

Шифр «Силовий перетворювач»

ПІДВИЩЕННЯ КОЕФІЦІЄНТУ КОРИСНОЇ ДІЇ СИЛОВОГО
НАПІВПРОВІДНИКОВОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ
ТРАНСПОРТНОГО ЗАСОБУ.

Харків 2021

РЕФЕРАТ

У конкурсній роботі на тему «ПІДВИЩЕННЯ КОЕФІЦІЄНТУ КОРИСНОЇ ДІЇ СИЛОВОГО НАПІВПРОВІДНИКОВОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ ТРАНСПОРТНОГО ЗАСОБУ» розглянуте питання підвищення коефіцієнту корисної дії силового напівпровідникового перетворювача з широтно-імпульсною модуляцією силових ключів за рахунок підбору сучасної елементної бази нового покоління яка має зниженні показники втрат як в статичному так і в динамічному режимах роботи.

У роботі представлено результати досліджень роботи силового перетворювача збудованого на базі транзисторів, при різних методах широтно-імпульсної модуляції, проведено аналіз існуючих напівпровідникових приборів і дано рекомендації що до використання конкретних транзисторних модулів.

Дано приклад розрахунку силових елементів принципової схеми перетворювача тягових електроприводів.

Загальний обсяг роботи сторінок, 25.

Список літератури 9

КЛЮЧОВІ СЛОВА: Тяговий електропривод, силовий напівпровідниковий перетворювач, широтно-імпульсна модуляція , транзисторні модулі.

ЗМІСТ

ВСТУП	4
1.ТЯГОВИЙ ЕЛЕКТРОПРИВОД ВАГОНУ ТРАМВАЮ	6
2. СИЛОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ.	12
2.1. Схеми широтно-імпульсних перетворювачів	12
2.2. Характеристики ШІП при реальних параметрах елементів	18
2.3. Переваги і недоліки широтно-імпульсних перетворювачів	22
3. СИЛОВІ ТРАНЗИСТОРИ	23
3.1 Розрахунок параметрів силових елементів перетворювача	23
3.2 Вибір транзистора для поліпшення ККД силового перетворювача	26
ВИСНОВОК.....	32
СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ.....	33

ВСТУП

У останні декілька років в розвинених країнах Європи і Азії намітилася стійка тенденція до розширення ролі громадського транспорту у великих містах. Зростання числа особистих автомобілів привело до повсюдного виникнення проблеми вуличних заторів, простої автомобілів в заторах різко погіршили екологічну обстановку, оскільки двигуни автомобілів в цьому випадку працюють в неекономічному режимі, що істотно погіршує умови згорання палива і призводить до збільшення загазованості міст. У зв'язку з цим міські адміністрації практично усіх порівняно великих міст Європи знову звернулися до розвитку громадського транспорту, особливо електричного (трамваїв і тролейбусів), як найбільш екологічного виду.

Трамваї в порівнянні з тролейбусами мають ряд переваг : менший опір руху обумовлює меншу витрату енергії на тягу; можливість використання як другого дроту направляючих рейок обумовлює те, що менше, що захащується вуличного простору складною контактною мережею і дозволяє трамваям переміщатися з великими середніми швидкостями.

Сучасні трамваї повинні відповідати ряду дуже жорстких вимог, найважливішими з яких є комфорт і безпека проїзду пасажирів, низьке енергоспоживання і малий рівень шуму, висока маневреність, яка визначається малим радіусом кривих ділянок шляху, прохідних трамвайним поїздом. Відповідність трамваїв, що розробляються, цим вимогам значною мірою визначається технічними рішеннями, закладеними при розробці тягового приводу.

Найбільш перспективним з точки зору забезпечення комфорту пасажирів у поєднанні з низьким енергоспоживанням слід рахувати тяговий привід на основі транзисторного електроприводу з асинхронним електродвигуном. Проте наявність великого парку трамвая з тягою на постійному струмі дає перспективу по модернізації існуючих електроприводів трамвая по системі широтно-імпульсний транзисторний перетворювач - двигун постійного струму послідовного збудження.

1.ТЯГОВИЙ ЕЛЕКТРОПРИВОД ВАГОНУ ТРАМВАЮ

Загальний опис електроприводу

Трамвай є самохідним вагоном типу залізничного, пристосованим для міських умов (наприклад, крутих поворотів, малого габариту і т. д.). Трамвай може слідувати як по виділеній смузі руху, так і по шляхах, укладених на вулицях. Тому трамваї обладналися сигналами повороту, гальмівними вогнями і іншими засобами сигналізації, характерними для автомобільного транспорту.

Кузов сучасних трамвайних вагонів є, як правило, суцільнометалевою конструкцією, і складається з рами, каркаса, даху, зовнішнього і внутрішнього обшивок, підлоги, дверей. У плані кузов зазвичай має звужену до кінців форму, що забезпечує вільне проходження вагоном кривих. Елементи кузова з'єднуються між собою шляхом зварювання, клепки, а також гвинтовим і клейовим способом.

Кузов сучасних трамвайних вагонів є, як правило, суцільнометалевою конструкцією, і складається з рами, каркаса, даху, зовнішнього і внутрішнього обшивок, підлоги, дверей. У плані кузов зазвичай має звужену до кінців форму, що забезпечує вільне проходження вагоном кривих. Елементи кузова з'єднуються між собою шляхом зварювання, клепки, а також гвинтовим і клейовим способом. У трамваях ранніх конструкцій широтно використовувалася деревина, як в елементах каркаса, так і в елементах обробки.

Останнім часом в обробці широтно використовується пластик.

Більшість трамвайних вагонів нині мають двовісні поворотні візки, застосування яких обумовлене необхідністю плавного вписування вагону в криві і забезпечення спокійного ходу на прямих ділянках при значних швидкостях руху. Поворот візків здійснюється за допомогою пятника, встановленого на шкворневих балках кузова і візка. По конструкції частини візка, що несе, підрозділяються на рамні і мостові. Нині застосовуються головним чином бруківки.

Відстань між осями колісних пар у візку - база візка - зазвичай складає 1900-1940 мм. Колісні пари сприймають і передають навантаження від ваги вагону і пасажирів, при русі здійснюють контакт з рейками, направляють рух

вагону. Кожна колісна пара складається з осі і напресованих на неї двох коліс. По конструкції колісного центру розрізняють колісні пари з жорсткими колесами, що покриваються гумою. Пасажирські вагони з метою зменшення шуму при русі обладналися колісними парами з колесами, що покривалися гумою.

Водій за допомогою важеля, сполученого з контактами, безпосередньо комутує опір в електричних ланцюгах ротора і обмоток ТД. Непряма неавтоматична реостатно-контакторна система управління - в цій системі водій за допомогою педалі або важеля контролера здійснював комутацію низьковольтних електричних сигналів, якими управлялися високовольтні контактори. Непряма автоматична РКСУ - в ній замиканням і розмиканням контакторів управляє спеціальний серводвигуна.

Динаміка розгону і гальмування визначається заздалегідь заданою тимчасовою послідовністю в конструкції РКСУ. Вузол комутації силового ланцюга у зборі з пристроєм-посередником інакше називається контролером. У простому випадку регулювання струму через двигун здійснюється за допомогою потужних опорів, які підключають послідовно з двигуном дискретно.

Імпульсна тиристорна система управління (ТІСУ) - СУ на базі потужних тиристорів, в якій необхідний за величиною струм створюється не комутацією опорів в ланцюзі двигуна, а за допомогою формування тимчасової послідовності струмових імпульсів заданої частоти і шпаруватості (Широтно-імпульсна модуляція). Змінюючи ці параметри, можна змінювати той, що середній, що протікає через ТЭД струм, а отже і управляти його моментом, що обертає.

Перевагою перед РКСУ є більший коефіцієнт корисної дії, оскільки в ній зведені до мінімуму теплові втрати в пускових опорах силового ланцюга, але гальмування ця СУ забезпечує, як правило, тільки електродинамічне. Електронна система управління (транзисторна СУ) асинхронним ТЭД. Одно з економічних по витраті електроенергії і сучасних рішень.

Тяговий двигун ТЕ-022

Перетворення електричної енергії постійного струму в механічну роботу, необхідну для руху на вагонах Т- 3, здійснюється чотирма тяговими двигунами

ТЕ- 022 з послідовним збудженням. Ці ж двигуни використовують для перетворення механічної енергії в електричну в режимі реостатного гальмування.

Двигуни ТЕ- 022 вагони Т- 3 істотно відрізняються від тягових двигунів, встановлених на вітчизняних вагонах. Вони виконані з примусовою вентиляцією, що здійснюється вентиляторами двигун-генератор. Двигуни мають низьку підвіску (на відстані 110 мм від рівня рейки). Тому їх ізоляція може частіше піддаватися всіляким ушкодженням із-за попадання всередину остову води, снігу, пилу і інших часток. У експлуатації найчастіше ушкоджується ізоляція обмоток додаткових полюсів і лобових частин обмотки якоря.

Повітря, що засмоктується вентиляторами двигун-генератор, містить сніг, краплі дощу, пилу, що також призводить до передчасного виходу з ладу ізоляції обмоток і викликає ушкодження колектора і щіткового механізму.

Тяговий двигун складається з остову 4 (рисунок 1.1.), чотирьох головних 10 і чотирьох додаткових 9 полюсів, якорі 5, двох підшипникових щитів 1 і 6 з підшипниковими вузлами, чотирьох щіткотримачів 3, встановлених на двох кронштейнах 2, фланця 8 із запобіжною гайкою і двох колекторних кришок 11.

Тяговий двигун має наступні технічні дані:

Годинний режим:

Потужність45кВт

Струм150 А

К. К. Д.91

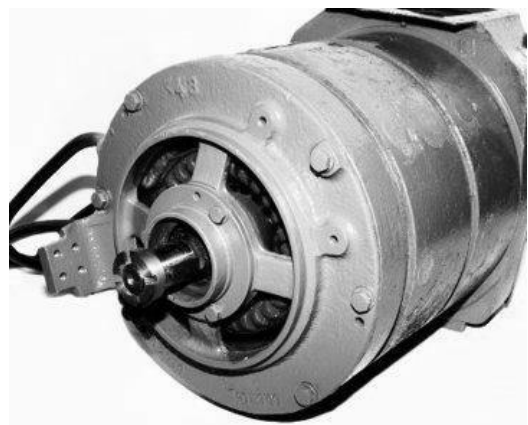
Частота обертання 1750 про/мін

Номінальна напруга 300 В

Опір обмоток при $t = 20^{\circ} \text{C}$:

Якорь0,0545

Ом



головних полюсів.....	0,026 Ом	Рисунок 1. Зовнішній вигляд тягового двигуна ТЕ-022
додаткових полюсів	0.0245 Ом	
Загальний опір двигуна..	0,1050 Ом "	
Клас ізоляції обмоток	В	
Електрична міцність ізоляції обмоток	600	
В		
Опір ізоляції обмоток по відношенню до корпусу для нагрітих обмоток не менше	0,64 МОм	
Витрата охолоджувального повітря.....	7,5	
м3/мін		
Маса двигуна.....	320	
кг		

Електромеханічні характеристики тягового двигуна при напрузі на колекторі 300 В (рисунок 1.2) дають залежності моменту M , частоти обертання якоря n , що обертає, коефіцієнта корисної дії η від струму якоря I при повному збудженні і найбільшому послабленні збудження (при струмі головних полюсів, рівному 50% струму якоря).

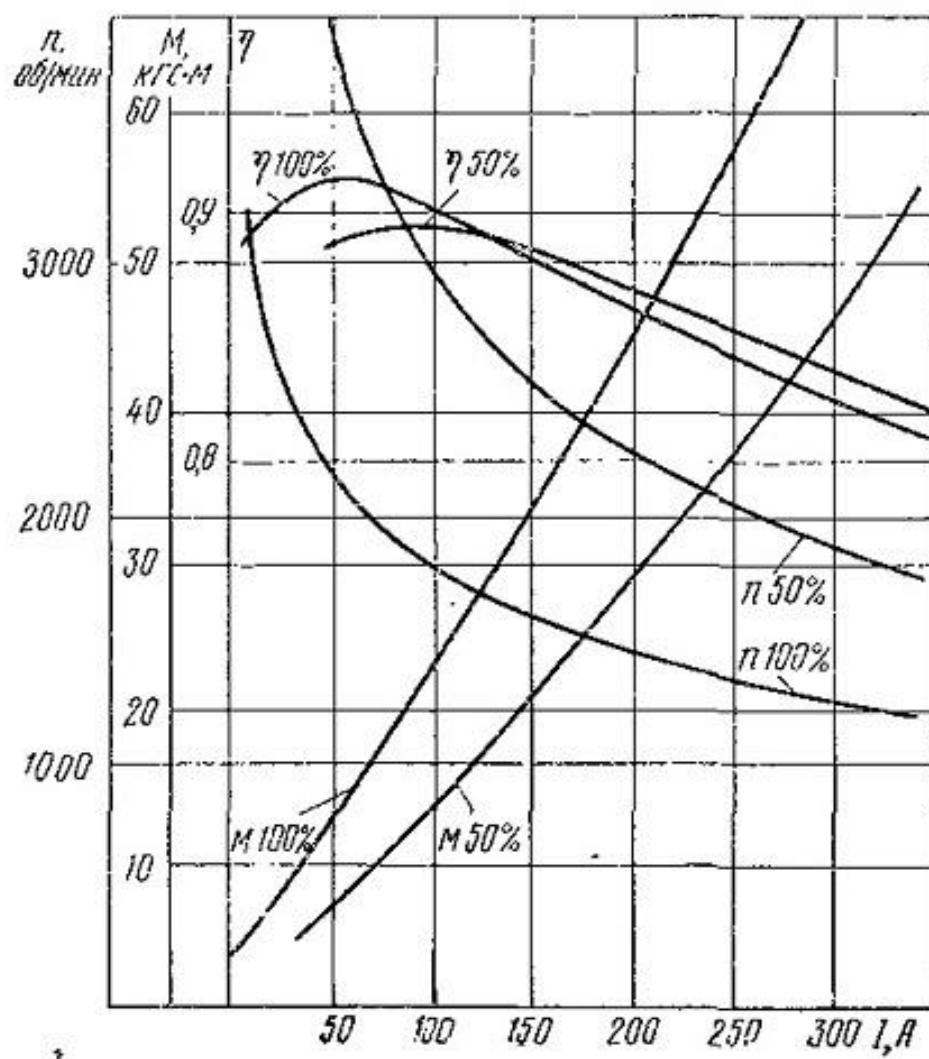


Рисунок 2. Електромеханічні характеристики електродвигуна

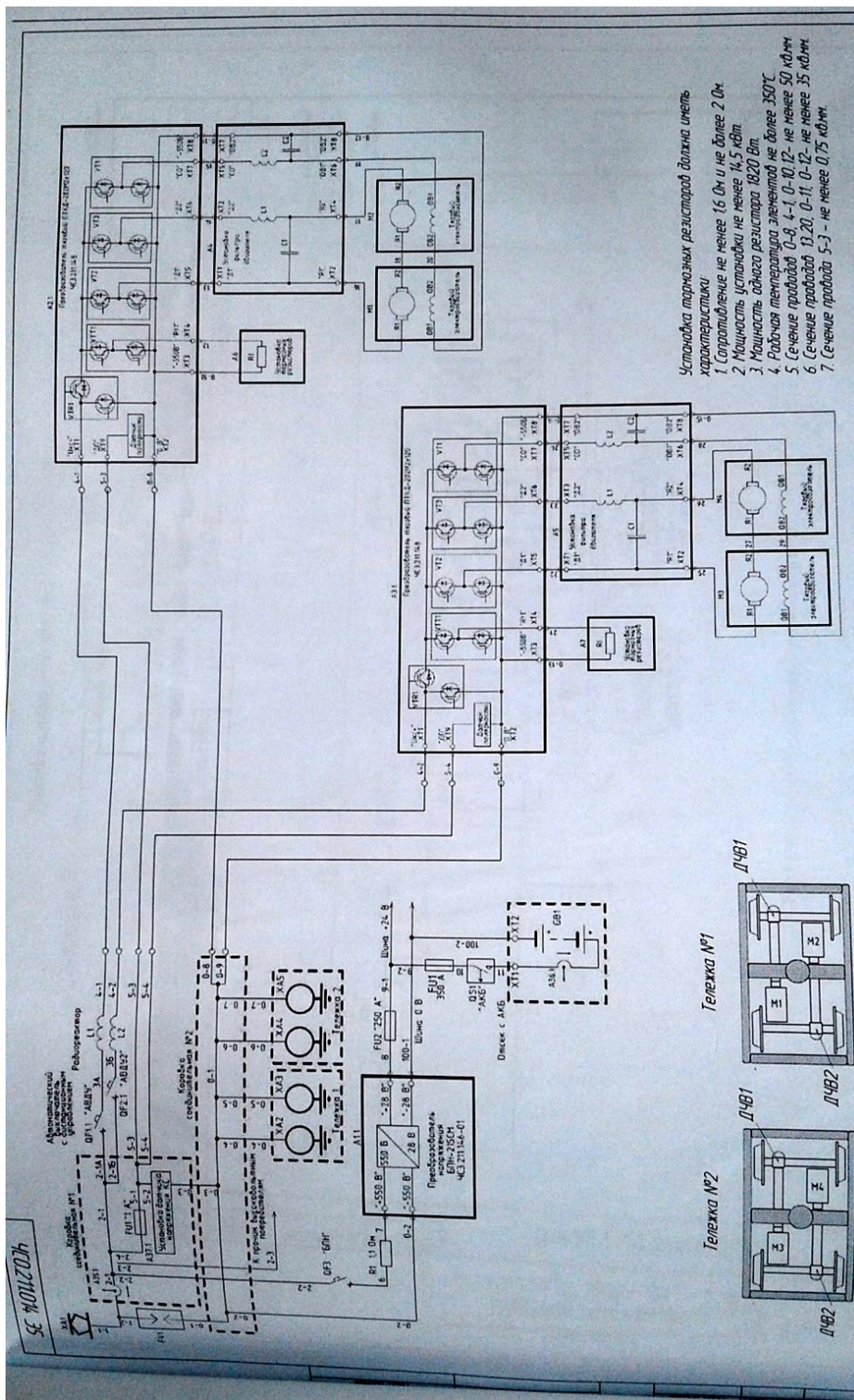


Рисунок - Схема силового ланцюга електроприводу

2. СИЛОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ

2.1. Схеми широтно-імпульсних перетворювачів

Строго кажучи, широтно-імпульсні перетворювачі постійної напруги перетворюють постійну напругу в імпульсну, середню значення якого (тобто його постійну складову, що виділяється в навантаженні фільтрами) можна регулювати. Вихідна напруга таких перетворювачів (до вихідного фільтру) може мати вигляд одно полярних або двох полярних імпульсів, як показано на рисунку. 2.1.а, б відповідно.

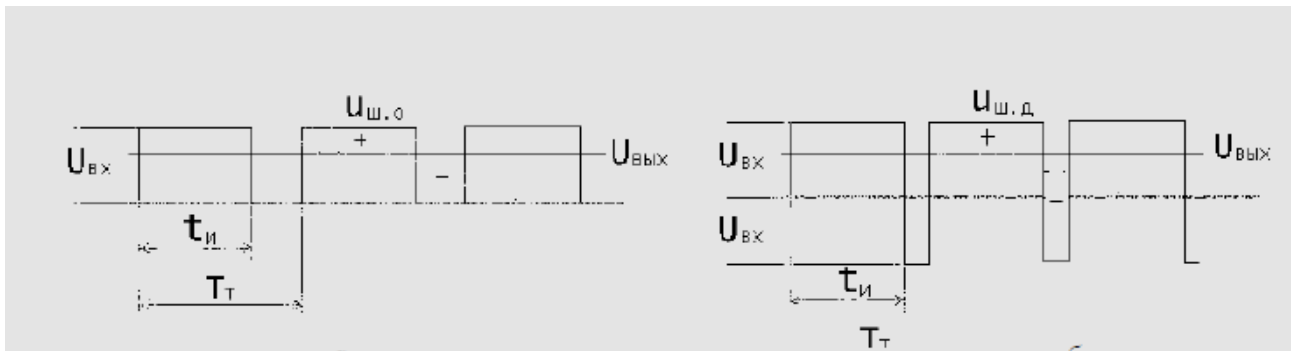


Рисунок 2.1

Частота дискретизації залежить від динамічних властивостей вентилів, на яких виконаний перетворювач. У зв'язку з постійною напругою на вході перетворювача природна комутація вентилів неможлива, що вимагає виконання його на вентилях з повним управлінням (тиристори, що замикаються, транзистори). GTO- тиристори допускають частоту перемикачів до 1 кГц, IGBT- транзистори - приблизно до 10 кГц, польові транзистори - приблизно до 1000 кГц і вище. Очевидно, що частота комутації визначає можливу швидкість регулювання параметрів перетвореної енергії.

Регульовальна характеристика широтно-імпульсного перетворювача постійної напруги показує залежність відносного середнього значення вихідної напруги (у долях середнього значення вхідного) перетворювача від відносної тривалості імпульсу напруги на виході перетворювача. Ця тривалість позитивного (негативного) імпульсу напруги визначається по відношенню до періоду дотримання імпульсів, що називається тривалістю такту T_T . З урахуванням рисунку 2.1.а, рівняння регульовальної характеристики широтно-

імпульсного перетворювача (ШП) з одно полярними імпульсами (одно полярна модуляція), що визначає міру регулювання середнього значення вихідної напруги.

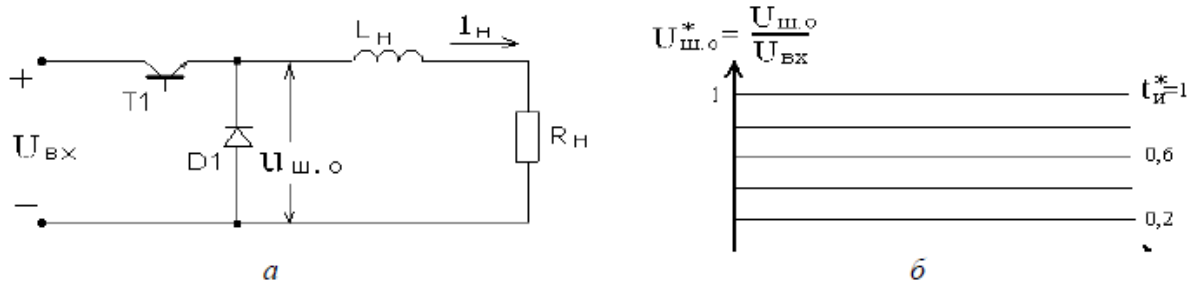


Рисунок 2.2

При одно полярній модуляції $0 \leq C_p < 1$, при двох полярній - $1 \leq C_p \leq 1$ тобто є можливість зміни знаку (реверсу) напруги на виході перетворювача.

Проста базова схема ШП показана на рисунку 2.2.а.

Форми напруги і струмів усіх елементів схеми приведені на рисунку 2.2.

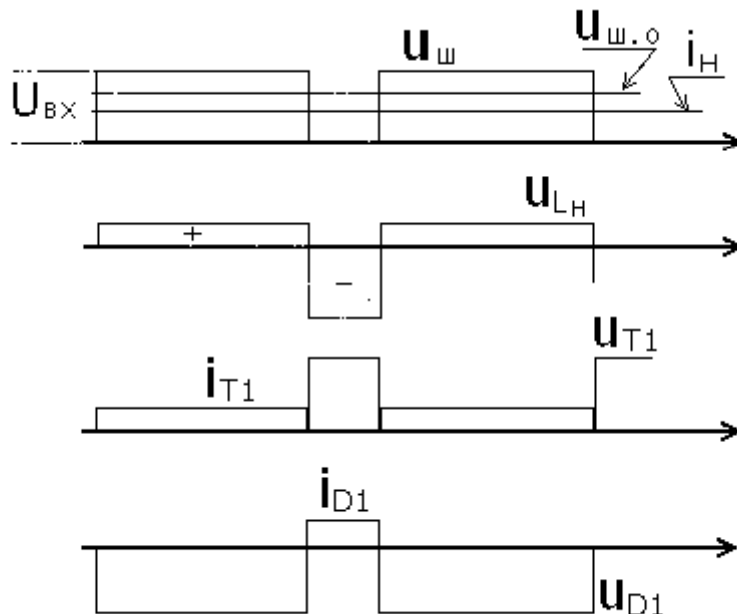


Рисунок 2.3

Тут послідовно по діаграмах представлені:

- напруга і струм на виході ШП при $L_H = \infty$;
- напруга на індуктивності навантаження (фільтру);
- струм через транзистор T1 і напруга на ній;
- струм через діод D1 і напруга на ній.

Робота вентилів в ШІМ має наступні особливості:

- нічим не обмежені швидкості наростання (скачки) струмів у вентилях;
- нічим не обмежені швидкості наростання прямої напруги на вентилях;
- відсутність на керованих вентилях зворотної напруги.

Перші дві особливості визначають високі динамічні втрати потужності у вентилях, оскільки реальні вентиля характеризуються кінцевими часом включення і виключення, що призводить до виділення піковою потужності втрат в цих процесах. Остання особливість підтверджує неможливість виконання ШІП на вентилях з неповним управлінням.

Щоб змінювати напрям (реверс) струму в навантаженні, потрібне доповнити схему простого ШІП на рисунку 2.2, а другим простим ШІП (Т2, D2) включеним зустрічно-паралельно навантаженню, як показано на рисунку 2.4, а.

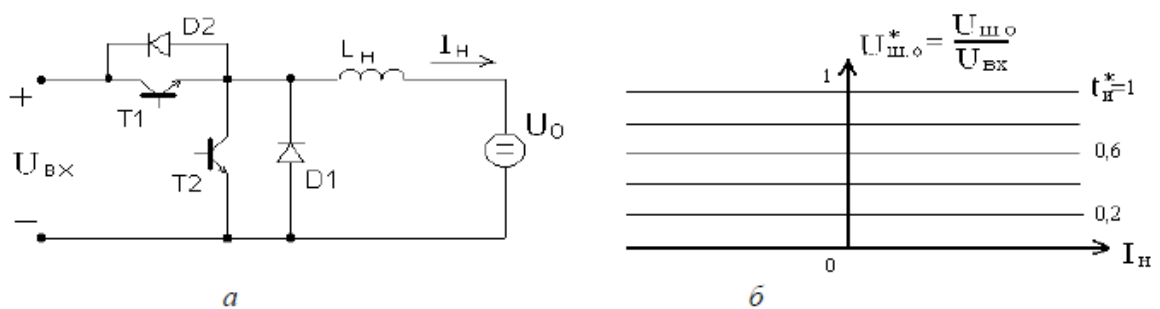


Рисунок 2.4

Та який перетворювач називатимемо реверсивним по струму ШІП.

При цьому, якщо навантаженням є проти ЕРС (наприклад, якірному ланцюгу машини постійного струму), то можливий її генераторний режим (віддача а не споживання енергії). Струм зворотного напрямку в проти ЕРС буде протікати через транзистор Т2 при його включенні і через діод D2 при вимкненому транзисторі Т2, передаючи енергію з проти ЕРС вихідного ланцюга у джерело вхідної напруги. Зовнішні характеристики такого ШІП вже розташовуватимуться в двох квадрантах, як показано на рисунку 2.4, б.

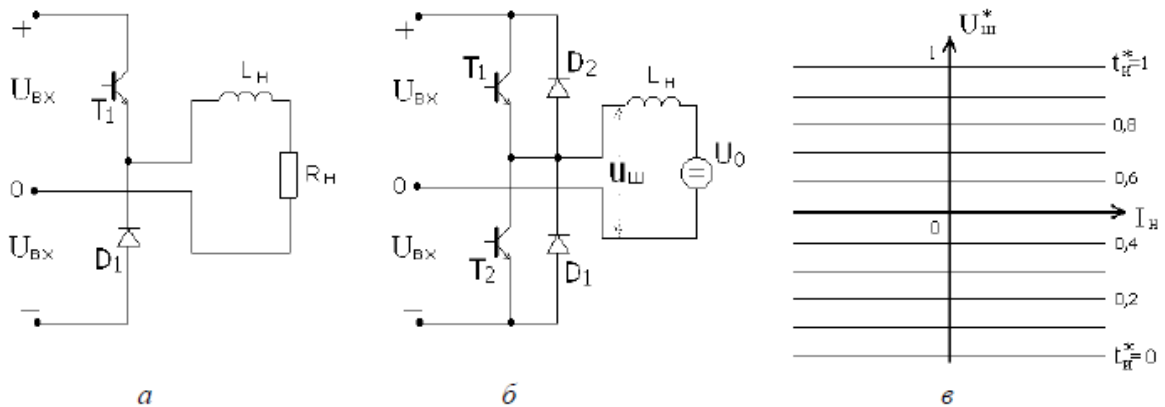


Рисунок 2.5

Схема ШПП на рисунку 2.5, а забезпечує двох полярну модуляцію з пасивним формуванням негативного імпульсу напруги на навантаженні.

Дійсно, при виключенні транзистора T_1 протікання струму в навантаженні, що містить індуктивність, забезпечується природним включенням діода D_1 за рахунок ЕРС самоіндукції індуктивності навантаження, прагнучого підтримати колишній напрям протікання струму в навантаженні до наступного включення транзистора T_1 .

Нарешті, схеми ШПП на рисунку 2.6, а, б є універсальними по способах широтно-імпульсної модуляції. Одно полярна модуляція в схемі на рисунку 2.6, а реалізується за рахунок включення на інтервалі паузи відповідного транзистора T_3 або T_4 , що виконує функції нульових вентилів при будь-якому напрямі струму в навантаженні. Будь-яка полярність імпульсу напруги на виході ШПП за мостовою схемою рисунку 2.6, б досягається включенням вентилів відповідної діагоналі моста (T_2, T_3 або T_1, T_4), а нульова пауза у вихідній напрузі - включенням вентилів однієї групи (катодною T_1, T_3 або анодною T_2, T_4). Це схеми реверсивних ШПП за напівмостовою схемою з нульовими вентилями - перша і за мостовою схемою - друга. Обидві схеми мають чотирьох квадрантні зовнішні характеристики. Остання обставина, що забезпечує отримання в навантаженні будь-якого чотирьох поєднань полярності напруги і струму, дозволяє формувати у ній і чисто змінний струм, розглядаючи його як постійний (однонаправлений) струм, що періодично дає реверс.

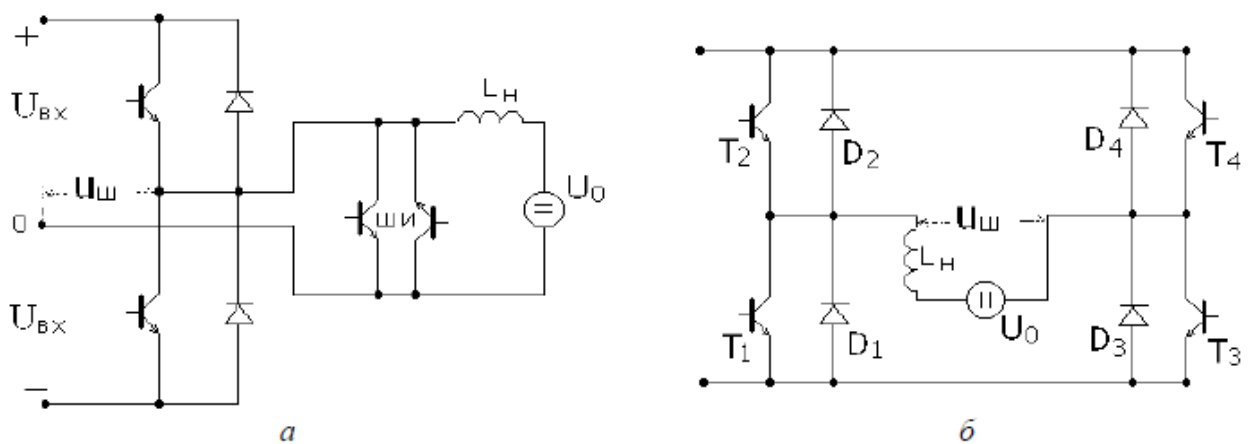


Рисунок 2.6

Електромагнітні параметри елементів ШПП через задані середні значення вихідної напруги і струму ШПП можна розрахувати з обліком простої форми тимчасових діаграм миттєвих значень напруги і струмів, побудованих для простої схеми ШПП.

Середнє значення струму транзистора:

$$I_T = I_H t_H^* \quad (2.1)$$

Діюче значення струму транзистора

$$I_{T.d} = I_H \sqrt{t_H^*} \quad (2.2)$$

Максимальне значення струму транзистора I_H .

Максимальна величина прямої напруги транзистора (зворотної напруги діода)

$$U_{e \max} = U_{BX} \quad (2.3)$$

Середнє значення струму нульового вентиля

$$I_D = I_H (1 - t_H^*) \quad (2.4)$$

Діюче значення струму нульового вентиля

$$I_{D.d} = I_H \sqrt{1 - t_H^*} \quad (2.5)$$

Відносний зміст діючого значення k - й вищої гармоніки в спектрі вихідної напруги ШП

Такий же відносний склад гармонік буде у вхідного струму ШП.

$$U_{\text{ш.}(k)}^* = \frac{U_{\text{ш.}(k)}}{U_{\text{н}}} = \frac{1}{U_{\text{н}}} \frac{1}{T_{\text{т}}} \frac{4}{\sqrt{2}} \int_0^{t_{\text{н}}^*/2} U_{\text{вх}} \cos k\omega_{\text{т}} t^* = \frac{1}{t_{\text{н}}^*} \frac{\sin k\omega_{\text{т}} \frac{t_{\text{н}}^*}{2}}{T_{\text{т}} \cdot k\omega_{\text{т}}} \cdot 2\sqrt{2} =$$

$$= \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{\sin k\omega_{\text{т}} \frac{t_{\text{н}}^*}{2}}{kt_{\text{н}}^*}. \quad (2.6)$$

Тоді інтегральні коефіцієнти гармонік вихідної напруги q - го порядку

$$\bar{K}_{\Gamma}^{(q)} = \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} \left(\frac{\sin k\omega_{\text{т}} \frac{t_{\text{н}}^*}{2}}{kk^q} \right)^2} \frac{2\sqrt{2}}{\pi t_{\text{н}}^*}. \quad (2.7)$$

2.2. Характеристики ШП при реальних параметрах елементів

На відмінність реальних характеристик ШП від характеристик, отриманих при ідеальних елементах, впливають:

- кінцівка значення індуктивності (фільтру) ланцюга навантаження $L_{\text{н}}$;
- кінцівка часу перемикання вентилів, помітна при високих частотах комунікації;
- кінцеве значення внутрішнього опору джерела вхідної напруги.

Проаналізуємо вплив вказаних реальних параметрів елементів ШП на їх основні характеристики.

Якість вихідного струму ШП у безперервному режимі. Знайдемо коефіцієнт гармонік вихідного струму ШП, визначальна додаткові втрати активної потужності в якорі машини постійного струму, яка живиться від ШП при необхідності регулювання її швидкості. Оскільки уся змінна складова вихідної напруги ШП виділяється на індуктивності ланцюга навантаження, як

показано на рисунок 2.3, запишемо диференціальне рівняння в методі АДУ2 для вищих гармонік струму навантаження :

$$L_{\text{н}} \frac{di_{\text{н.вг}}}{dt} = u_{\text{ш.вг}}. \quad (2.8)$$

Після його алгебраїзації отримаємо і коефіцієнт гармонік струму навантаження

$$I_{\text{н.вг}} = \frac{1}{L_{\text{н}}} \overline{U}_{\text{ш.вг}} = \frac{U_{\text{н}}}{\omega_{\text{т}} L_{\text{н}}} \overline{K}_{\text{г}} \quad (2.9)$$

Остання рівність записана з урахуванням еквівалентності заміни проти ЕРС відповідним активним опором, що допустимо при малих пульсаціях вихідного струму.

Таким чином, як і у випрямляча, якість вихідного струму у ШПП залежить від інтегрального коефіцієнта гармонік напруги першого порядку.

$$K_{\text{г.т}} = \frac{I_{\text{н.вг}}}{I_{\text{н}}} = \frac{U_{\text{н}}}{I_{\text{н}}} \frac{\overline{K}_{\text{г}}}{\omega_{\text{т}} L} = \frac{R_{\text{н}}}{\omega_{\text{т}} L} \overline{K}_{\text{г}}. \quad (2.10)$$

У загальному випадку фільтру порядок інтегрального коефіцієнта гармонік напруги в рішенні дорівнює різниці порядків лівою і правою частин диференціального рівняння.

$$U_{\text{вг}} = \frac{U_{\text{н}}}{LC\omega_{\text{т}}} \overline{K}_{\text{г}}^{(2)}, \quad (2.11)$$

Межа зони переривчастих струмів ШПП. Межу зони переривчастих струмів на зовнішніх характеристиках ШПИЛЬКУ можна визначити, якщо знайти середнє значення гранично-безперервного струму навантаження. При навантаженні на проти ЕРС уся пульсація вихідної напруги ШПП виділяється на індуктивності фільтру навантаження $L_{\text{н}}$, породжуючи в ній струм, що лінійно змінюється, середнє значення $I_{\text{н.кр}}$ якого дорівнює половині його амплітуди, як показано на рисунок 2.7.

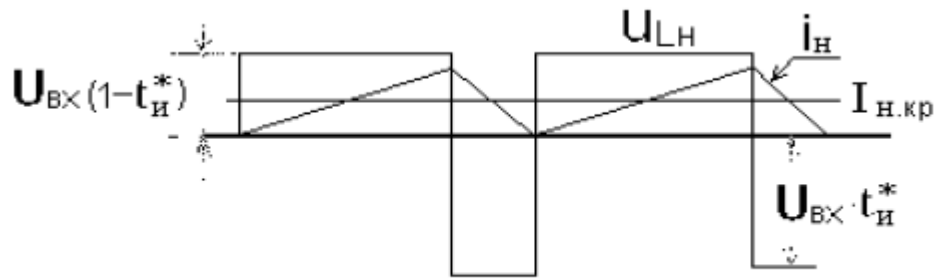


Рисунок 2.7

З рисунок 2.7 видно, що струм навантаження з'являтиметься в переривчастому режимі відразу при зниженні проти ЕРС нижче значення амплітуди імпульсу напруга на навантаженні U_{BX} , тобто точки холостого ходу зовнішніх характеристик для будь-кого t_H^* в режимі переривчастого струму рівні U_{BX} . Проміжні точки зовнішніх характеристик в області переривчастого струму можуть бути побудовані за тією ж методикою, що і у випрямляча, працюючого на проти ЕРС. Результуючі зовнішні характеристики ШП з одно полярною модуляцією і кінцевим значенням індуктивності в ланцюзі навантаження показані на рисунок 2.8.а, а з двох полярною, зміщенням по вертикалі на $2 U_{BX}$ що легко зводиться при аналізі до одно полярної - на рисунку 2.8.б.

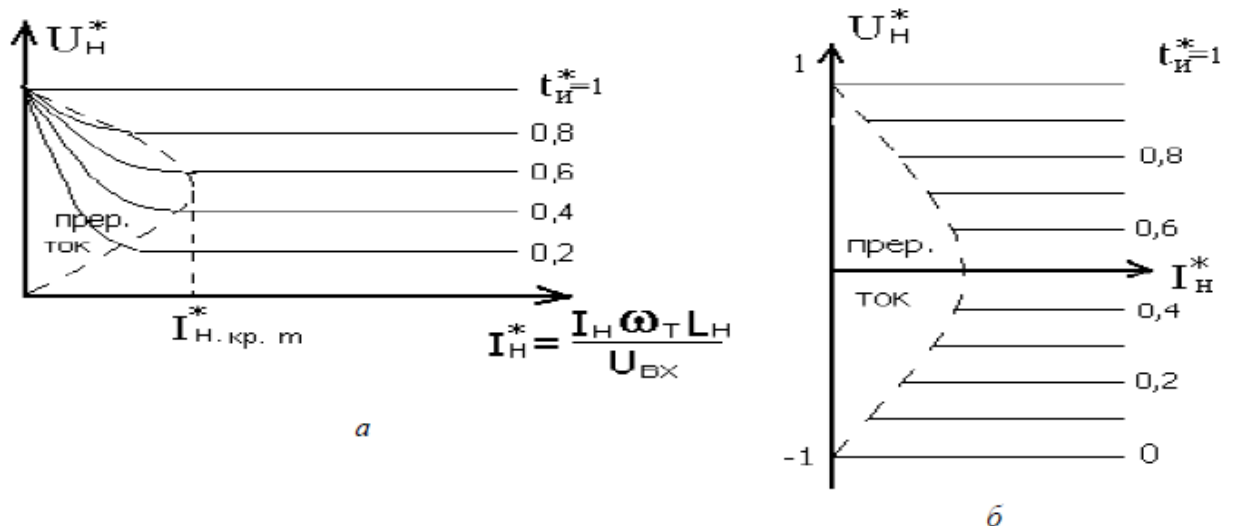


Рисунок 2.8

Оцінимо якість вихідної напруги U ШП, обчислюючи діюче значення його високочастотної складової методом АДУ2. Диференціальне рівняння для неї має вигляд

$$LC \frac{d^2 u_{\text{ш.вг}}}{dt} + RC \frac{du_{\text{ш.вг}}}{dt} + u_{\text{ш.вг}} = L \frac{di_{\text{ш.вг}}}{dt} + Ri_{\text{ш.вг}},$$

з якого отримуємо

$$\begin{aligned} U_{\text{ш.вг}}^2 &= \frac{1}{C^2} (\bar{I}_{\text{ш.вг}})^2 + \left(\frac{R}{LC} \right)^2 (\bar{I}_{\text{ш.вг}}^{(2)})^2 = \\ &= \frac{I_{\text{ш.ср}}^2}{(\omega C)^2} (\bar{K}_{\text{г.ш}})^2 + \left(\frac{R}{LC} \right)^2 I_{\text{ш.ср}}^2 (\bar{K}_{\text{г.ш}}^{(2)})^2, \end{aligned} \quad (2.12)$$

де $I_{\text{ш.ср}} = I_{\text{нти}}$ - середнє значення вхідного струму ШП; $K_{\text{г.ш}}$ $K_{\text{г.ш}}$ - інтегральні коефіцієнти гармонік вхідного струму ШП, які, як вже відзначалося, дорівнюють відповідним інтегральним коефіцієнтам гармонік вихідної напруги ШП (до фільтру).

2.3. Переваги і недоліки широтно-імпульсних перетворювачів

Недоліки ШП пов'язані з імпульсним характером струмів і напруги вентилів перетворювача, що обумовлює:

- високі вимоги до динамічних параметрів вентилів;
- домінування чинника динамічних втрат у вентилях при визначенні частоти комутації;
- високі рівні високочастотних електромагнітних завад, генерованих великими швидкостями зміни струмів і напруги вентилів;
- спектр перетвореної напруги і струмів на виході ШП.

3. СИЛОВІ ТРАНЗИСТОРИ

3.1 Розрахунок параметрів силових елементів перетворювача.

Задамося попередньо значенням ККД перетворювача $\eta_{\Pi} = 0,96$ і величиною потужності втрат у фільтрах $\Delta P_{\phi} = 100$ Вт (по 33 Вт на кожен). Тоді вхідна потужність перетворювача і вхідна потужність фільтрів P_{ϕ} складуть:

$$P_{ВХ} = \frac{P_{Н}}{\eta_{\Pi}}; \quad P_{ВХ} = \frac{90 \cdot 10^3}{0,96} = 93,8 \cdot 10^3 \text{ Вт.} \quad (3.1)$$

$$P_{\phi} = P_{Н} + \Delta P_{\phi}, \quad P_{\phi} = 90 \cdot 10^3 + 100 = 90,1 \cdot 10^3 \text{ Вт.} \quad (3.2)$$

Допустиме значення потужності втрат в силовому комутаторі $\Delta P_{К}$ складе величину

$$\Delta P_{К} = P_{ВХ} - P_{\phi}, \quad \Delta P_{К} = 93,8 \cdot 10^3 - 90,1 \cdot 10^3 = 3650 \text{ Вт.} \quad (3.3)$$

що дасть в одному з шести силових ключів величину потужності втрат

$$\Delta P_{К}^{(1)} \text{ в 6 разів менше, тобто } \Delta P_{К}^{(1)} = 3650/6 = 608 \text{ Вт.}$$

Далі доцільно вести розрахунки для одного плеча перетворювача.

Амплітуда струму плеча виходячи з балансу потужностей

$$I_{Вм} = \frac{2 \cdot \frac{P_{ВХ}}{3}}{K_{М} \cdot \cos \varphi \cdot \frac{U_d}{2}} \quad I_{Вм} = \frac{2 \cdot \frac{93,8 \cdot 10^3}{3}}{1 \cdot 0,85 \cdot 537} = 137 \text{ А} \quad (3.4)$$

де враховано, що:

$$\frac{P_{ВХ}}{3} = I_{В} \cdot U_{В} \cdot \cos \varphi$$

$$\frac{U_d}{2} = 537 \text{ В.}$$

Дієве значення фазного струму:

$$I_{д} = \frac{I_{Вм}}{\sqrt{2}} = \frac{137}{2} = 97 \text{ А} \quad (3.5)$$

$$I_{VTRMS} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \int_0^{2\pi} [I_{VT}(\theta)]^2 \cdot d\theta}$$

$$= \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \int_{\varphi}^{\pi+\varphi} [I_{Вм} \sin(\theta - \varphi)]^2 \cdot \frac{1 + K_{М} \cdot \sin \theta}{2} \cdot d\theta =}$$

$$= I_{Bm} \cdot \sqrt{\frac{1}{8} + \frac{K_M \cdot \sin \theta}{3 \cdot \pi}}; \quad (3.6)$$

$$I_{VTRMS} = 137 \cdot \sqrt{\frac{1}{8} + \frac{1 \cdot 0,85}{3 \cdot \pi}} = 63,4.$$

Середній струм.

$$\begin{aligned} I_{VTAV} &= \frac{1}{2 \cdot \pi} \int_0^{2\pi} [I_{VT}(\theta)]^2 \cdot d\theta = \frac{1}{2 \cdot \pi} \int_{\varphi}^{\pi+\varphi} [I_{Bm} \sin(\theta - \varphi)]^2 \cdot \frac{1 + K_M \cdot \sin \theta}{2} \cdot d\theta = \\ &= I_{Bm} \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot \pi} + \frac{1}{8} \cdot K_M \cdot \sin \theta \right); \end{aligned} \quad (3.7)$$

$$I_{VTAV} = 137 \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot \pi} + \frac{1}{8} \cdot 1 \cdot 0,85 \right) = 36,3.$$

Середній струм діода.

$$\begin{aligned} I_{VDAV} &= \frac{1}{2 \cdot \pi} \int_0^{2\pi} [I_{VD}(\theta)]^2 \cdot d\theta = \frac{1}{2 \cdot \pi} \int_{\varphi}^{\pi+\varphi} [I_{Bm} \sin(\theta - \varphi)]^2 \cdot \frac{1 - K_M \cdot \sin \theta}{2} \cdot d\theta = \\ &= I_{Bm} \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot \pi} - \frac{1}{8} \cdot K_M \cdot \sin \theta \right); \end{aligned} \quad (3.8)$$

$$I_{VDAV} = 137 \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot \pi} - \frac{1}{8} \cdot 1 \cdot 0,85 \right) = 7,23 .$$

Діючий струм діода.

$$\begin{aligned} I_{VDRMS} &= \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \int_0^{2\pi} [I_{VD}(\theta)]^2 \cdot d\theta} \\ &= \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \int_{\varphi}^{\pi+\varphi} [I_{Bm} \sin(\theta - \varphi)]^2 \cdot \frac{1 - K_M \cdot \sin \theta}{2} \cdot d\theta} = \\ &= I_{Bm} \cdot \sqrt{\frac{1}{8} - \frac{K_M \cdot \sin \theta}{3 \cdot \pi}}; \end{aligned} \quad (3.9)$$

$$I_{VDRMS} = 137 \cdot \sqrt{\frac{1}{8} - \frac{1 \cdot 0,85}{3 \cdot \pi}} = 22,5 .$$

Вибираємо модуль типу CM400DY - 50h фірм Mitsubishi, який задовольняє умові подвійного струмового перевантаження, і має наступні параметри: $I_C = 400$ A; $U_{CES} = 1200$ В.



Рисунок 3.модуль типу CM400DY

Для визначення величин статичних втрат в транзисторах і діодах перетворювача скористаємося статичними вольт-амперними характеристиками приладів, приведеними в довідкових даних на модуль

3.2. Вибір силового транзистора для поліпшення ККД перетворювача в цілому.

Нині карбід кремнію - це єдиний матеріал з великою шириною забороненої зони, що задовольняє потреби ринку силової електроніки у високоякісних пристроях з напругою 1 200 і 1 700 В. Технологія діодів на основі карбіду кремнію процвітає на ринку більше десятиліття, при цьому нещодавно з'явилося багато ключів, що дозволяють створювати "чисто карбид - кремнієві (all - SiC) схемні рішення. Наприклад, в листопаді 2012 р. компанія Сгее оголосила про те, що перший a 11 - SiC модуль (MOSFET CAS100H12AM1 на SiC з напругою 1200 В і то-кому 100 А), що пройшов повний цикл промислових випробувань і повний комплект документації, що має, готовий до невідкладного проведення аналізу розробки і до масового виробництва.

Як показано в таблиці 3, при роботі на частоті 5 кГц кремнієвий IGBT - модуль із струмом 150 А при номінальних параметрах і в умовах перевантаження підтримує середню температуру переходу нижче максимально допустимого значення 150°C. Проте підвищення частоти перемикання до 16 кГц призводить до того, що середньоквадратичного значення максимально допустимого струму

стає рівним 75 А, не забезпечується робота при перевантаженні і є запас по тепловиділення.

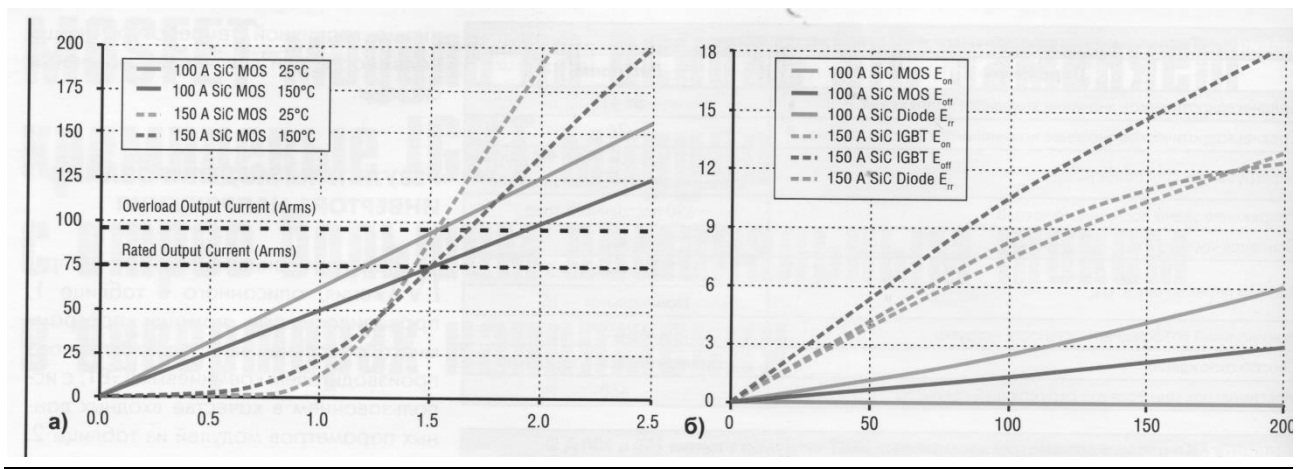


Рисунок 3.2

Рисунок 3.3 і 3.4 показують, що відношення пікового значення до середнього для кривої сумарних втрат енергії у MOSFET на SiC складає всього 2.81, а у кремнієвого IGBT - 3.48 (приблизно на 24%). При схожому тепловому опорі у MOSFET на SiC спостерігатимуться температурні пульсації при нормальній роботі менші, ніж у кремнієвого IGBT, що також підвищує надійність модуля. При підвищенні частоти перемикавання з 5 до 16 кГц переваги технології MOSFET на SiC стають ще помітнішими.

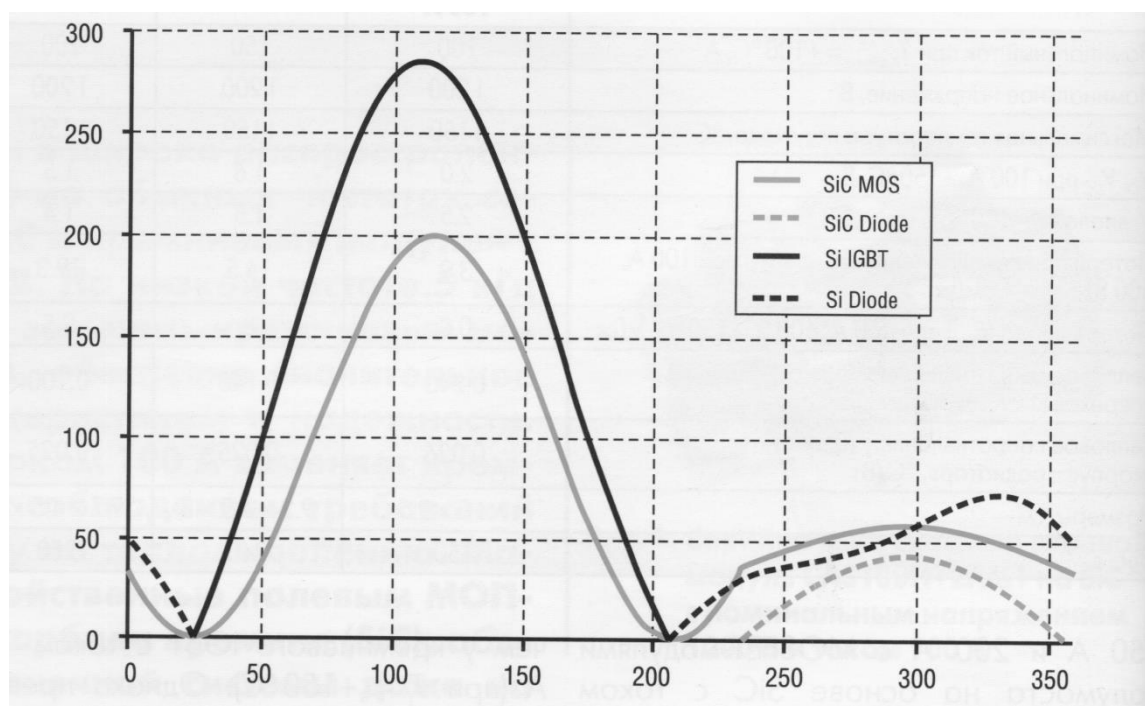


Рисунок 3.3

Щоб задовольняти умовам перевантаження, кремнієвий модуль IGBT вимагає струм 200 А, не забезпечуючи при цьому ніякого запасу по тепловиділенню. За номінальних умов (середньоквадратичне значення струму 75 А) для модуля MOSFET на SiC із струмом 100 А величина загальних втрат в напівпровіднику складає 57.1 чи 78.1 Вт), що нижче, ніж у кремнієвого модуля IGBT із струмом 200 А. Це призводить до значного зниження температури переходу, корпусу і радіатора і забезпечує вигреш в надійності.

ВИСНОВОК

Питання економії електроенергії все частіше стає на перший план в сучасному виробництві, це безумовно пов'язано з ростом цін на електроенергію в Україні, Тому поліпшення показників таких як коефіцієнт корисної дії, чи коефіцієнт потужності є актуальним питанням сьогодення, Тому модернізації тягових електроприводів міського електротранспорту з метою поліпшення техно-економічних показників також є задачею для існуючого парку.

Зокрема в роботі показано, що використання сучасної елементної бази, яка на сьогодні є доступною і представлена досить значною кількістю фірм, може значно поліпшати коефіцієнт корисної дії силового перетворювача тягового електроприводу до 15-20 відсотків, від існуючих.

В роботі також наведено приклад розрахунку параметрів силових елементів принципової схеми перетворювача постійної напруги при широтно-імпульсному керуванні.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Герман-Галкін С. Г., «Цифрові електроприводи з транзисторними перетворювачами» / С. Г. Герман-Галкін, В. Д. Лебедев, Б. А. Марков, Н. І. Чичерин. -Л.: Енергоатоміздат. Ленінград, 1986.- 248 с., ил.
2. Сен П., «Тиристорні електроприводи постійного струму»: Пер. С англ. – М.: Енергоатоміздат, 1985. -232с., ил.
3. Башарин А.В., Новиков В.А., Соколовский Г.Г. Управление электроприводами. - Л.: Энергоиздат, 1982. –392 с.
4. Попович М. Т. Теорія електроприводу. Київ, “ Вища школа”, 1996, 460с.
5. Ключев В.И. Теория электропривода. Учебник для вузов 2-ое издание перераб. И допол. – М. Энргоиздат 2001. – 704с. Ил.
6. Каган В. Г. и др. Полупроводниковые системы с двигателями последовательного возбуждения . М.: Энергия, 1971.
7. Сенько В.І. , Чибеліс В.І., Трубіцин К.В. Інвертори і перетворювачі частоти. Ліра К – 2020 – 300 с. ISBN: 978-617-7844-11-1
8. Корягина Е.Е., Коськин О.А. Электрооборудование трамваев и троллейбусов. Электротехника и связь :- 1982 – 296 с.
9. Сенько В.І., Панасенко М.В., Сенько Є.В, Юрченко М.М., Сенько Л.І., Ясінкський В.В. Електроніка і мікросхемотехніка. ТОМ1 Київ: Видавництво «Обереги», 2000. – 300 с.