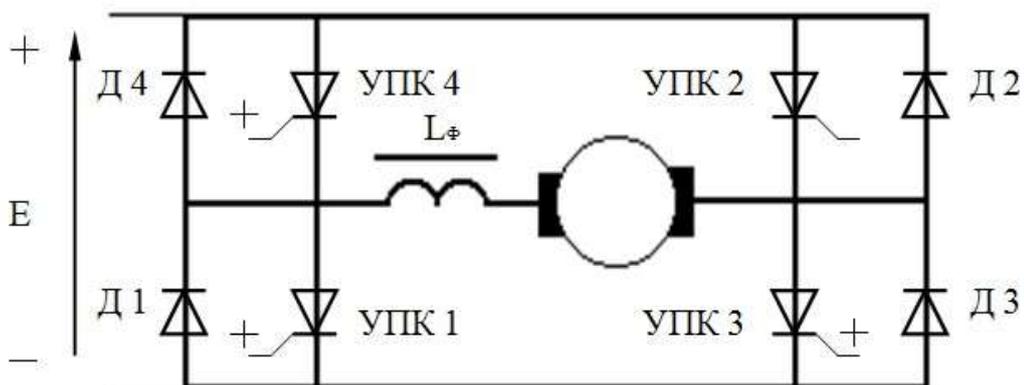
and)



b)

Figure 1.9. Connection scheme of the main circuits for the non-reversible two-quadrant mode (*a*) and regulation area (*b*)

Reversible IPPNs provide power supply to DP C with voltage of both one and the other polarity. They are performed according to the bridge scheme of the connection of PDA and reverse diodes (Fig. 1.10, *a*). It implements the modes of operation of the circuits in Fig. 1.7, and Fig. 1.8, and with both polarities of the output voltage. Thus, the scheme in Fig. 1.10 *a* performs the work of DP C with an engine and a generator in both directions of rotation of the rotor. The graphic equivalent of such a four-quadrant IPPN is shown in Fig. 1.10, *b* .



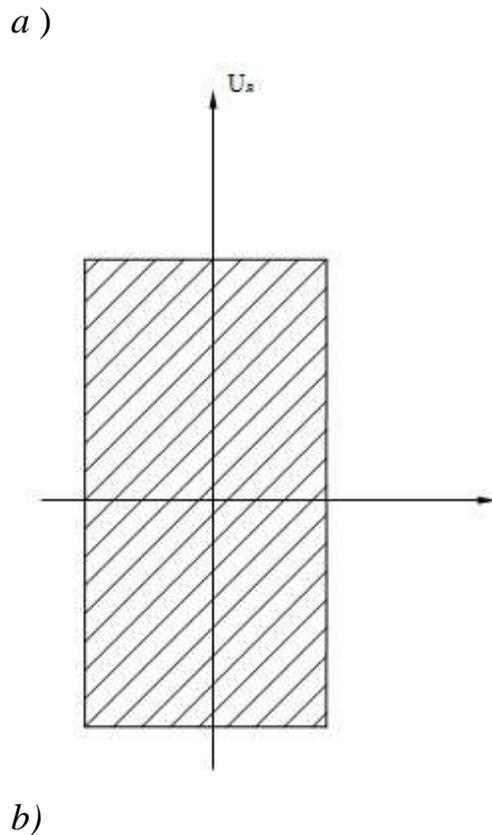


Figure 1.10. Connection diagram of the main circuits for the reversible four-quadrant mode (*a*) and the control area (*b*)

The application of the reversible IPN determines the appropriate name of the electric drive system - non-contact (and often fast-acting) reversible direct current electric drive. The reversible electric drive can also be implemented on the basis of a non-reversible two-quadrant IPPN (Fig. 1.9 *a*), if a contact reverser of the armature chain or DPT excitation winding is used.

PDA's of the analyzed converter circuits are conventionally represented by a double-operation (GTO) thyristor. In modern developments, power transistors with so-called field control are mainly used: field MOS transistors and bipolar transistors with an isolated gate (BTIZ JGVT). Devices of the thyristor type (single-operation and two-operation thyristors) are used more often in high-power IPPNs and at high supply voltages.

1.4. Structural diagrams of converting systems with IPPN

The construction of the circuit of the power circuits from the IPPN depends on the requirements placed on the power part of the electric drive. The following are decisive:

- type of primary power source (variable or constant current);
- reversible or non-reversible system;
- the type of braking of DP C (on coasting, regenerative or rheostatic).

1.4.1. Systems with IPPN at the primary power source of alternating voltage

The primary source of alternating voltage represents a wide field of application of controlled rectifiers for DPS .

The use of IPPN involves replacing the controlled rectifier with an uncontrolled rectifier (HB in Fig. 1.11), which improves the quality of electricity ($\cos \varphi \rightarrow 1$), the total number of PDAs in the system is reduced, the control device is simplified. At the same time, recuperative braking of DP C with the return of braking energy to the power network becomes impossible .

The system with IPPN in fig. 1.11 is able to provide forward and reverse directions of rotation of the engine rotor, and when the rheostat braking converter (PRT) is introduced, this type of electric braking of the DP C is also possible .

The operation of the IPPN is carried out at frequencies exceeding 300 Hz , as a result of which the total mass - overall indicators of the system, taking into account the filters that smooth SF1 and SF2, can be better than with a controlled rectifier.

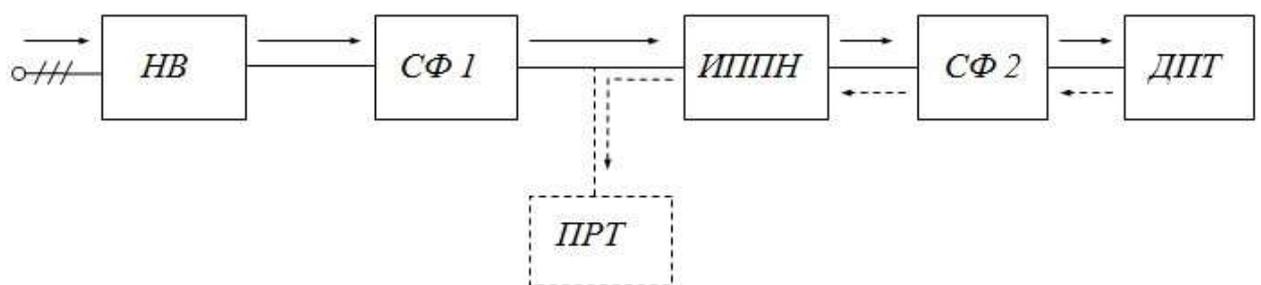


Figure 1.11. Block diagram of the system with IPPN at the primary power source of alternating voltage

1.4.2. Systems with IPPN with a primary power source of constant voltage

IPPN in this case is used for its intended purpose. Different variants of adjustable electric drive systems are implemented, from the simplest with a non-reversible IPPN (Fig. 1.12) and braking of the DP S (due to the moment of resistance of the drive mechanism that stops) to a fast-acting and reversible (Fig. 1.13) with a combined recuperative - rheostatic braking .

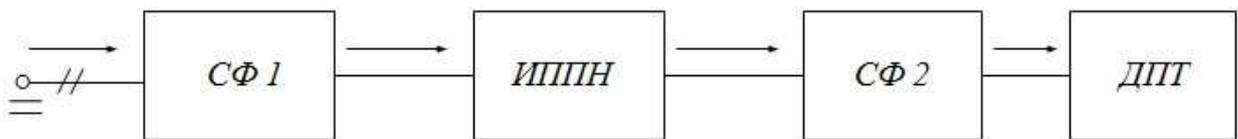


Figure 1.12. Block diagram of a system with an IPPN with a primary DC power source voltage and non-reversible PPI

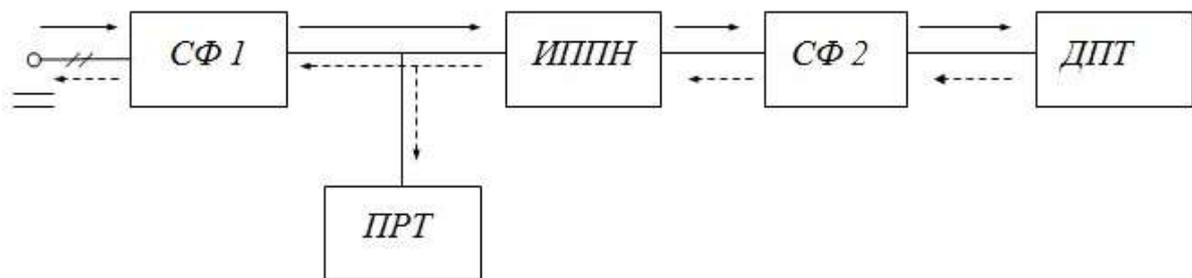


Figure 1.13. Block diagram of a system with an IPPN with a primary power source of constant voltage and a fast-acting reversible IPPN with a combined recuperative - rheostatic braking

Here: HB - uncontrolled rectifier;

SF - smoothing filter;

PRT - rheostat voltage converter;

DP S – DC motor;

IPPN - pulse converter of constant voltage.

Блок схема імпульсного перетворювача постійної напруги

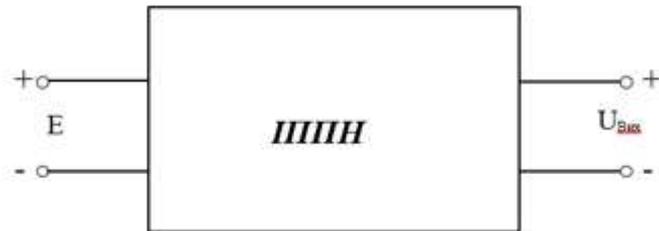
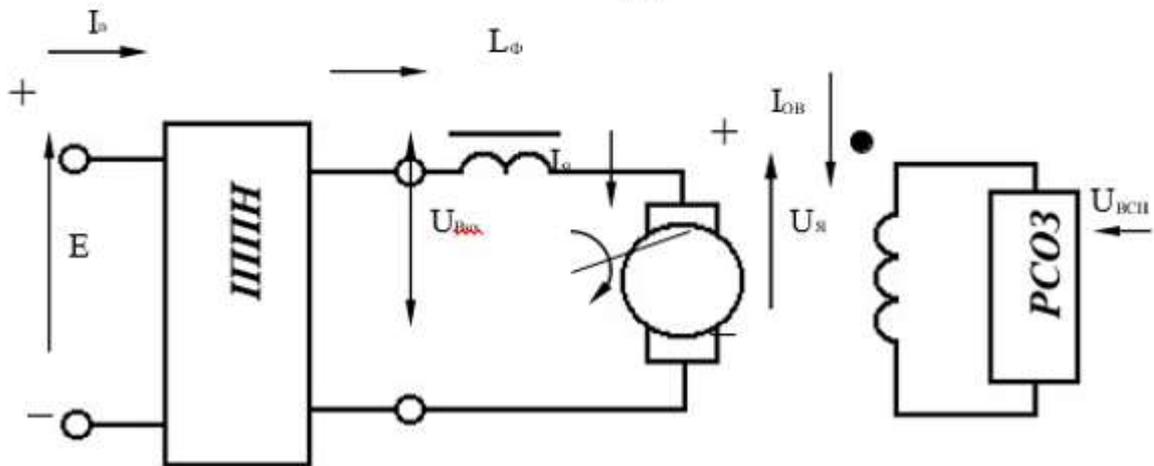
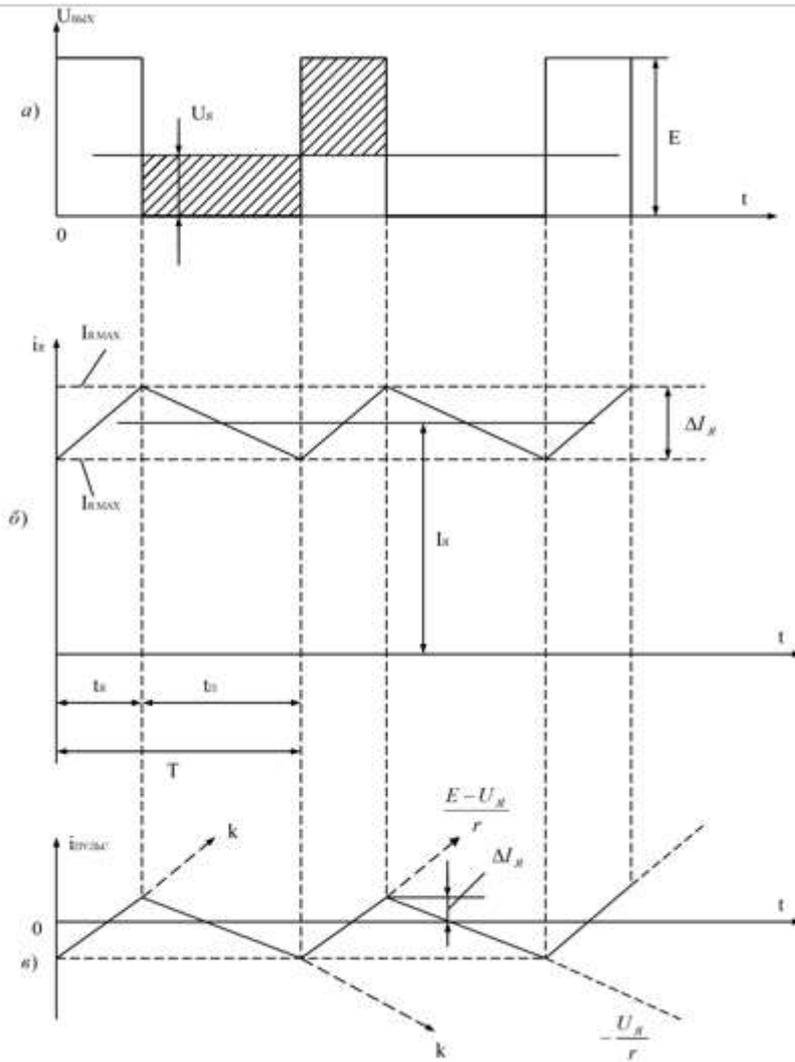


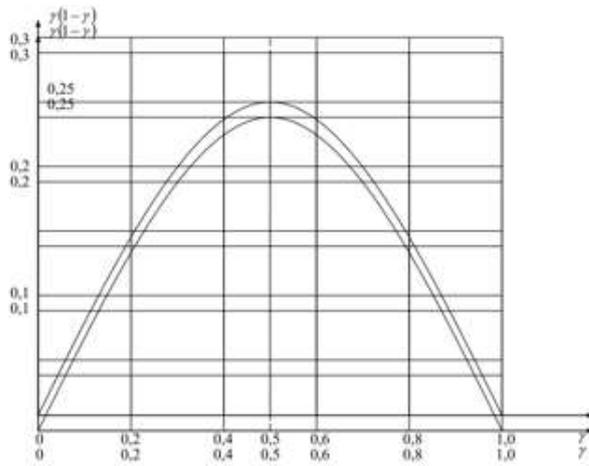
Схема регулятора струму обмоток збудження у ДПС із незалежним збудженням





Діаграма зміни струму (б) і пульсацій струму (в) якоря при напрузі живлення (а)

Характер залежності пульсації струму якоря від коефіцієнта регулювання



Зовнішні та електромеханічні характеристики однофазного нереверсивного ППН

