

**МЕХАНІКО-ЕНЕРГЕТИЧНИЙ ФАКУЛЬТЕТ**

**Кафедра електроенергетики, електротехніки  
та електромеханіки**

**МОДЕРНІЗАЦІЯ ТЯГОВОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДА ЕРС З  
АСИНХРОННИМИ ДВИГУНАМИ**

**МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ**

**до курсової роботи з дисципліни**

***«ТЯГОВІ СТАТИЧНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ»***

**Харків – 2017**

Методичні вказівки розглянуто та рекомендовано до друку на засіданні кафедри електроенергетики, електротехніки та електромеханіки 1 вересня 2016 р., протокол № 1.

Укладачі:

доц. О. І. Семененко,  
асист. Ю. О. Семененко

Рецензент

проф. О. С. Крашенінін

МОДЕРНІЗАЦІЯ ТЯГОВОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДА  
ЕРС З АСИНХРОННИМИ ДВИГУНАМИ

МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ

до курсової роботи  
з дисципліни

*«ТЯГОВІ СТАТИЧНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ»*

Відповідальний за випуск Семененко О. І.

Редактор Еткало О. О.

---

Підписано до друку 17.03.17 р.

Формат паперу 60x84 1/16. Папір писальний.

Умовн.-друк.арк. 1,00. Тираж 50. Замовлення №

Видавець та виготовлювач Українська державна академія залізничного транспорту,

61050, Харків-50, майдан Фейербаха, 7.

Свідоцтво суб'єкта видавничої справи ДК № 2874 від 12.06.2007 р.

## ЗМІСТ

|  |    |
|--|----|
| Вступ.....   | 4  |
| 1 Силова схема.....  | 6  |
| 1.1 Вибір силової схеми тягового привода ЕРС.....  | 6  |
| 1.2 Робота силової схеми тягового перетворювача.....                                       | 7  |
| 2 Розрахунок силової схеми тягового перетворювача.....                                     | 9  |
| 2.1 Розрахунок основних параметрів трифазного мостового<br>інвертора напруги.....          | 9  |
| 2.2 Розрахунок чотириквADRантного перетворювача.....                                       | 12 |
| 2.3 Розрахунок вхідного перетворювача ЕРС постійного<br>струму.....                        | 16 |
| 2.4 Тепловий розрахунок ключів.....  | 18 |
| 2.5 Розрахунок фільтрів.....   | 20 |
| 2.6 Розрахунок конструкції дроселів.....   | 21 |
| 3 Розрахунок перетворювача бортової системи живлення.....                                  | 24 |
| Список літератури.....   | 28 |
| Додаток А. Завдання на курсову роботу з дисципліни «Тягові<br>статичні перетворювачі»..... | 29 |

## ВСТУП

Метою курсової роботи є вивчення студентами методик розрахунку силових систем напівпровідникових перетворювачів для тягових електроприводів і бортових мереж живлення електричного рухомого складу (ЕРС). Робота виконується для нового перспективного ЕРС або з метою модернізації того, що вже є в експлуатації.

Рекомендований перелік розділів пояснювальної записки до роботи:

- вступ з обґрунтуванням необхідності розроблення та порівняльним аналізом можливих варіантів вирішення завдання;
- робота силової схеми тягового електропривода ЕРС з асинхронними тяговими двигунами;
- силова схема перетворювача й опис її дії в сталому та перехідних режимах;
- визначення основних параметрів силової схеми;
- вибір силових напівпровідникових приладів та їх тепловий розрахунок;
- розрахунок силових фільтрів на вході та виході перетворювача;
- розрахунок магнітних елементів силової схеми (трансформаторів і дроселів);
- розрахунок перетворювача бортової системи живлення;
- короткі висновки і список використаних джерел.

У наступних розділах цих методичних вказівок наведені базові структури розглянутих об'єктів, послідовність виконання розрахунку та розрахункові формули. Базові структури і розрахункові формули можуть видозмінюватися залежно від мети курсової роботи.

Пояснювальна записка оформляється у відповідності до діючих стандартів УкрДУЗТ. Рекомендується використовувати текстовий редактор *Microsoft Word* та графічні редактори. Рисунки та схеми слід вставляти в основний текст пояснювальної записки курсової роботи.

При підготовці до захисту курсової роботи студентам необхідно приділити основну увагу таким питанням:

- обґрунтування необхідності розроблення та порівняльний аналіз можливих варіантів вирішення завдання;
- принцип дії схем перетворювачів та їх окремих вузлів;
- фізичні процеси в сталих, перехідних і аварійних режимах роботи;
- характеристика вихідних величин і величин, що підлягають визначенню;
- основні ідеї методик розрахунку перетворювачів;
- значення вихідних, кінцевих і основних проміжних характеристик перетворювачів для ЕРС різних типів.

Досвід країн ближнього та дальнього зарубіжжя, вітчизняні розробки та експерименти вже спричинили виникнення електричного та автономного рухомого складу залізниць та метрополітенів з асинхронним приводом, проте існують ще деякі проблеми із використанням асинхронних двигунів. Це, зокрема, сумісність роботи тягових асинхронних двигунів з напівпровідниковими перетворювачами, негативний вплив імпульсних перетворювачів на мережу живлення та ін. Проте позитивний досвід експлуатації вітчизняних дизель-поїздів ДЕЛ2 та електровозів змінного струму ДСЗ з асинхронним приводом попри всі недоліки вказує на перспективність цього напрямку розробок.

Тягові перетворювачі на базі сучасних компонентів силової електроніки в сполученні із асинхронними тяговими двигунами забезпечують нові можливості як у підвищенні сили тяги, так і в зниженні негативного впливу ЕРС на мережу живлення. Значний якісний стрибок у галузі тягових перетворювачів електропривода відбувся в 90-х роках ХХ сторіччя на етапі широкого впровадження двоопераційних силових тиристорів, які скорочено англійською прийнято позначати *GTO*. Та на початку ХХІ сторіччя більш швидкодіючим біполярним транзисторам з ізольованим затвором (*IGBT*) вдалося помітно послабити позиції *GTO* та *IGCT* і посісти місце в сучасних системах асинхронного тягового електропривода. Завдяки цьому підвищилася частота перемикань силових напівпровідникових ключів, у результаті перетворювачі стали легшими та компактнішими, зменшилися втрати потужності в них.

На сьогодні до систем тягового електропривода ставляться високі вимоги, особливо це стосується якості напруги живлення трифазних асинхронних тягових двигунів. Цього можна досягти за допомогою сучасних напівпровідникових перетворювачів на *IGBT* при використанні алгоритмів керування з синусоїдальною ШІМ. Стало також можливим реалізовувати при розгоні та електричному гальмуванні сили тяги і гальмування, близькі до обмеження за зчепленням.

## **1 СИЛОВА СХЕМА**

### **1.1 Вибір силової схеми тягового привода ЕРС**

На електровозі (електропоїзді) пропонується замість існуючих колекторних тягових двигунів постійного струму застосовувати асинхронні тягові двигуни з короткозамкненим ротором. Для керування двигунами буде використовуватися напівпровідниковий перетворювач, виконаний на біполярних транзисторах з ізольованим затвором. При цьому передбачене підключення перетворювача до контактної мережі постійного (змінного) струму напругою 3 (25) кВ через вхідний перетворювач. Як такий статичний перетворювач на ЕРС постійного струму може бути застосований оборотний ШП, а на ЕРС змінного струму – трансформатор і випрямляч струму з ШІМ.

Постійна (змінна) напруга контактної мережі знижується до необхідного рівня вхідним перетворювачем і, якщо потрібно, випрямляється для живлення інвертора напруги. Далі напруга постійного струму перетворюється в змінну трифазну, регульовану за амплітудою й частотою. При електричному гальмуванні асинхронні двигуни генерують енергію змінного струму, яка випрямляється інвертором і повертається в мережу вхідним перетворювачем або скидається на гальмовий реостат.

На моторному вагоні електропоїзда (електровозі) встановлені  $n$  перетворювачі, кожний з яких живить  $m$  асинхронних двигунів. Вони виконуються у вигляді єдиного перетворювального блока, який містить: вхідний перетворювач,

регулятор гальмового реостата, трифазний автономний інвертор напруги, фільтри та систему керування.

Визначення кількості перетворювальних блоків  $n$  і схеми їх з'єднання проводиться з урахуванням таких міркувань. Оскільки в тяговому приводі ЕРС кількість двигунів зазвичай чотири або більше, то можливе їх індивідуальне, групове і загальне живлення. При індивідуальному живленні кожен двигун отримує енергію від свого перетворювального блока, при груповому – від одного блока живиться кілька двигунів, а при загальному – всі. Схема індивідуального живлення є найбільш складною і тому більш дорогою, однак підвищується надійність, бо при відмові одного блока інші можна зберегти в роботі.

Застосування схем групового і загального живлення потребує більш потужних напівпровідникових приладів, а якщо їх немає, то доводиться застосовувати паралельне або послідовне з'єднання приладів. Це ускладнює схему і знижує ефект, який досягається за рахунок використання меншої кількості блоків. При груповому і загальному живленні двигуни одного блока можуть з'єднуватися між собою паралельно і послідовно.

Відносно виводів джерела живлення перетворювальні блоки можуть з'єднуватися паралельно або послідовно. При послідовному з'єднанні виникають труднощі, пов'язані з необхідністю підтримувати рівномірний розподіл напруги живлення між блоками. При відмові одного з блоків його частина напруги живлення прикладається до решти блоків, що викликає їх перевантаження. Тому в цей час послідовне з'єднання перетворювальних блоків застосовується рідко.

Структурна схема тягового привода електровоза (електропоїзда) з асинхронними тяговими двигунами, запропонована для реалізації студентом, повинна бути наведена на рисунку у пояснювальній записці курсової роботи.

## **1.2 Робота силової схеми тягового перетворювача**

Найпоширеніша схема трифазного мостового інвертора напруги утворюється простим об'єднанням за загальним джерелом напруги живлення трьох напівмостових однофазних

інверторів. Схема його подана у складі силової схеми перетворювального блока (рисунок 1).

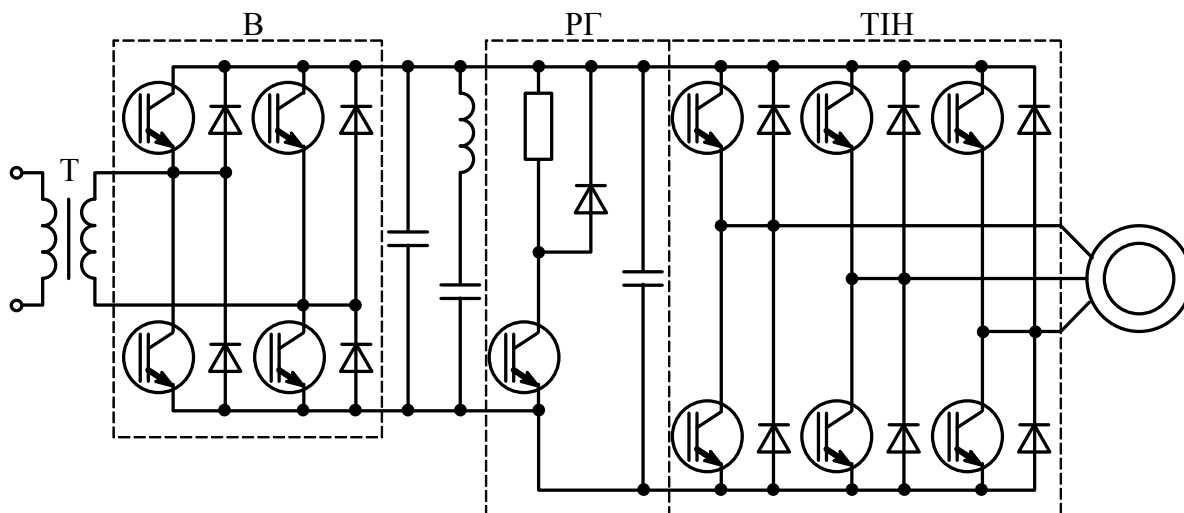


Рисунок 1 – Схема перетворювального блока ЕРС змінного струму

Силовий перетворювальний блок призначений для використання на ЕРС змінного струму і він містить випрямляч струму (В) з ШІМ, регулятор гальмового реостата (РГ) та трифазний інвертор напруги (ТІН). Таку структуру має й силовий перетворювальний блок для ЕРС постійного струму за винятком іншого типу вхідного перетворювача. Трансформатор не входить до складу перетворювального блока, він є спільним для  $n$  блоків однієї секції електровоза або моторного вагона електропоїзда змінного струму.

При регулюванні амплітуди й частоти напруги живлення асинхронних двигунів сила тяги (гальмування) змінюється плавно без стрибків, які характерні для систем з тяговими двигунами постійного струму та контакторно-реостатним регулюванням. Напрямок руху ЕРС змінюють за рахунок зміни порядку чергування фаз на виході трифазного автономного інвертора без перемикачів контакторів у силовій схемі. Перехід у режим електричного гальмування також здійснюється без перемикачів у силовій схемі шляхом переведення інвертора напруги в режим випрямляча. При з'єднанні фаз трифазного навантаження в «зірку» або «трикутник» не потрібна наявність



середньої точки в джерелі напруги живлення, що спрощує реалізацію схеми.

Необхідно в пояснювальній записці показати діаграми вихідних фазних і лінійних напруг та описати роботу трифазного інвертора напруги у режимі  $180^\circ$  керування або синусоїдальної ШІМ.

## **2 РОЗРАХУНОК СИЛОВОЇ СХЕМИ ТЯГОВОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА**

При проектуванні складених перетворювачів, які отримані шляхом поєднання декількох простих, розрахунок виконують для кожного з них окремо, починаючи з останнього. Такий порядок розрахунку пов'язаний з тим, що основні дані відомі або задані спочатку лише для навантаження – для асинхронних тягових двигунів. Тому ці дані стають вихідними для розрахунку трифазного мостового інвертора. Отримані результати розрахунку інвертора стають вихідними для наступних розрахунків вхідного перетворювача.

### **2.1 Розрахунок основних параметрів трифазного мостового інвертора напруги**

Номінальне діюче значення першої гармоніки вихідної напруги фази мостового інвертора напруги:

$$U_{\text{в1}} = \frac{U_{d\text{н}}}{2\sqrt{2}} \eta_{\text{ін}} K_{\text{м}}, \quad (2.1)$$

де  $U_{d\text{н}}$  – номінальна напруга живлення інвертора;

$\eta_{\text{ін}}$  – номінальний коефіцієнт корисної дії інвертора, приймаємо середнє значення для таких інверторів  $\eta_{\text{ін}} = 0,985$ ;

$K_{\text{м}}$  – коефіцієнт перемодуляції, який рівний 1,15, якщо перемодуляція використовується, і 1, якщо ні.

Користуючись рівнянням (2.1), студентам слід визначити номінальну напругу джерела живлення постійного струму для трифазного інвертора напруги  $U_{d\text{ном}}$ .

Діюче значення першої гармоніки вихідного струму фази:

$$I_{\text{в1}} = \frac{P_{\text{н}}}{3U_{\text{в1}} \cdot \cos\phi_{\text{в1}}}, \quad (2.2)$$

де  $\cos\phi_{\text{в1}}$  – коефіцієнт потужності навантаження у номінальному режимі;

$P_{\text{н}}$  – номінальна активна потужність навантаження перетворювача.

Оскільки в нашому випадку передбачається один перетворювач для живлення  $m$  асинхронних тягових двигунів, то для нього номінальна активна потужність навантаження визначається як добуток номінальної потужності двигуна  $P_{\text{дн}}$  на  $m$ .

Номінальний середній вхідний струм перетворювача:

$$I_{\text{дн}} = \frac{3K_{\text{м}}}{2\sqrt{2}} I_{\text{в1}} \cdot \cos\phi_{\text{в1}}. \quad (2.3)$$

Номінальний середній струм транзистора і діода двоквадрантних ключів трифазного інвертора напруги:

$$I_{\text{v}} = I_{\text{d}} = \frac{I_{\text{в1}}}{\sqrt{2}\pi} + \frac{I_{\text{дн}}}{6}. \quad (2.4)$$

Амплітудний струм ключа в номінальному режимі становить

$$I_{\text{vmax}} = I_{\text{dmax}} = \sqrt{2} I_{\text{в1}}. \quad (2.5)$$

Амплітуда напруги  $U_{\text{max}}$  та комутована напруга  $U_{\text{k}}$  ключа дорівнює максимальній напрузі живлення інвертора. Середній комутований струм ключа, який діє як при увімкненні, так і при вимиканні, визначаємо згідно з таким рівнянням:

$$I_{\text{k}} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} I_{\text{в1}}. \quad (2.6)$$

Для визначення частоти ШІМ трифазного інвертора напруги потрібно спочатку розрахувати відносне значення гармоніки вихідної напруги з частотною ШІМ:

$$U_{\text{ВШ}}^* = \frac{\sqrt{2}S_{\text{Ш}}}{K_{\text{М}}}, \quad (2.7)$$

де  $S_{\text{Ш}}$  – гармоніка з частотою ШІМ у комутаційній функції, яка для трифазного мостового інвертора становить 0,312.

Для якісного формування вихідної напруги потрібна частота ШІМ (частота перемикачів транзисторних ключів) трифазного інвертора напруги не нижче значення, розрахованого із рівняння

$$f_{\text{П}} = \frac{U_{\text{ВШ}}^* f_0}{x^* I_{\text{ВШ}}^*}, \quad (2.8)$$

де  $x^*$  – відносне значення індуктивного опору розсіювання асинхронного тягового двигуна (0,2÷0,3);

$I_{\text{ВШ}}^*$  – відносне значення гармоніки вихідного струму з частотою ШІМ, допустиме значення якої складає 0,07÷0,15;

$f_0$  – номінальна частота першої гармоніки вихідної напруги інвертора.

Після розрахунку всіх основних параметрів силових ключів вибираємо для їх реалізації силові напівпровідникові прилади за каталогами підприємств-виробників, наприклад, за каталогами фірм *EUPEC*, *Siemens*, *Semikron* та ін.

При потребі застосовується послідовне або паралельне з'єднання декількох напівпровідникових приладів, про що слід зазначити у пояснювальній записці курсової роботи.

Визначаємо пульсаційну складову вхідного струму інвертора з частотою ШІМ:

$$I_{\text{дш}} = S_{\text{Ш}} \frac{I_{\text{дш}}}{\cos\phi_{\text{Б1}}}. \quad (2.9)$$

Значення струму  $I_{dш}$  використовується для розрахунку вхідного фільтра інвертора.

## 2.2 Розрахунок чотириквADRANTного перетворювача

Як вхідний перетворювач ЕРС змінного струму використовують випрямляч струму з ШІМ, а на ЕРС постійного струму – оборотний ШІП із знаковмінним струмом. Необхідно спочатку розглянути та описати роботу вхідного перетворювача та особливості його застосування в складі перетворювального блока ЕРС.

Розглянемо методику розрахунку випрямляча струму з ШІМ, що має ще назву чотириквADRANTний перетворювач, схему якого показано в складі конструктивного блока ЕРС змінного струму (рисунок 1). Він працює як випрямляч у режимі тяги або як інвертор при рекуперативному гальмуванні ЕРС. Крім основних функцій, чотириквADRANTний перетворювач покращує форму вхідного струму, наближаючи її до синусоїдальної, та ліквідує зсув між вхідними струмом та напругою. Таким чином, підвищується коефіцієнт потужності енергії, що споживається силовою схемою або повертається до тягової мережі змінного струму. Для виконання сучасних норм МЕК коефіцієнт потужності вхідного перетворювача  $\lambda$  повинен досягати рівня не нижче 0,98.

Визначаємо діюче значення першої гармоніки вхідної напруги, яка повинна подаватися із вторинної обмотки тягового трансформатора, щоб забезпечити необхідне значення напруги в проміжній ланці постійного струму:

$$U_{вх1} = \frac{C_p}{\sqrt{2}\eta_{п}} U_{dш}, \quad (2.10)$$

де  $C_p$  – глибина регулювання;

$\eta_{п}$  – коефіцієнт корисної дії чотириквADRANTного перетворювача, приймаємо  $\eta_{п} = 0,99$ .

За рівнянням (2.10) знаходимо максимальне значення першої гармоніки, яке визначається при максимальній глибині

регулювання  $C_{pm} = 0,9$  і максимальному значенні напруги живлення.

Постійна складова номінального вихідного струму:

$$I_{dH} = \frac{P_{dH}}{U_{dH}}. \quad (2.11)$$

де  $P_{dH}$  – номінальна активна вихідна потужність вхідного перетворювача, яка збігається з активною потужністю навантаження з урахуванням втрат у вихідному перетворювачі – трифазному інверторі напруги:

$$P_{dH} = \frac{P_H}{\eta_{IH}}. \quad (2.12)$$

Найбільше значення першої гармоніки вхідного струму:

$$I_{вх1} = \frac{P_{dH}}{U_{вх1}} k_u, \quad (2.13)$$

де коефіцієнт

$$k_u = \frac{U_{кмmax}}{U_{кмmin}}, \quad (2.14)$$

де  $U_{кмmax}$  та  $U_{кмmin}$  найбільше і найменше значення напруги контактної мережі.

Номінальний середній струм транзистора і діода силового ключа чотириквadrантного перетворювача:

$$I_V = I_D = \frac{I_{вх1}}{\sqrt{2\pi}} + \frac{I_{dH}}{4}. \quad (2.15)$$

Амплітудний струм силового ключа чотириквadrантного перетворювача становить

$$I_{Vmax} = I_{Dmax} = \sqrt{2} I_{вх1}. \quad (2.16)$$

Амплітуда напруги  $U_{\max}$  та комутована напруга  $U_k$  ключа дорівнює максимальній вихідній напрузі  $U_d$ . Середній комутований струм ключа, який діє як при увімкненні, так і при вимиканні при номінальному струмі:

$$I_k = \frac{\sqrt{2}}{\pi} I_{dH}. \quad (2.17)$$

Гармоніка напруги з частотою ШІМ у вхідній напрузі  $u_{\text{вх}}$  чотириквadrантного перетворювача:

$$U_\Gamma = \sqrt{2} S_{\text{ш}} U_{\text{вх1}}. \quad (2.18)$$

Допустима відносна величина неактивних складових вхідного струму (відносно значення струму гармонік підвищеної частоти):

$$I_\Gamma^* = \sqrt{1 - \lambda^2}, \quad (2.19)$$

де  $\lambda = 0,98$  – рекомендоване значення коефіцієнта потужності навантаження мережі живлення змінного струму.

$$I_\Gamma = I_\Gamma^* \cdot I_{\text{вх1}}. \quad (2.20)$$

Необхідна величина опору вхідного індуктивного фільтра:

$$X = 2\pi f_\Pi L = \frac{U_\Gamma}{I_\Gamma}. \quad (2.21)$$

Доцільно використовувати як вхідний фільтр індуктивність розсіяння обмоток тягового трансформатора  $L_s$ , бо частота ШІМ (частота перемикачів) досить висока. Згідно з такою умовою

$$L_s = \frac{U_{\text{вх1}}}{I_{\text{вх1}}} \frac{x_s^*}{2\pi f_M} \quad (2.22)$$

де  $f_M$  – частота напруги мережі живлення (50 Гц);

$x_s^* = 0,1$  – відносний індуктивний опір розсіяння обмоток тягового трансформатора.

Таким чином, застосувавши рівняння (2.21), визначаємо мінімально необхідну частоту ШІМ:

$$f_{\text{п}} = \frac{X}{2\pi L_s}. \quad (2.23)$$

Амплітуда вихідного струму другої гармоніки (гармоніки з подвоєною частотою мережі) дорівнює постійній складовій  $I_{d2m} = I_d$ .

Задамо допустимий коефіцієнт пульсації напруги  $k_{\text{пу}}$  на конденсаторі  $C_{\text{дп}}$  в межах  $0,2 \div 0,4$  і визначимо величини ємності та індуктивності вихідного резонансного фільтра, який прийнято ще називати режекторним:

$$C_{\text{дп}} = \frac{I_{d2m}}{2\pi f_2 k_{\text{пу}} U_d}, \quad (2.24)$$

де  $f_2 = 100$  Гц – частота другої гармоніки;

$$L_{\text{дп}} = \frac{1}{(2\pi f_2)^2 C_{\text{дп}}}. \quad (2.25)$$

Значення вихідного струму гармоніки з частотою ШІМ:

$$I_{\text{гш}} = 0,6 \cdot \frac{I_d}{C_{\text{рм}}}. \quad (2.26)$$

Значення струму  $I_{\text{гш}}$  використовується для розрахунку ємності вихідного фільтра перетворювача. Згідно з розрахованими параметрами чотириквadrантного перетворювача вибираємо силові напівпровідникові прилади, які використовуватимуться в схемі. Вибір виконуємо як і раніше за каталогами підприємств-виробників. При цьому доцільно застосовувати, якщо це можливо, такі ж силові прилади, як і у

трифазному інверторі напруги, що сприятиме уніфікації і здешевленню перетворювального обладнання.

### 2.3 Розрахунок вхідного перетворювача ЕРС постійного струму

Як вхідний перетворювач на ЕРС постійного струму може бути застосований оборотний ШПІ із знакозмінним струмом (рисунок 2), який працює як знижувальний у режимі тяги та як підвищувальний у режимі рекуперативного гальмування. Необхідно розглянути та описати роботу вхідного перетворювача та особливості його застосування в складі перетворювального блока ЕРС.

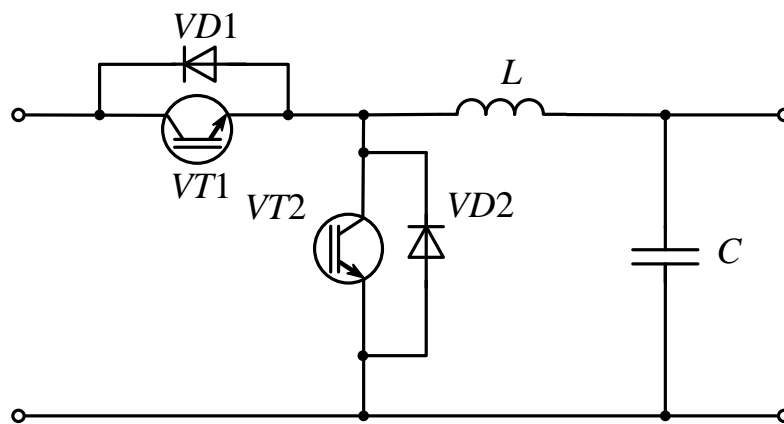


Рисунок 2 – Схема вхідного оборотного широтно-імпульсного перетворювача із знакозмінним струмом

Номінальний вихідний струм перетворювача

$$I_{dн} = \frac{P_{dн}}{U_{dн}}, \quad (2.27)$$

де  $P_{dн}$  – номінальна активна вихідна потужність вхідного перетворювача, яка визначається через потужність навантаження згідно з (2.12);

$U_{dн}$  – номінальна вихідна напруга перетворювача.



Мінімально необхідні параметри напівпровідникових приладів основного комутатора (окремих *IGBT* і діодів) або силових модулів визначаються за струмом  $I_{dH}$  та напругою тягової мережі  $U_{жм}$  (максимальна напруга живлення).

Частота ШІМ вхідного перетворювача (частота перемикачів силових ключів):

$$f_{\Pi} = \frac{U_{жм}}{8Lk_{\Pi}I_{dH}}, \quad (2.28)$$

де  $L$  – індуктивність дроселя (реактора) вихідного фільтра ШІП;  
 $k_{\Pi} = 0,05$  – допустимий коефіцієнт пульсацій вихідного струму.

З урахуванням рекомендованої частоти перемикачів ключів на базі *IGBT* визначається індуктивність дроселя фільтра за рівнянням (2.28).

Розрахункові середні значення струмів *IGBT* і діодів силових ключів оборотного ШІП:

$$I_V = \tau I_{dH}; \quad I_D = (1 - \tau) I_{dH}, \quad (2.29)$$

де  $\tau$  – коефіцієнт заповнення, що змінюється від нуля до одиниці.

Необхідно визначити, що є для цього приладу найгіршим: для  $\tau$  прийняти значення  $\tau = 0$  для одиночного діода та  $\tau = 1$  для одиночного керованого транзисторного ключа; для модуля «чоппера», що містить транзисторний ключ і діод в одному корпусі,  $\tau = 1$ .

Якщо не застосовані пристрої комутаційного захисту, то керовані ключі в ШІП працюють з примусовою комутацією як при увімкненні, так і при вимиканні. У такому випадку слід прийняти значення комутованої напруги і струму

$$U_k = U_{жм}; \quad I_k = I_{dH}.$$

Вибираємо типи напівпровідникових приладів, які слід застосувати в силових ключах ШІП. При цьому слід використовувати раніше наведені рекомендації щодо

раціонального вибору приладів та можливого паралельного або послідовного їх з'єднання.

Діюче значення пульсаційної складової струму живлення з частотою ШІМ, яке визначається для розрахунку вхідного фільтра ШІП, становить

$$I_{жш} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{I_{dH}}{2}. \quad (2.30)$$

## 2.4 Тепловий розрахунок ключів перетворювачів

Теплові втрати потужності у напівпровідникових приладах силових ключів складаються із втрат у провідному стані, втрат у непровідному стані та комутаційних втрат. Втрати у непровідному стані, як правило, не враховують, бо вони відносно інших не значні.

Втрати потужності в провідному стані (статичні втрати) транзистора:

$$P_{on} = I'_V \cdot \Delta U_V, \quad (2.31)$$

де  $I'_V$  – середнє значення струму одного *IGBT* або діода силових ключів перетворювача;

$\Delta U_V$  – падіння напруги на приладі у провідному стані.

При паралельному увімкненні  $n$  *IGBT* або діодів силових ключів перетворювача спрощено для розрахунку за рівнянням (2.31) визначаємо середнє значення струму одного напівпровідникового приладу:

$$I'_V = \frac{I_V}{n}.$$

Комутаційні (динамічні) втрати в напівпровідниковому приладі ключа кожного перетворювача визначаємо у два етапи:

$$E_k = \frac{1}{2} U_k \cdot I_k \cdot t_k, \quad (2.32)$$

де  $U_k, I_k$  – комутувана напруга та струм;

$t_k$  – час комутації, який визначають сумою часу увімкнення і вимикання;

$f_{\Pi}$  – частота перемикачів напівпровідникового приладу;

$E_k$  – енергія комутації, яка виділяється у вигляді тепла у напівпровідниковому приладі за один період перемикачів.

$$P_k = E_k \cdot f_{\Pi}. \quad (2.33)$$

Комутаційні втрати в напівпровідниковому приладі ключа вважають припустимими, якщо вони перевищують статичні не більше ніж удвічі. У протилежному випадку необхідно застосувати пристрої комутаційного захисту, які дають змогу знизити динамічні втрати у кілька разів.

Внутрішній перепад температури у приладі:

$$\Delta\tau = R_{\text{вв}}(P_{\text{он}} + P_k), \quad (2.34)$$

де  $R_{\text{вв}}$  – внутрішній тепловий опір приладу.

Допустимий перегрів поверхні радіатора-охолоджувача:

$$\tau_{\Pi} = T_{j\text{max}} - T_0 - \Delta\tau, \quad (2.35)$$

де  $T_{j\text{max}} = 150^{\circ}\text{C}$  – максимально допустима температура кристалу для кремнієвих транзисторів, якими є *IGBT*;

$T_0$  – максимальна температура навколишнього середовища.

Тепловий опір радіатора-охолоджувача не повинен перевищувати значення

$$R_t = \frac{\tau_{\Pi}}{P_{\text{он}} + P_k}. \quad (2.36)$$

Обираємо охолоджувач, указуючи тип та його параметри. Якщо не вдається підібрати радіатор-охолоджувач за тепловим опором із уніфікованого ряду, то застосовують спеціально

розроблений. Він повинен мати поверхню охолодження  $\Pi$ , яку визначають із залежності

$$R_t = \frac{1}{\alpha \Pi}, \quad (2.37)$$

де  $\alpha$  – коефіцієнт тепловіддачі, що залежить від охолоджувального агента і швидкості його руху, наприклад, при природному повітряному охолодженні  $\alpha = 12 \text{ Вт/м}^2\text{°С}$ , а при швидкості охолоджувального повітря 6 м/с величина  $\alpha$  збільшується втричі.

## 2.5 Розрахунок фільтрів

Оскільки перетворювач є для фільтра джерелом струму гармонік пульсацій  $I_{\text{гш}}$  (діюче значення, яке визначене раніше), то фільтр відносно перетворювача повинен починатися з паралельної ємності, як це показано на рисунку 3.

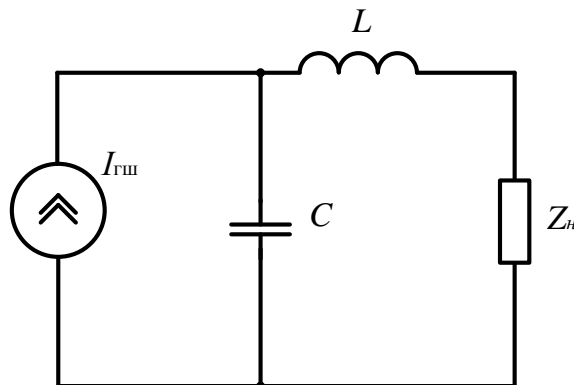


Рисунок 3 – Еквівалентна схема фільтра

Ємність фільтра  $C$  знаходимо за допустимою напругою гармоніки  $U_{\text{гш}}$  з частотою ШІМ на навантаженні. Вважаючи, що весь струм  $I_{\text{гш}}$  йде в конденсатор, отримаємо рівняння

$$\omega C = \frac{I_{\text{гш}}}{U_{\text{гш}}}, \quad (2.38)$$

де  $\omega$  – частота фільтрованої гармоніки.

Допустима напруга гармоніки  $U_{\text{гш}}$  на навантаженні визначається через заданий коефіцієнт пульсацій напруги  $k_{\text{пу}}$ :

$$U_{\text{гш}} = k_{\text{пу}} U_d. \quad (2.39)$$

Оскільки опір навантаження фільтра малий, то його необхідно підвищити введенням у схему фільтра послідовного дроселя  $L$ . Вважаючи, що вся напруга  $U_{\text{гш}}$  прикладена до дроселя, отримуємо необхідну індуктивність фільтра з такої умови:

$$\omega L = \frac{U_{\text{гш}}}{I_{\text{нг}}}, \quad (2.40)$$

де  $I_{\text{нг}}$  – допустимий вміст фільтрованої гармоніки в струмі навантаження.

Гармоніка в струмі навантаження  $I_{\text{нг}}$  визначається за допустимим коефіцієнтом пульсації струму  $k_{\text{пі}}$

$$\sqrt{2}I_{\text{нг}} = k_{\text{пі}}I_n, \quad (2.41)$$

де  $I_n$  – постійна складова струму навантаження.

Для фільтра (рисунок 3) величина  $U_{\text{гш}}$  є проміжною і тому може варіюватися в достатньо широких межах. Чим більша величина  $U_{\text{гш}}$ , тим менша буде ємність фільтра і більша індуктивність. При невисоких вимогах до згладжування пульсацій струму в навантаженні, наприклад, якщо навантаженням є бортова мережа, задаються зазвичай значеннями  $k_{\text{пі}}$  близько 0,05. При високих вимогах, характерних для контактних мереж, слід приймати ці величини в межах 0,01÷0,02, бо інакше дросель фільтра вийде дуже важким.

## 2.6 Розрахунок конструкції дроселів фільтрів

Для фільтрового дроселя (реактора) постійного струму заздалегідь відомо, що допустима індукція визначається за умовами насичення, а не за умовами нагріву.

Амплітуда індукції, допустима за умовами насичення:

$$B_m = \frac{B_s}{1,2 \div 1,5}, \quad (2.42)$$

де  $B_s = 2,0$  Тл – індукція насичення магнітопроводу, виготовленого із листів холоднокатаної електротехнічної сталі.

За базисний розмір для розрахунку геометричних розмірів приймається ширина стержня осердя  $a$ , яка визначається за рівнянням

$$a = \left( \frac{k_a}{B_m k_j F_c^* F_B^*} \right)^{\frac{2}{7}}, \quad (2.43)$$

де  $F_c^*$ ,  $F_B^*$  – відносні значення площі перерізу осердя та площі вікна магнітопроводу, які наведені в таблиці 1. Для стержневого осердя вони відповідно становлять 1,5 та 4,2.

Таблиця 1

| Тип осердя                | Геометричні характеристики |           |           |         |         |           |           |         |         |
|---------------------------|----------------------------|-----------|-----------|---------|---------|-----------|-----------|---------|---------|
|                           | $c^*=c/a$                  | $h^*=h/a$ | $v^*=v/a$ | $F_c^*$ | $F_B^*$ | $\Pi_c^*$ | $\Pi_k^*$ | $V_c^*$ | $V_k^*$ |
| Стержневий<br>(П-подібн.) | 1,2                        | 3,5       | 1,5       | 1,5     | 4,2     | 24        | 60        | 19      | 29      |
| Броневий<br>(Ш-подібн.)   | 0,8                        | 2         | 1,5       | 1,5     | 1,6     | 30        | 19        | 10,7    | 12      |

$$k_j = \sqrt{\frac{\alpha \cdot \tau_n \cdot \Pi_k^*}{\rho \cdot V_k^* k_k}}, \quad (2.44)$$

де  $\alpha$  – коефіцієнт тепловіддачі;

$\tau_n$  – допустимий перегрів поверхні котушки (для ізоляції витків обмотки класу А  $\tau_n = 50$  °С);

$\Pi_k^*$  – відносний розмір поверхні охолодження котушки;

$\rho$  – питомий електричний опір провідникового матеріалу (при 70 °С для міді  $\rho = 2,1 \cdot 10^{-8}$  Ом·м);

$V_k^*$  – відносний об'єм котушки;

$k_k$  – коефіцієнт заповнення котушки (приймаємо 0,3 для круглого та 0,5 для прямокутного перерізу провідника).

$$k_a = \frac{I\psi_m}{k_k}, \quad (2.45)$$

де  $\psi_m$  – амплітуда потокозчеплення, яка може визначатися як добуток амплітудного значення струму та індуктивності дроселя.

За базисним розміром  $a$  визначаємо основні розміри дроселя, наприклад:

$$c = c^* \cdot a; \quad h = h^* \cdot a; \quad F_c = F_c^* \cdot a^2 \quad V_k = V_k^* \cdot a^3, \quad (2.46)$$

та заносимо до таблиці, виконаної за формою таблиці 1.

Кількість витків обмотки

$$W = \frac{\psi_m}{F_c \cdot B_m}. \quad (2.47)$$

Задана індуктивність дроселя забезпечується введенням немагнітного зазора в осердя. Товщина немагнітного зазора

$$\delta = \frac{\mu_0 \cdot W^2 \cdot F_c}{2L}, \quad (2.48)$$

де  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  Гн/м – магнітна проникність зазора;

$L$  – індуктивність дроселя фільтра.

### 3 РОЗРАХУНОК ПЕРЕТВОРЮВАЧА БОРТОВОЇ СИСТЕМИ ЖИВЛЕННЯ

Перетворювач бортової системи ЕРС постійного струму з вхідним напівмостовим інвертором напруги має схему, зображену на рисунку 4.

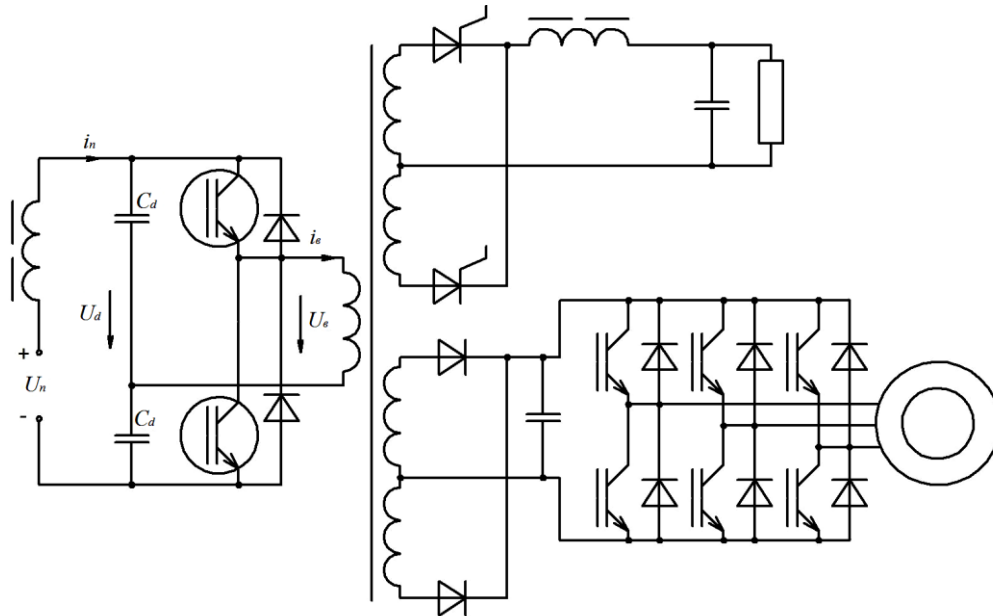


Рисунок 4 – Перетворювач бортової системи живлення електрорухомого складу постійного струму

Вхідний напівмостовий інвертор напруги перетворює енергію постійного струму з мережі в енергію змінного струму підвищеної частоти, яка через роздільний знижувальний трансформатор подається на входи випрямлячів вихідних блоків. Перший із них живить через фільтр бортову мережу напругою постійного струму 50 або 110 В, другий – трифазний інвертор для асинхронних двигунів допоміжного привода.

Розраховуємо середнє значення вихідної напруги напівмостового інвертора:

$$U_B = \frac{1}{2} \eta \cdot U_{\text{пmin}}, \quad (3.1)$$

де  $U_{\text{пmin}}$  – мінімально допустиме значення напруги живлення ( $U_{\text{пmin}} = 2100 \text{ В}$ );



$\eta$  – очікуване значення ККД перетворювача,  $\eta = 0,9 \div 0,95$ .

Найбільше діюче значення вихідного струму напівмостового інвертора:

$$I_B = \frac{P_H}{U_{\text{пmin}} \cdot \eta}, \quad (3.2)$$

де  $P_H$  – номінальна потужність навантаження напівмостового інвертора.

Розраховуємо номінальну потужність навантаження напівмостового інвертора:

$$P_H = P_K + P_B + P_M, \quad (3.3)$$

де  $P_K, P_B, P_M$  – номінальна потужність двигунів компресора і вентилятора та бортової мережі.

За формулою (3.2) визначаємо найбільше діюче значення вихідного струму напівмостового інвертора.

Розраховуємо найбільший вхідний струм інвертора:

$$I_{\text{п}} = 2I_B. \quad (3.4)$$

Розраховуємо середній струм напівпровідникового транзисторного ключа в напівмостовому інверторі:

$$I_{VT} = \frac{I_{\text{п}}}{2}. \quad (3.5)$$

Розраховуємо амплітудний струм напівпровідникового ключа в напівмостовому інверторі:

$$I_{VTm} = I_B. \quad (3.6)$$

Керовані прилади працюють з примусовою комутацією при ввімкненні та вимкненні. При цьому

$$U_k = U_{\text{пmax}}, \quad I_k = I_{\text{VTm}}.$$

Розраховуємо необхідну ємність конденсатора вхідного подільника:

$$C_d = \frac{I_B \cdot T}{4k_{\text{пу}} \cdot U_{\text{пном}}}, \quad (3.7)$$

де  $k_{\text{пу}}$  – коефіцієнт пульсацій вхідної напруги ( $k_{\text{пу}} = 0,04$ );

$T$  – період проміжної ланки змінного струму, який залежить від використовуваного магнітного матеріалу осердя трансформатора та типу напівпровідникових приладів ключів інвертора.

Розраховуємо найменший коефіцієнт заповнення в напівмостовому інверторі:

$$\tau_{\text{min}} = \frac{U_{\text{пmin}}}{U_{\text{пmax}}}. \quad (3.8)$$

Визначаємо другу гармоніку вхідного струму напівмостового інвертора:

$$I_{\text{п2m}} = \frac{2}{\pi} \cdot I_{\text{п}} \cdot \sin \pi \tau_m, \quad (3.9)$$

вона б протікала в колі джерела живлення при відсутності дроселя вхідного фільтра.

Розраховуємо еквівалентну ємність вхідного фільтра по відношенню до вищих гармонік вхідного струму:

$$C_{\text{декв}} = \frac{C_d}{2}. \quad (3.10)$$

Розраховуємо пульсації вхідної напруги з частотою другої гармоніки:

$$U_{d2m} = I_{п2m} \frac{1}{2\pi(2f) \cdot C_{декв}}. \quad (3.11)$$

За отриманими результатами розрахунку основних параметрів вибираємо напівпровідникові прилади для реалізації ключів вхідного напівмостового інвертора.

Для бортової системи живлення ЕРС змінного струму використовують напругу вторинної обмотки тягового трансформатора, яка призначена для живлення власних потреб. Слід виконати розрахунок вхідного випрямляча струму з ШІМ за пунктом 2.2, який буде забезпечувати живлення напругою постійного струму вихідні блоки, що виконують функції подібно до бортової системи живлення ЕРС постійного струму.

Необхідно також виконати розрахунок трифазного інвертора напруги для живлення асинхронних двигунів допоміжного привода за методикою, розглянутою в пункті 2.1.

## СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1 Статичні перетворювачі тягового рухомого складу [Текст]: навч. посібник / Ю. П. Гончаров, М. В. Панасенко, О. І. Семененко, М. В. Хворост. – Харків: НТУ "ХПІ", 2007. – 192 с.

2 Електроніка і мікросхемотехніка [Текст]: підручник: В 4-х т. Т.1. Елементна база електронних пристроїв / В. І. Сенько, М. В. Панасенко, М. М. Юрченко [та ін.]; За ред. В. І. Сенька. – К.: Обереги, 2000. – 300 с.

3 Перетворювальна техніка [Текст]: підручник / Ю. П. Гончаров, О. В. Будьонний, В.Т. Морозов [та ін.]; за ред. В. С. Руденка.– Харків: Фоліо, 2000. – Ч. 2. – 360 с.

4 Бурков, А. Т. Электронная техника и преобразователи [Текст]: учебн. для вузов ж.-д. трансп. / А. Т. Бурков. – М.: Транспорт, 1999. – 464 с.

## ДОДАТОК А

### ЗАВДАННЯ НА КУРСОВУ РОБОТУ З ДИСЦИПЛІНИ «ТЯГОВІ СТАТИЧНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ»

Студента \_\_\_\_\_

Групи \_\_\_\_\_

Тема курсової роботи: Модернізація тягового електропривода електро\_\_\_\_\_ з асинхронними двигунами.

Вихідні параметри:

- 1 Рід струму мережі живлення – постійний (змінний).
- 2 Номінальна напруга мережі живлення, В –
- 3 Максимальна/мінімальна напруга мережі живлення, В –
- 4 Номінальна потужність ТЕД, кВт –
- 5 Номінальна напруга живлення ТЕД, В –
- 6 Коефіцієнт пульсацій вхідної напруги, в.о. –
- 7 Коефіцієнт пульсацій вхідного струму, в.о. –

#### ПЕРЕЛІК ПИТАНЬ, ЯКІ ПІДЛЯГАЮТЬ РОЗРОБЛЕННЮ

- 1 Вступ
- 2 Силова схема тягового перетворювача
- 3 Визначення основних параметрів силової схеми
- 4 Вибір силових ключів та їх тепловий розрахунок
- 5 Розрахунок силових фільтрів
- 6 Розрахунок перетворювача бортової системи живлення

Керівник: \_\_\_\_\_

Дата видачі завдання \_\_\_\_\_

