Міністерство освіти і науки України
Запорізький національний університет

В. С. Остренко
Д. Г. Алексієвський
Є. М. Кісельов
К. О. Туришев

СУЧАСНІ НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПРИЛАДИ

методичні вказівки до практичних занять та самостійної роботи для здобувачів ступеня вищої освіти магістра спеціальності «Електроніка» освітньо-професійної програми «Електроніка»

Затверджено
вченою радою ЗНУ
Протокол № від

Запоріжжя
2024

УДК 621.38

Остренко В. С., Алексієвський Д. Г., Кісельов Є. М., Туришев К. О. Сучасні напівпровідникові прилади : методичні вказівки до практичних занять та самостійної роботи для здобувачів ступеня вищої освіти магістра спеціальності «Електроніка» освітньо-професійної програми «Електроніка». Запоріжжя : ЗНУ, 2024. 64 с.

Методичні вказівки розроблено для студентів денної та заочної форми навчання спеціальності «Електроніка». Розглянуто методики розрахунків напівпровідникових перетворювачів, обрання необхідного типу приладів та охолоджувачів до них.

Рецензент
В.Л. Коваленко, доктор технічних наук, професор кафедри електричної інженерії та кіберфізичних систем

Відповідальний за випуск
Т.В. Критська, доктор технічних наук, професор кафедри електроніки, інформаційних систем та програмного забезпечення

ЗМІСТ

Стор.

ВСТУП 4

1. КОРОТКІ ТЕОРЕТИЧНІ ВІДОМОСТІ 4

1.1 Вибір напруги для силових напівпровідникових приладів 4

1.2 Визначення типового значення струму напівпровідникового приладу 7

2.ВИКОНАННЯ РОЗРАХУНКІВ 10

2.1 Трифазний мостовий випрямляч 10

2.2 Імпульсні перетворювачі 16

2.2.1 Чопер 17

2.2.2 Дворівневий інвертор напруги 21

3. ПОЯСНЕННЯ ДО ВИКОНАННЯ ЗАВДАННЯ 26

3.1 Зміст розрахункового завдання 26

3.2 Варіанти завдання 27

3.3 Приклади виконання розрахунків 31

4. ДОДАТОК А 44

Довідникові дані силових напівпровідникових приладів

5. ДОДАТОК Б 58

Довідникові дані охолоджувачів

6. ДОДАТОК В 59

Визначення значень порогової напруги та динамічного опору напівпровідникового приладу

7. ДОДАТОК Г 60

Визначення коефіцієнтів до формул втрат енергії при комутації

8. ЛІТЕРАТУРА 62

ВСТУП

Основна частина електричної енергії споживається після значного перетворювання, зокрема, у випрямлячах для електроприводів постійного струму, а також у перетворювачах частоти, в яких струм промислової частоти (50 Гц) перетворюється у струм іншої частоти для електроприводів змінного струму.

Навантажувальна спроможність перетворювачів обумовлена максимально доступними режимами силових напівпровідникових приладів: діоди, тиристори, замикні тиристори (GTO, GCT, IGCT), біполярні транзистори з ізольованим затвором (IGBT).

Новітні наукові розробки в галузі напівпровідникової електроніки призводять до постійного оновлення силової елементної бази, тому курс “Сучасні напівпровідникові прилади” є важливою складовою частиною підготовки студентів спеціальності «Електроніка» освітньо-професійної програми «Електроніка».

Виконання контрольних робіт ставить за мету сприяння оволодінню методів розрахунку режимів роботи напівпровідникових приладів, що забезпечує надійне та оптимальне їх використання.

Скорочена теоретична частина методичних вказівок не претендує на вичерпний виклад теорії напівпровідникових приладів і висвітлює лише розділи курсу, які пов'язані зі змістом розрахункового завдання. Для повного вивчення матеріалу курсу студент повинен звернутися до підручників, що рекомендовані в кінці методичних вказівок.

Наведений у методичних вказівках матеріал стосовно методик виконання розрахунків втрат потужності та підвищення температури в напівпровідникових приладах може бути використаний студентами на практичних заняттях з дисципліни.

1. КОРОТКІ ТЕОРЕТИЧНІ ВІДОМОСТІ

При розробці будь-якого перетворювача необхідно в першу чергу не перевищувати граничні режими роботи напівпровідникових приладів по напрузі та граничному значенню температури напівпровідникової структури [1, 2].

1.1 Вибір напруги для силових напівпровідникових приладів

У звичайних випрямлячах неповторна напруга, в закритому стані для діодів та тиристорів визначається за формулою:

$$U_{RSM}, U_{DSM} = \sqrt{2} * U_{Д} * k, \qquad (1.1)$$

де $U_{Д}$ – лінійна (міжфазна) напруга джерела живлення (діюче значення);

k – коефіцієнт запасу, що визначається в залежності від якості системи живлення.

Для потужних випрямлячів фірма ABB рекомендує значення k = 2,5 [3]. Якщо застосовуються лавинні діоди, то значення k може бути зменшено. Застосування RC - ланцюгів знижує амплітуду комутаційних імпульсів перенапруги, що також сприяє зменшенню значення k [4, 5].

Оптимальні значення імпульсної неповторної напруги для напівпровідникових приладів (діодів, тиристорів), що працюють у випрямлячах, наведено у таблиці 1.1 [3].

Таблиця 1.1

Рекомендовані значення напруги силових напівпровідникових приладів

Лінійне значення напруги $U_Д$, *В*	Значення імпульсної неповторної напруги (U_{RSM}, U_{DSM}), *В*
400	1400
500	1800
690	2400
800	2800
1000	3600
1200	4200
1500	5200
1800	6500

Таким чином, спочатку визначається неповторна імпульсна напруга напівпровідникового приладу (U_{RSM}, U_{DSM}), а потім, по її значенню, визначається повторна імпульсна напруга (U_{RRM}, U_{DRM}) та відповідний клас приладу.

При виборі напівпровідникових приладів для інверторів, вимоги до ключових елементів не такі жорсткі, бо вони підключаються до лінії постійного струму (батареї конденсаторів), а на цій лінії не буває імпульсів перенапруги. З іншого боку, тривала присутність високої напруги на приладі може привести до виникнення пробою від космічного випромінювання або втрату термічної стійкості [6, 7]. Крім цього, необхідно враховувати вплив індуктивності розсіювання при комутації, яку треба мінімізувати.

Для дворівневих інверторів напруги оптимальні значення повторної напруги напівпровідникових приладів, в залежності від діючого значення лінійної напруги ($U_Д$), або напруги живлення постійного струму (U_d) наведено в таблиці 1.2 [3].

Таблиця 1.2

Оптимальні значення повторної напруги напівпровідникових приладів дворівенних інверторів напруги

Значення лінійної напруги, В	Значення напруги ланцюгу постійного струму зважаючи на космічне випромінювання, В	Оптимальні значення повторної напруги, в блокованому стані, В
400 ($U_Д$)	620	1200
750 (U_d)	900	1700
690 ($U_Д$)	1070	1700
1500 (U_d)	1800	3300
1700 ($U_Д$)	2800	4500
3000 (U_d)	3600	6000
3300 (U_d)	4000	6500

Для трирівневих інверторів напруги оптимальне значення повторної напруги напівпровідникових приладів, в залежності від діючого значення лінійної напруги ($В_Д$), або від напруги живлення постійного струму (В) наведено в таблиці 1.3 [3].

Таблиця 1.3

Оптимальні значення повторної напруги для напівпровідникових приладів трирівневих інверторів напруги

Значення лінійної напруги, В	Значення напруги ланцюгу постійного струму зважаючи на космічне випромінювання, В	Оптимальні значення повторної напруги в блокованому стані, В
2300 ($U_Д$)	1900	3300
3300 (U_d)	2000	3300
3300 ($U_Д$)	2700	4500
4160 ($U_Д$)	3400	5500
6000 ($U_Д$)	4900	8000
6600 ($U_Д$)	5400	8500
6900 ($U_Д$)	5600	9000
7200 ($U_Д$)	5900	9500

Для інверторів струму оптимальне значення повторної напруги напівпровідникових приладів наведено в таблиці 1.4 [3].

Таблиця 1.4

Найменше значення повторної напруги напівпровідникових приладів інверторів струму

Значення лінійної напруги, В	Значення амплітуди напруги змінного струму зважаючи на космічне випромінювання, В	*Оптимальне* значення повторної напруги в блокованому стані, В
2300 ($U_Д$)	3700	6500
3300 ($U_Д$)	5400	9000

1.2 Визначення типового значення струму напівпровідникового приладу

Типове значення струму через силовий напівпровідниковий прилад (далі прилад) визначається таким чином.

1. Прилад монтують на тепловідвод (найчастіше, з водяним охолоджуванням).

2. Пропускають через прилад струм (однонапівперіодний синусоїдальної форми для діодів та тиристорів, в тому числі GTO, GCT, IGCT, або постійний струм для IGBT) та вимірюють, у стаціонарному режимі навантаження, температуру напівпровідникової структури (T_j) та основи приладу (T_C).

3. Величину струму підвищують поки значення температури T_j не досягне максимально допустимого значення.

4. Витрати води через тепловідвод регулюють доки температура T_C не буде дорівнювати обумовленому в технічній документації на цей прилад значенню. Як правило, значення T_j визначається в межах 110 – 190 °C, а T_C - 70 – 100 °C.

Знаючи параметри тиристорів та діодів, типове значення струму для них можна визначити за допомогою таких формул:

$$I_{T(F)AVM} = 2\frac{\sqrt{U_{T(F)0}^2 + r_{T(F)}\pi^2 P_{T(F)AVM}} - U_{T(F)0}}{r_{T(F)}\pi^2}, \qquad (1.2)$$

де $I_{T(F)AVM}$ – максимальне значення середнього струму через прилад;

$U_{T(F)0}$ – порогова напруга;

$r_{T(F)}$ – динамічний опір у прямому відкритому стані;

$P_{T(F)AVM}$ – максимальне значення середньої втрати потужності в приладі у відкритому стані;

$$P_{T(F)AVM} = \frac{(T_{jM} - T_C)}{R_{thjC}}, \qquad (1.3)$$

де T_{jM} – максимально допустиме значення температури напівпровідникової структури;

T_C – температура корпусу (контактної поверхні) приладу;

R_{thjC} – тепловий опір *структура – корпус* приладу.

$$I_{T(F)RMS} = I_{T(F)AVM}\frac{\pi}{2}, \qquad (1.4)$$

де $I_{T(F)RMS}$ – діюче значення струму приладу.

Типове значення струму біполярних транзисторів з ізольованим затвором (IGBT) визначається за такою формулою:

$$I_{CM} = (T_{jM} - T_C)/(U_{CEsat} * R_{thjC}), \quad (1.5)$$

де I_{CM} – типове значення постійного струму приладу;

U_{CEsat} – значення напруги насичення *колектор – емітер* при певному значенні напруги на затворі.

Визначене таким чином типове значення струму приладу у відкритому стані призначено для приблизної оцінки працездатності приладу у конкретному обладнанні та для порівняння одного приладу з іншим.

В напівпровідникових приладах, працюючих у реальних схемах перетворювача, крім втрат потужності при протіканні силового струму, є ще кілька складових втрат потужності. На рис. 1.1 наведено огляд окремих частин втрат потужності у ключовому режимі роботи приладу.

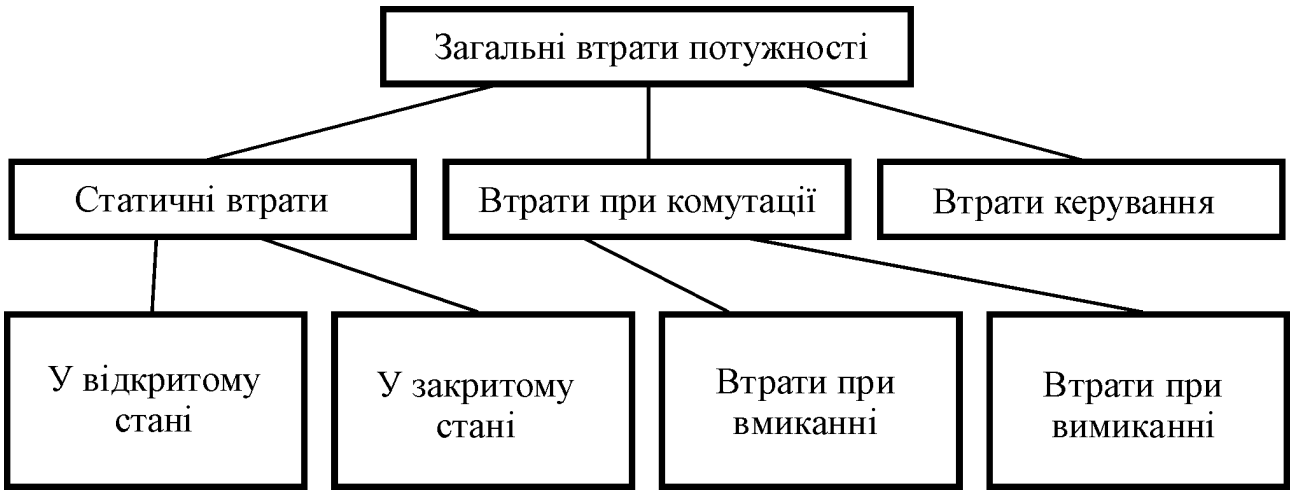


Рис. 1.1 Складові частини втрат потужності у приладі

Втрати потужності у блокованому (закритому) стані та втрати керування можна не

враховувати, тому що вони відносно малі.

Крім втрат потужності в приладі у відкритому стані, в умовах типових випробувань в приладах працюючих у складі перетворювачів є ще додаткові комутаційні втрати. Крім цього, інтенсивність охолодження кожного приладу в перетворювачі значно менша ніж при типових випробуваннях. Тому значення струму навантаження напівпровідникового приладу у складі перетворювача значно нижче.

Напівпровідникові прилади короткочасно допускають протікання значно більшого струму, ніж типове значення, але при цьому температура T_j не повинна перевищувати максимально допустимого значення, визначеного у довідникових данних (data sheets).

Таким чином, для того, щоб визначити який струм може витримати той чи інший прилад, з певним охолоджувачем, необхідно виконати відповідні розрахунки.

2. ВИКОНАННЯ РОЗРАХУНКІВ

Для виконання розрахунків може бути поставлено пряму задачу, при якій при заданому значенню струму навантаження, треба визначити, температуру напівпровідникової структури T_j, або зворотну задачу, при якій задано температуру T_j та треба визначити, який струм можливо пропустити через цей прилад.

При вирішенні прямої задачі необхідно визначити:

1) Значення струму через прилад та діаграму навантаження у часі.

2) Втрати потужності у приладі.

3) Значення температури T_j при заданих параметрах охолоджувача.

4) Термін роботи приладу при циклічному навантаженні.

При вирішенні зворотної задачі треба виконати такі етапи розрахунку:

1) Згідно з завданням, при заданих значеннях температур структури T_j та охолоджуючого середовища T_{amb} і параметрах теплового опору приладу та охолоджувача, визначити яка максимальна потужність може бути відведена від напівпровідникового приладу.

2) Визначити якому струму приладу відповідають ці втрати потужності.

3) Згідно зі схемою перетворювача, визначити значення максимального струму навантаження перетворювача.

Найбільш поширеною галуззю використання тиристорів є електропривод постійного струму на базі трифазного випрямляча, а найбільш поширеною галуззю використання IGBT, GTO, GCT, IGCT є електропривод змінного струму на базі трифазного інвертора напруги та чопера. Тому ці галузі застосування силових напівпровідникових приладів прийнято розглядати в навчальному процесі з метою формування у студентів навичок виконання інженерних розрахунків.

2.1 Трифазний мостовий випрямляч

2.1.1 Пряма задача

2.1.1.1 Згідно з заданим значенням максимального струму на виході випрямляча (I_d) та кількістю паралельних гілок у плечі моста (n) визначаємо середнє значення струму через напівпровідниковий прилад (тиристор або діод) у тривалому постійному режимі:

$$I_{AV} = I_d / 3nk_{HP}\,, \qquad (2.1)$$

де k_{HP} = 0,9 – коефіцієнт урахування нерівномірності розподілу струму по паралельним гілкам.

Примітка. Якщо у завданні значення n не зазначено, то приймати:

$$n = 1; \qquad k_{HP} = 1.$$

2.1.1.2 Якщо в завданні зазначено тривале циклічне навантаження, то струм через прилад визначається таким чином:

$$I_{OVC} = I_{AV} k_H \tag{2.2}$$

де k_H – коефіцієнт навантаження в циклі.

Згідно зі стандартом роботу електропривода необхідно забезпечити при таких параметрах циклічного навантаження:

Таблиця 2.1

Параметри циклічного навантаження

Коефіцієнт навантаження, k_H	Тривалість навантаження, t_P, с	Тривалість циклу, t_C, с (навантаження + пауза)
1,75	60	183
2	15	60
2,25	10	51

2.1.1.3 Якщо в завданні зазначене однократне перевантаження після тривалого постійного навантаження випрямляча струмом I_{d1} з кратністю перевантаження k_{OVL} тривалістю t_{OVL} , струм через прилад визначається таким чином: струм попереднього навантаження приладу визначається за формулою (2.1); струм перевантаження визначається за формулою:

$$I_{OVL} = I_{AV1} k_{OVL}\,, \tag{2.3}$$

де k_{OVL} – коефіцієнт однократного перевантаження.

2.1.1.4 Використовуючи результати розрахунків за вищенаведеними формулами, вибираємо тип приладу. З довідникових даних визначаємо його параметри та розраховуємо втрати потужності у приладі а також підвищення температури напівпровідникової структури.

Втрати потужності у приладі визначаються за формулою:

$$P = U_{T(F)0} I_{AV} + r_{T(F)} k_f^2 I_{AV}^2 , \qquad (2.4)$$

де $U_{T(F)0}$ – порогова напруга тиристора (діода);

$r_{T(F)}$ – динамічний опір тиристора (діода) у прямому відкритому стані;

k_f – коефіцієнт форми струму (для трифазної мостової схеми $k_f^2 = 3$).

Примітка. Крім основних втрат потужності, що визначаються за формулою (2.4), можуть бути важливими й додаткові втрати потужності. Вони обумовлені комутаційними процесами, протіканням струму через прилад у закритому стані при високому рівні напруги, та втратами потужності у колі керування (які зазвичай не перевищують 3-5 Вт). При частоті 50 Гц та при напрузі до 1000 В додаткові втрати потужності можна не враховувати.

2.1.1.5 Температура напівпровідникової структури приладу при тривалому постійному навантаженні визначається за формулою:

$$T_j = PR_{thja} + T_{amb} , \qquad (2.5)$$

де $R_{thja} = (R_{thjC} + R_{thCH} + R_{thH})$ – тепловий опір *структура-охолоджуюче середовище*;

R_{thjC} – тепловий опір *структура - корпус*;

R_{thCH} – тепловий опір *корпус приладу-охолоджувач*;

R_{thH} – тепловий опір охолоджувача;

T_{amb} – температура охолоджуючого середовища.

2.1.1.6 Температура напівпровідникової структури приладу при тривалому циклічному навантаженні визначається за формулою [2]:

$$T_j = P_P [\frac{t_P}{t_C} R_{thja} + (1 - \frac{t_P}{t_C}) Z_{thja}(t_P + t_C) - Z_{thja}(t_C) + Z_{thja}(t_P) + T_{amb} , \qquad (2.6)$$

де P_P – втрати потужності в приладі протягом часу t_P;

$$P_P = U_{T(F)0} I_{OVC} + r_{T(F)} k_f^2 I_{OVC}^2 ; \qquad (2.7)$$

t_P – тривалість навантаження струмом;

t_C – тривалість циклу;

$Z_{thja}(t_P + t_C)$ – перехідний тепловий опір *структура-охолоджуюче середовище* для моменту часу $(t_P + t_C)$;

$$Z_{thja}(t_P + t_C) = Z_{thjC}(t_P + t_C) + R_{thCH} + Z_{thH}(t_P + t_C); \qquad (2.8)$$

$Z_{thjC}(t_P + t_C)$ – перехідний тепловий опір *структура – корпус приладу* для моменту часу $(t_P + t_C)$;

$Z_{thH}(t_P + t_C)$ – перехідний тепловий опір охолоджувача для моменту часу $(t_P + t_C)$;

аналогічним чином $Z_{thja}(t_C), Z_{thja}(t_P)$ – перехідний тепловий опір *структура – охолоджуюче середовище* для моменту часу t_C та t_P, відповідно.

Значення перехідних теплових опорів приладів та охолоджувачів в залежності від часу наведено в довідникових даних у вигляді графіків та таблиць параметрів перехідного теплового опору, який визначається за формулою:

$$Z_{th}(t) = \sum_{i=1}^{N} R_i (1 - e^{-t/\tau_i}), \qquad (2.9)$$

де t – момент часу, для якого визначається перехідний тепловий опір;

R_i, τ_i – параметри перехідного теплового опору, що наведені у довідникових даних приладів та охолоджувачів.

2.1.1.7 Температура напівпровідникової структури приладу при однократному перевантаженні після постійного тривалого навантаження визначається за формулою [2]:

$$T_j = P_1 R_{thja} + (P_{OVL} - P_1) Z_{thja}(t_{OVL}) + T_{amb}, \qquad (2.10)$$

де P_1 – втрати потужності в приладі від протікання струму попереднього навантаження;

P_{OVL} – втрати потужності в приладі від протікання струму перевантаження;

$Z_{thja}(t_{OVL})$ – перехідний тепловий опір *структура – охолоджуюче середовище* для моменту часу t_{OVL}.

2.1.2 Зворотна задача

2.1.2.1 Якщо в завданні задано тривале постійне навантаження та треба визначити його кількісне значення, то спочатку необхідно розрахувати максимальну потужність, яку можливо відвести від напівпровідникового приладу у охолоджуюче середовище:

$$P_M = \frac{T_{jM} - T_{amb}}{R_{thja}}, \qquad (2.11)$$

де T_{jM} – максимально допустима температура напівпровідникової структури приладу.

2.1.2.2 Визначаємо максимальне значення середнього струму через прилад:

$$I_{AVM} = \frac{\sqrt{U_{T0}^2 + 4k_f^2 r_T P_M} - U_{T0}}{2k_f^2 r_T} \qquad (2.12)$$

2.1.2.3 Визначаємо максимально допустиме значення струму навантаження випрямляча

$$I_{dM} = 3I_{AVM} . \qquad (2.13)$$

Примітка. Якщо в завданні зазначено, що у кожному плечі випрямляча використовується з'єднання *n* приладів у паралель, то формула (2.13) приймає вигляд:

$$I_{dM} = 3k_{HP} n I_{AVM} . \qquad (2.13а)$$

2.1.2.4 Якщо в завданні задано тривале циклічне навантаження та потрібно визначити його максимально допустиме кількісне значення, то спочатку визначається

максимальна потужність, яку можливо відвести від напівпровідникового приладу в охолоджуюче середовище у цьому режимі роботи:

$$P_{MC} = \frac{T_{jM} - T_{amb}}{\frac{t_P}{t_C} R_{thja} + (1 - \frac{t_P}{t_C}) Z_{thja}(t_P + t_C) - Z_{thja}(t_C) + Z_{thja}(t_P)}, \qquad (2.14)$$

де P_{MC} – максимальна втрата потужності, що може бути відведена від напівпровідникового приладу при заданих параметрах циклу та охолоджувача.

2.1.2.5 Максимальне значення струму навантаження в циклі (I_{AVMC}) визначається за формулою (2.12), замінюючи P_M на P_{MC}.

2.1.2.6 Знаючи значення I_{AVMC}, визначаємо значення тривалого постійного струму навантаження приладу:

$$I_{AV} = I_{AVMC} / k_H \ . \qquad (2.15)$$

2.1.2.7 Значення постійного струму навантаження випрямляча визначається за формулою (2.13) або (2.13а). Округлюючи отримане значення струму до близького меншого стандартного значення, отримуємо типове значення струму випрямляча для електроприводу.

2.1.2.8 Якщо у завданні задано однократне короткочасне перевантаження після тривалого навантаження випрямляча струмом I_{d1} та треба визначити максимально допустиме значення струму перевантаження заданої тривалості t_{OVL}, то спочатку за допомогою формули (2.1) визначається струм попереднього навантаження приладу.

2.1.2.9 За допомогою формули (2.4) визначаємо втрати потужності в приладі від протікання струму попереднього навантаження P_1.

2.1.2.10 Визначаємо значення максимально допустимих втрат потужності у приладі від протікання струму перевантаження [2]:

$$P_{OVLM} = \frac{T_{jM} - P_1 R_{thja} - T_{amb}}{Z_{thja}(t_{OVL})} + P_1 \qquad (2.16)$$

2.1.2.11 Значення максимально допустимого струму перевантаження приладу I_{OVLM} визначається за формулою (2.12), замінюючи P_M на P_{OVLM} .

2.1.2.12 Значення максимально допустимого струму перевантаження випрямляча I_{dOVLM} визначається за формулою (2.13) або (2.13а) заміняючи I_{dM} на I_{dOVLM} та I_{AVM} на I_{OVLM} .

2.2 Імпульсні перетворювачі

В сучасних імпульсних перетворювачах в якості ключових елементів використовують такі напівпровідникові прилади:

- польові транзистори (MOS FET),
- біполярні транзистори з ізольованим затвором (IGBT),
- замикні тиристори (GTO, GCT, IGCT).

Польові транзистори використовуються у перетворювачах потужністю до 500 Вт з частотою перетворення до 200 кГц.

Біполярні транзистори з ізольованим затвором використовуються у перетворювачах потужністю від 200 Вт до кількох десятків мегават з частотою перетворення до 30 кГц.

GTO, GCT, IGCT використовуються тільки у дуже потужних перетворювачах з частотою перетворення до 2 кГц.

Маючи завдання на розробку перетворювача, в якому вказані параметри навантаження та умови експлуатації, розробник визначає вид силового напівпровідникового приладу (діод, тиристор, транзистор) та його тип (напругу у блокованому стані та типове значення струму).

Якщо типове значення напруги у блокованому стані визначити з таблиць розділу 1 доволі просто, то для визначення необхідного типового струму приладу треба мати досвід у визначенні характеру навантаження та виконанні необхідних розрахунків, в тому числі по вибору типу охолоджувача.

Для ознайомлення з методами вирішення задач визначення доступності режиму навантаження конкретного типу IGBT розглянемо два приклада його застосування: у чопері (переривачі, chopper) та у дворівневому інверторі напруги.

2.2.1 Чопер

2.2.1.1 На рис. 2.1 наведена схема понижуючого чопера постійного струму з діаграмами роботи на активно – індуктивне навантаження.

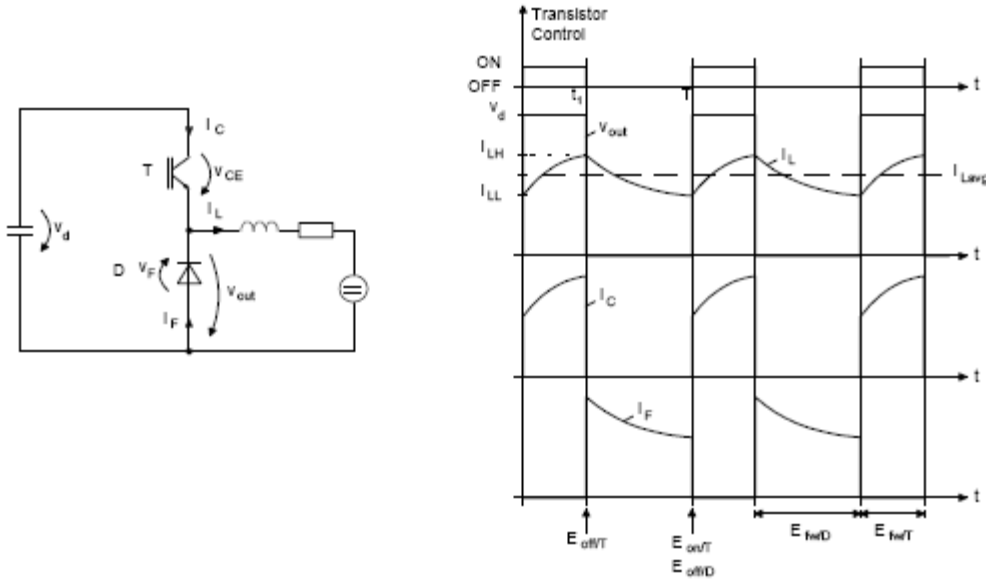


Рис. 2.1 Схема чопера та діаграми його роботи

2.2.1.2 Втрати потужності у IGBT визначаються за такою формулою [8]:

$$P_T = P_{cond} + P_{on} + P_{off} \ , \tag{2.17}$$

де P_T – сумарні втрати потужності у IGBT;

P_{cond} – втрати потужності в провідному стані;

P_{on} – втрати потужності при вмиканні;

P_{off} – втрати потужності при вимиканні.

Втрати потужності в провідному стані IGBT визначаються за формулою:

$$P_{cond} = \frac{t_1}{t_2}(U_{CE0} I_C + r_{CE} I_C^2), \tag{2.18}$$

де t_1 – тривалість протікання струму через IGBT;

t_2 – тривалість періоду повторення імпульсів струму;

U_{CE0}, r_{CE} – порогова напруга та динамічний опір вольт-амперної характеристики (ВАХ) IGBT у насиченому стані при заданому значенні напруги на затворі при температурі структури T_j = 125ºС;

I_C – середнє значення струму через колектор IGBT в інтервалі часу t_1.

Примітка. У сучасних IGBT, згідно з довідниковими даними, насичення ВАХ наступає при значенні напруги на затворі 12 В, яка не повинна перевищувати 17 В, тому можна приймати (та задавати драйвером) напругу на затворі у включеному стані рівною 15 В.

Втрати потужності при комутації можна визначити за формулою:

$$P_{com} = (P_{on} + P_{off}) = f_{com}(E_{on} + E_{off})\frac{U_{dCE}}{U_N}, \quad (2.19)$$

де $f_{com} = 1/t_2$ – частота комутації;

E_{on}, E_{off} – втрати енергії у IGBT при вмиканні та вимиканні відповідно при протіканні струму I_C та при $T_j = 125^oC$;

U_{dCE} – постійна напруга живлення чопера;

U_N – значення напруги при якому визначалися E_{on} та E_{off}.

Значення втрат енергії можна визначити з діаграм залежності $E = f(I_C)$ наведених у довідникових даних або за допомогою формули [9]:

$$E_{com} = E_{on} + E_{off} = a + bI_C + cI_C^2, \quad (2.20)$$

де a,b,c – коефіцієнти, які беруться з довідникових даних або визначаються за формулами наведеними у Додатку Г.

Підставивши формули (2.18),(2.19) у (2.17), отримаємо:

$$P_T = f_{com}[t_1(U_{CE0}I_C + r_{CE}I_C^2) + E_{com}] \quad (2.21)$$

2.2.1.3 Втрати потужності у діоді визначаються такою за формулою [8]:

$$P_D = (1 - \frac{t_1}{t_2})(U_{F0}I_F + r_F I_F^2) + f_{com}E_{rr}\frac{U_L}{U_N}, \quad (2.22)$$

де U_{F0}, r_F – порогова напруга та динамічний опір вольт-амперної характеристики (ВАХ) діоду у відкритому стані при температурі структури $T_j = 125^oC$;

I_F – середнє значення струму через діод в інтервалі часу $t_2 - t_1$

(у першому приближенні можна брати $I_F = I_C$);

E_{rr} – втрата енергії при зворотному відновленні замиканої властивості діода, значення втрати енергії можна визначити з діаграми залежності $E_{rr} = f(I_F)$, наведеної у довідникових даних або за допомогою формули [9]:

$$E_{rr} = d + eI_F + fI_F^2 , \qquad (2.23)$$

де d, e, f – коефіцієнти, які беруться з довідникових даних або визначаються за формулами, наведеними у Додатку Г;

U_L – значення напруги на виході чопера при якій працює діод.

2.2.1.4 Значення температур напівпровідникових структур транзистора та діода визначається таким чином:

Якщо на охолоджувачі змонтовано тільки модуль з одним транзистором та одним діодом, то еквівалентна схема теплових опорів має вид, зображений на рис. 2.2

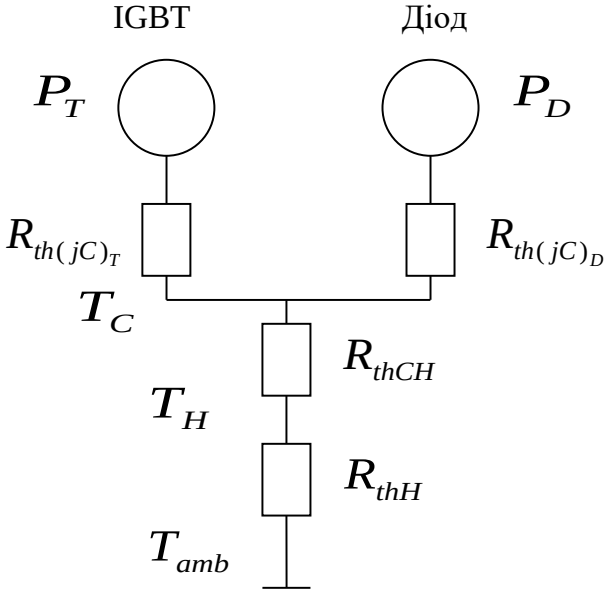


Рис. 2.2 Еквівалентна схема теплових опорів одного модуля на охолоджувачі

При цьому значення температур напівпровідникових структур транзистора та діода визначаються за такими формулами:

$$T_{jT} = P_T R_{th(jC)_T} + (P_T + P_D)(R_{thCH} + R_{thH}) + T_{amb} \quad (2.24)$$

$$T_{jD} = P_D R_{th(jC)} + (P_T + P_D)(R_{thCH} + R_{thH}) + T_{amb} \quad (2.25)$$

Якщо на цьому ж охолоджувачі змонтовано ще один модуль, наприклад діодний міст, то еквівалентна схема теплових опорів приймає вигляд, зображений на рис. 2.3

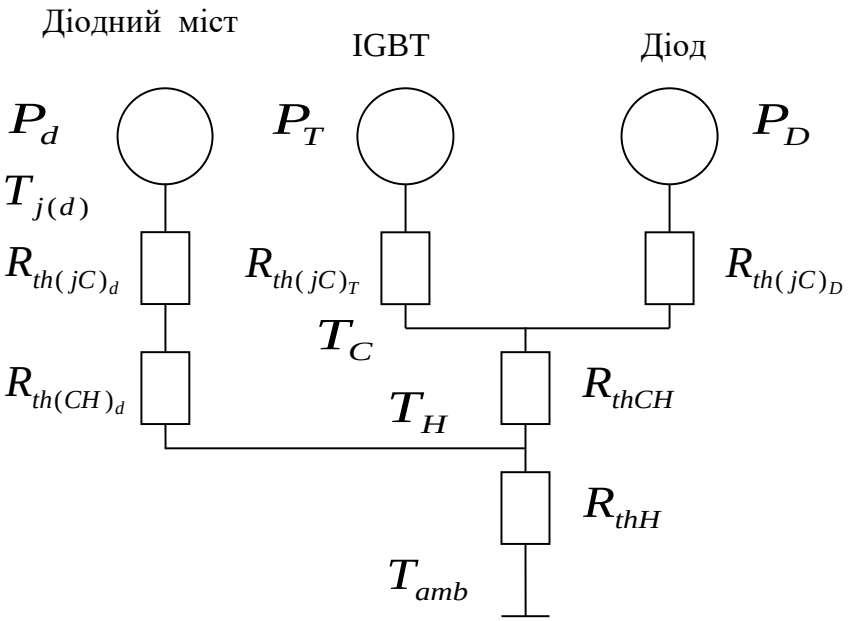


Рис. 2.3 Еквівалентна схема теплових опорів двох модулів на охолоджувачі

При цьому формули (2.24), (2.25) приймають такий вигляд:

$$T_{jT} = P_T R_{th(jC)_T} + (P_T + P_D)R_{thCH} + (P_T + P_D + P_d)R_{thH} + T_{amb}, \quad (2.26)$$

$$T_{jD} = P_D R_{th(jC)_D} + (P_T + P_D)R_{thCH} + (P_T + P_D + P_d)R_{thH} + T_{amb}, \quad (2.27)$$

де P_d – втрати потужності у діодному мосту.

2.2.2 Дворівневий інвертор напруги

2.2.2.1 Спрощена схема та ідеальні діаграми напруги та струму однієї фази дворівневого інвертора напруги з широтно-імпульною модуляцією (ШІМ) зображені на рис. 2.4.

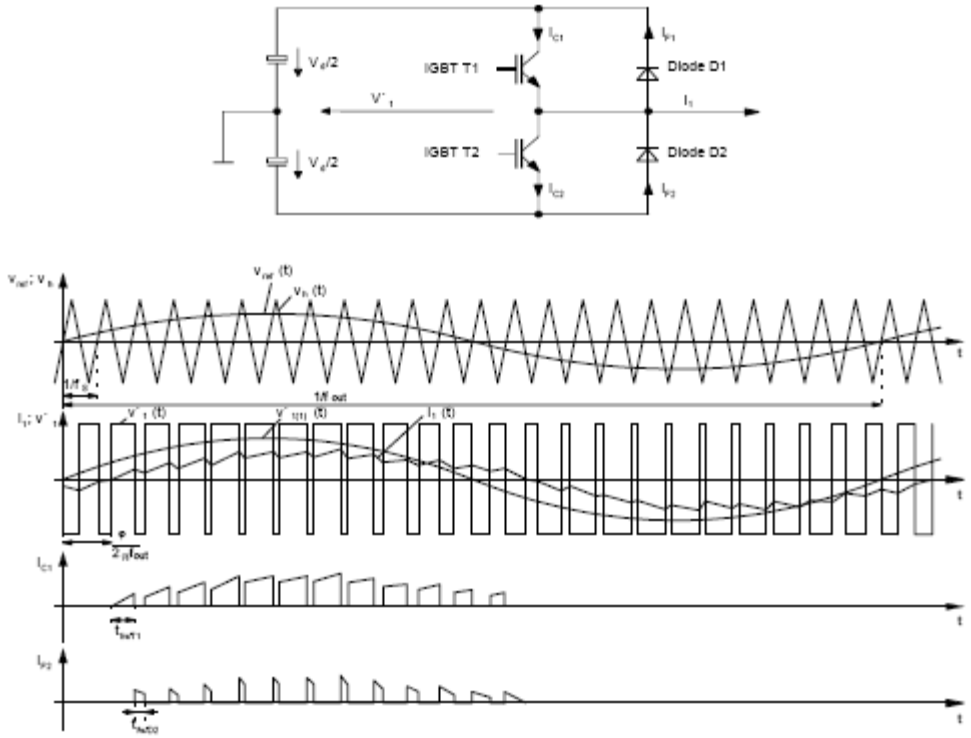


Рис. 2.4 Спрощена схема та діаграми напруги і струму однієї фази інвертора

При взаємодії опорної (базової) напруги синусоїдальної форми $v_{ref}\ (t)$ з додатковою змінною напругою трикутної форми $v_h(t)$ виникає послідовність імпульсів напруги з змінною тривалістю, внаслідок чого основна частота змінної напруги на виході інвертору f_{out} визначається опорною напругою, а частота імпульсів f_{com} – додатковою керуючою напругою.

Пересікання базової та додаткової керуючої напруги є основою для часу комутації при роботі перетворювача.

Використання напруги перетворювача можна визначити коефіцієнтом модуляції m. Він показує співвідношення між амплітудою основної гармоніки змінної напруги та 50%-ї постійної напруги живлення. При чисто синусоїдальній опорній напрузі коефіцієнт модуляції може приймати значення $-1 \le m \le 1$, причому при $0 \le m \le 1$ потужність передається від батареї конденсаторів (випрямляча) до електродвигуна на виході

інвертора, а при $-1 \le m \le 0$ від електродвигуна до батареї конденсаторів. У цьому випадку інвертор діє в якості випрямляча.

Примітка. Для забезпечення лінійної модуляції мінімальне значення частоти комутації повинно перевищувати частоту основної гармоніки струму не менше ніж у п'ять разів ($f_{com} \ge 5 f_{out}$).

Фазовий зсув між основною гармонікою змінного струму та напругою визначається кутом φ .

Характеристики струму та напруги IGBT і діодів, які зсунуті у часі, стають майже ідентичними в зв'язку з симетричною структурою ланцюгів інвертора, тому досить розглянути тільки один IGBT (T1) та один діод (D2) з відповідним розрахунком втрат потужності (потім результат помножується на відповідне число IGBT та діодів інвертора).

2.2.2.2 Втрати потужності в IGBT у відкритому стані з урахуванням синусоїдальної залежності робочого циклу у часі можна визначити за формулою [10]:

$$P_{condT} = 0{,}5\left(\frac{U_{CE0}}{\pi} I_m + \frac{r_{CE}}{4} I_m^2\right) + m\cos\varphi \left(\frac{U_{CE0}}{8} I_m + \frac{r_{CE}}{3\pi} I_m^2\right), \qquad (2.28)$$

де $I_m = \sqrt{2} I_Д$ – амплітудне значення фазного струму на виході інвертора;

$I_Д$ – діюче значення струму навантаження інвертора;

$\cos\varphi$ – коефіцієнт потужності навантаження інвертора.

Втрати потужності в діоді у відкритому стані визначаються за формулою [10]:

$$P_{condD} = 0{,}5\left(\frac{U_{F0}}{\pi} I_m + \frac{r_F}{4} I_m^2\right) - m\cos\varphi\left(\frac{U_{F0}}{8} I_m + \frac{r_F}{3\pi} I_m^2\right) \qquad (2.29)$$

Добуток $m\cos\varphi$ визначає, як загальні втрати потужності розподіляються між IGBT та діодом (рис. 2.5)

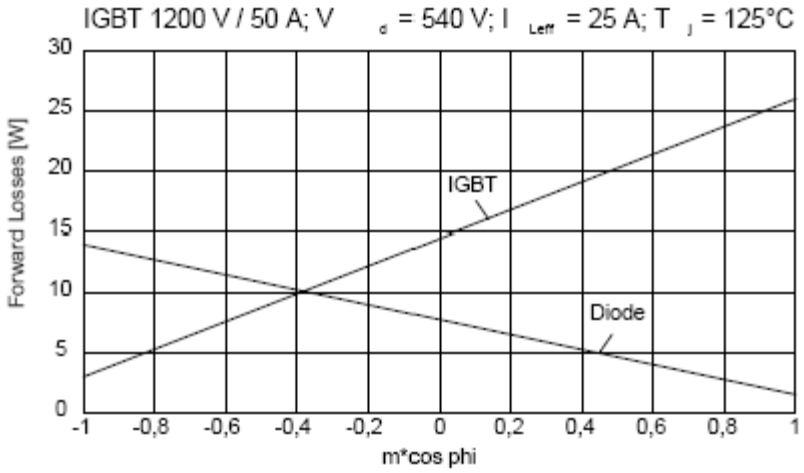


Рис. 2.5 Розподіл втрат потужності між IGBT та діодом
в залежності від значення $m\cos\varphi$

Втрати потужності при комутації визначаються таким чином:

1) для IGBT:

$$P_{com} = \frac{1}{\pi} f_{com} [E_{on}(I_m) + E_{off}(I_m)] \frac{U_d}{U_N}, \qquad (2.30)$$

де f_{com} – частота комутації (частота керуючої напруги інвертора);

E_{on}, E_{off} – втрати енергії у IGBT при вмиканні та вимиканні відповідно при протіканні струму I_m та при $T_j = 125^oC$, визначаються за допомогою формули (2.20);

U_d – значення напруги живлення інвертора.

2) для діоду:

$$P_{rr} = \frac{1}{\pi} f_{com} [E_{rr}(I_m)] \frac{U_d}{U_N}. \qquad (2.31)$$

2.2.2.4 Загальні значення втрат потужності визначаються за такими формулами:

для IGBT

$$P_{totT} = P_{condT} + P_{com} \qquad (2.32)$$

для діоду

$$P_{totF} = P_{condD} + P_{rr} \qquad (2.33)$$

2.2.2.5 Температура корпусу приладу (модуля) визначається за формулою:

$$T_C = T_{amb} + P_{tot} R_{thCH} + R_{thH} \sum P_{tot} \qquad (2.34)$$

де P_{tot} – втрати потужності в приладі;

$\sum P_{tot}$ – сума усіх втрат потужності, які відводяться охолоджувачем.

Температура напівпровідникової структури при тривалому навантаженні визначається за формулою:

$$T_j = P_{tot} R_{thjC} + T_C \ . \qquad (2.35)$$

2.2.2.6 Короткочасно напівпровідникові прилади допускають протікання значно більшого струму, ніж типове значення, але при цьому температура T_j не повинна перевищувати максимально допустимого значення, яке визначено у довідникових даних. Характер зміни температури напівпровідникової структури під впливом одиночного імпульсу потужності зображено на рис. 2.6. Значення температури напівпровідникової структури при цьому можна визначити за формулами (2.36), (2.37).

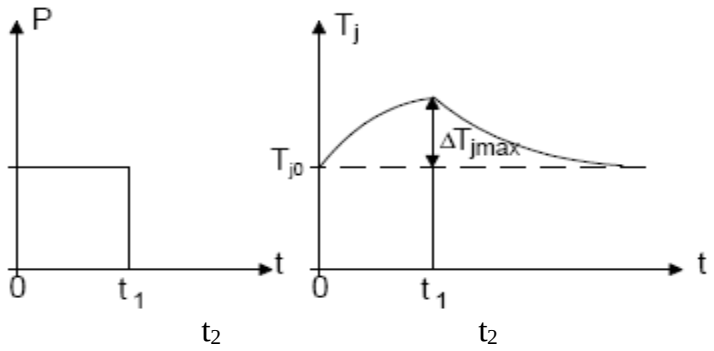


Рис. 2.6 Характер зміни T_j під впливом одиночного імпульсу потужності

$$T_j(t_1) = PZ_{thja}(t_1) + T_{amb} \qquad (2.36)$$

$$T_j(t_2) = P\left[Z_{thja}((t_2) - Z_{thja}(t_2 - t_1)\right] + T_{amb} \qquad (2.37)$$

де $Z_{thja}(t_1)$ – перехідний тепловий опір *структура – охолоджуюче середовище* в момент часу t_1 ;

$Z_{thja}(t_2)$ – перехідний тепловий опір *структура-охолоджуюче середовище* в момент часу t_2 (після закінчення імпульсу потужності);

$Z_{thja}(t_2 - t_1)$ – перехідний тепловий опір *структура – охолоджуюче середовище* в момент часу $t = (t_2 - t_1)$.

2.2.2.7 Наведені у довідникових даних значення Z_{thjC} транзистора та діода при періодичному імпульсному навантаженні можна використовувати для визначення середньої та максимальної температури.

На рис. 2.7 наведено криві для визначення Z_{thjC} : a) для IGBT, b) для діода модуля фірми Semikron SKM 100 GB 123D, c) типові діаграми струму і температури структури IGBT при імпульсному навантаженні.

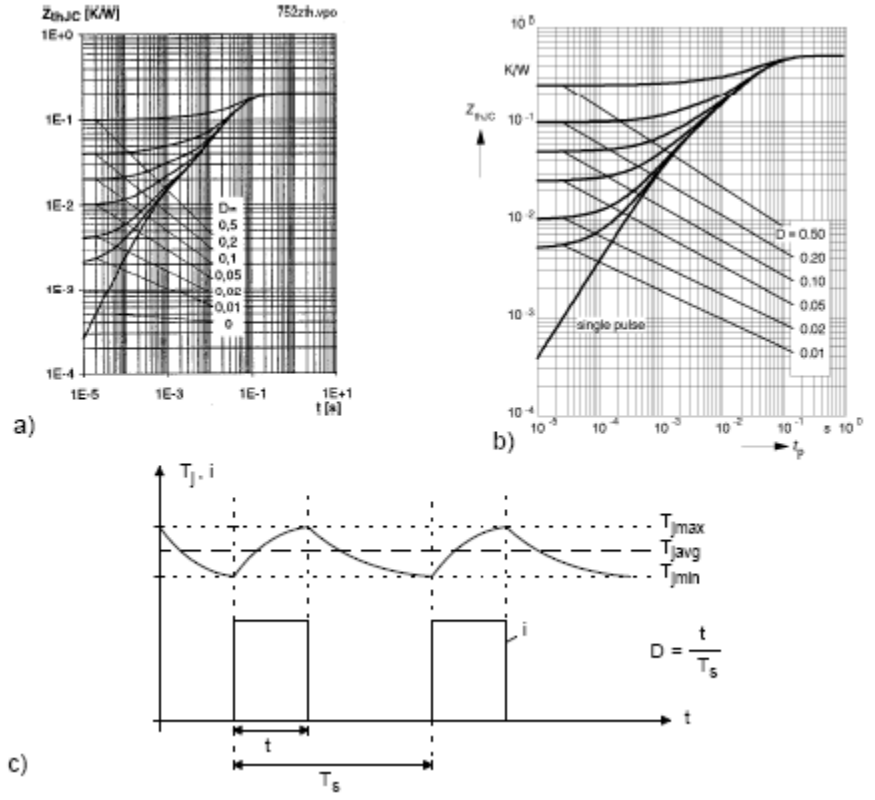


Рис. 2.7 Перехідні теплові опори і діаграми струму та температури

Середня температура T_{jAV} визначається за формулою:

$$T_{jAV} = P_{totAV} R_{thja} + T_{amb} \quad , \tag{2.38}$$

де P_{totAV} – середнє значення втрат потужності, за період визначене за формулою (2.32) або (2.33).

Максимальне значення втрат потужності можна визначити, прийнявши у першому приближенні, що імпульси втрат потужності мають прямокутну форму. При цьому амплітудне значення втрат потужності визначається за формулою:

$$P_P = P_{totAV} / D, \tag{2.39}$$

де $D = \frac{t_P}{t_C}$ – коефіцієнт робочого циклу;

t_P – тривалість імпульсу навантаження;

t_C – тривалість циклу (навантаження + пауза).

Максимальне значення температури напівпровідникової структури визначається за формулою:

$$T_{j\max} = T_C + P_P Z_{thjC}(t_P, D) \tag{2.40}$$

Більш універсальна методика розрахунку полягає у використанні формули (2.6).

Ще більш універсальна методика виконання розрахунків є методика з використанням комп'ютерного моделювання. Одна з таких методик наведена на сайті ABB [11].

3. ПОЯСНЕННЯ ДО ВИКОНАННЯ ЗАВДАННЯ

3.1 Зміст завдання

Контрольна робота складається з двох частин:

1) трифазна мостова схема випрямляча,

2) імпульсні перетворювачі.

При виконанні першої частини треба вирішити як пряму, так і зворотну задачі. У завданні на виконання першої частини контрольної роботи задані параметри випрямляча, для якого студенту потрібно визначити, на основі яких напівпровідникових приладів та відповідних охолоджувачів повинен бути виготовлений випрямляч. Розрахунок температури T_j та вирішення зворотної задачі повинні підтвердити оптимальність вибору приладу.

При виконанні другої частини контрольної роботи треба вирішувати тільки пряму задачу і оптимальність вибору приладу визначається не перевищенням граничних режимів роботи.

Вибір типу напівпровідникового приладу можна зробити з тих що наведені у Додатку А.

Допускається вибирати будь-який інший тип приладу (не включений у Додаток А), але при цьому до контрольної роботи треба додати копію довідникових даних на вибраний прилад.

В процесі роботи приладу у перетворювачі частина електричної енергії перетворюється в теплову, яку треба відвести за допомогою охолоджувача.

Студент повинен вибрати тип охолоджувача та режим його використання за допомогою довідникових даних, що наведені у Додатку Б. Використовуються наступні режими охолодження:

- природна конвекція (ПК) повітря при відповідній втраті потужності у приладів, …Вт;

- примусове охолодження (ПО) з відповідним типом вентилятора, або з відповідною швидкістю потоку повітря, … м/с, чи з відповідними втратами потоку повітря, … $м^3$/год.

Допускається вибирати будь-який інший тип охолоджувача (не включений у Додаток Б), але при цьому до контрольної роботи треба додати копію довідникових даних на вибраний охолоджувач.

Після закінчення розрахунків обов’язково треба зробити висновки з аналізом отриманих результатів.

3.2 Варіанти завдання

3.2.1 Номер варіанту завдання співпадає з номером студента у списку в журналі. Якщо студенти поділені на дві групи, то для студентів з меншим номером групи призначені перші десять варіантів завдання, а для студентів з другої групи призначені інші десять варіантів завдання.

3.2.2 Варіанти завдання до частини 1 наведено у таблицях 3.1 та 3.2.

3.2.3 Варіанти завдання до частини 2 наведено у таблицях 3.3 та 3.4

Таблиця 3.1

Завдання до частини 1 контрольної роботи з курсу

“ Сучасні напівпровідникові прилади”

Вар.	Напруга живлення U_2, В	Напруга на виході U_d, В	Струм навантаження I_d, А	Вид випрямляча	Варіант навантаження по табл. 3.2	T_{amb}, °С
1	400	540	2000	Не керов.	3/3	50
2	400	540	500	Керован.	2/1	60
3	500	675	1000	Керован.	1	50
4	400	540	320	Керован.	2/2	60
5	690	930	1000	Не керов.	3/2	50
6	400	540	1500	Керован.	2/3	60
7	800	1080	630	Керован.	2/2	50
8	500	675	2000	Не керов.	3/1	60
9	400	540	800	Керован.	2/1	50
10	400	540	1200	Керован.	2/2	60
11	400	540	2500	Не керов.	1	50
12	400	540	630	Керован.	2/3	60
13	500	675	1000	Керован.	3/1	50
14	400	540	500	Не керов.	3/2	60
15	400	540	800	Керован.	2/1	50
16	400	540	400	Керован.	3/3	60
17	400	540	320	Керован.	2/2	50
18	400	540	1000	Керован.	2/3	60
19	500	675	1200	Керован.	3/1	50
20	400	540	200	Керован.	2/1	60
21	400	540	630	Керован.	2/2	50
22	800	1080	1000	Керован.	2/3	60
23	400	540	800	Керован.	3/1	50
24	400	540	320	Керован.	3/2	60
25	500	675	1200	Керован.	2/1	50
26	400	540	3000	Керован.	2/2	60
27	500	675	200	Керован.	2/3	50
28	400	540	320	Керован.	3/1	60

Таблиця 3.2

Режими навантаження випрямляча

Варіант	Коефіцієнти навантаження k_H, k_{OVL}	Режими навантаження
1	1	Безперервний, тривалий
2/1*	1,75	Циклічний: навантаження – 60 с період повторення – 183 с
2/2*	2	Циклічний: навантаження – 15 с період повторення – 60 с
2/3*	2,25	Циклічний: навантаження – 10 с період повторення – 51 с
3/1**	2	Однократне перевантаження протягом 360 с після безперервній роботи
3/2**	2,5	Однократне перевантаження протягом 180 с після безперервної роботи
3/3**	3	Однократне перевантаження протягом 100 с після безперервної роботи

Примітка

* Треба визначити:

1) Максимальне значення T_j у циклі при типовому навантаженні випрямляча:

$$I_C = k_H I_d .$$

2) Максимальне значення I_C при $T_j = T_{jM}$.

** Треба визначити:

1) Максимальне значення T_j при перевантаженні.
2) Максимальне значення струму перевантаження та k_{OVL} при $T_j = T_{jM}$.

Таблиця 3.3

Завдання до частини 2 контрольної роботи з курсу

“Сучасні напівпровідникові прилади” (Чопер)

Вар.	Напруга живлення U_d, В	Струм навантаження I, А	Робочий цикл D_T	f_1, Гц	f_2, Гц	T_{amb}, ^oC
1	540	50	0,3	10000	2000	50
2	540	150	0,2	5000	1000	60
3	675	275	0,3	3000	1000	50
4	540	75	0,2	7000	2000	60
5	930	300	0,3	1000	250	50
6	540	200	0,2	4000	1000	60
7	1080	300	0,3	1500	200	50
8	675	350	0,2	1000	300	60
9	540	125	0,3	5000	2000	50
10	540	175	0,2	3000	1000	60
11	540	250	0,3	2000	500	50
12	540	120	0,2	2500	1000	60
13	675	450	0,3	1000	200	50
14	540	320	0,2	1200	300	60
15	540	275	0,3	2000	400	50
16	540	40	0,2	1000	4000	60
17	540	70	0,3	8000	2000	0
18	540	140	0,2	2000	300	60
19	675	300	0,3	1000	250	50
20	540	250	0,3	1500	300	60
21	540	80	0,2	5000	1000	50
22	1080	380	0,3	1000	400	60
23	540	140	0,2	2000	500	50
24	540	280	0,3	1500	300	60
25	675	400	0,3	1000	200	50
26	540	250	0,2	1700	200	60
27	675	600	0,2	1000	250	50
28	540	100	0,3	5000	1000	60

Таблиця 3.4

Завдання до частини 2 контрольної роботи з курсу

“Сучасні напівпровідникові прилади” (Інвертор)

Вар.	Напруга живлення U_d, В	Струм навантаження I_L, А	f_o, Гц	$\cos\varphi$	F_{com}, Гц	m	T_{amb}, °C
1	620	25	200	0,8	5000	1	50
2	620	40	50	0,85	7000	0,58	60
3	820	75	50	0,86	1500	1	50
4	620	100	50	0,85	4000	1	60
5	820	125	50	0,85	1000	1	50
6	620	50	240	0,8	5000	1	60
7	1080	125	50	0,85	1000	1	50
8	820	100	50	0,87	1000	1	60
9	460	50	50	0,85	7000	0,78	50
10	620	40	100	0,85	7000	0,58	60
11	620	63	50	0,86	5000	1	50
12	620	75	100	0,86	5000	0,78	60
13	820	100	50	0,85	1000	1	50
14	620	40	50	0,86	6000	1	60
15	620	25	50	0,8	7000	1	50
16	620	32	50	0,84	6000	0,78	60
17	620	40	100	0,82	5000	0,58	50
18	620	50	75	0,8	5000	1	60
19	820	75	50	0,85	1200	1	50
20	620	100	70	0,86	3000	1	60
21	620	20	50	0,8	5000	1	50
22	1080	100	50	0,86	1000	1	60
23	620	125	50	0,86	3000	1	50
24	620	75	50	0,85	3000	1	60
25	820	100	50	0,85	1000	1	50
26	620	50	50	0,85	4000	1	60
27	820	75	50	0,85	1000	1	50
28	620	100	50	0,85	5000	1	60

3.3 Приклади виконання розрахунків

3.3.1 В якості приклада виконання розрахунків в частині 1 контрольної роботи візьмемо варіант 26 з таблиці 3.1, в якому треба визначити тип приладів та охолоджувачів до них для керованого випрямляча з діючою напругою живлення до 400 В, з напругою на виході до 540 В, на струм 3000 А, з навантаженням по варіанту 2/2, таблиця 3.2 (робота у циклічному режимі; час навантаження – 15 с, тривалість періоду – 60 с, з k_H = 2), при температурі охолоджуючого повітря 60°С.

3.3.1.1 В зв’язку з тим, що задано керований випрямляч, то прилади мають бути тиристорами. З таблиці 1.1 визначаємо, що для напруги живлення 400 В треба використовувати прилади з неповторною напругою 1400 В.

3.3.1.2 Визначаємо струм навантаження випрямляча в циклі

$$I_{dC} = k_H I_d = 2*3000 = 6000 \text{ А}.$$

3.3.1.3 Визначаємо струм через прилад (плече)

$$I_{AVC} = I_{dC} / 3 = 6000/3 = 2000 \text{ А}.$$

3.3.1.4 Приймаємо, що такий струм може забезпечити з’єднання кількох тиристорів у паралель.

Для забезпечення селективності дії системи захисту випрямляча (при паралельному з’єднанні тиристорів, у випадку пробою одного з них, випрямляч повинен відпрацювати 8 годин до появи можливості виконати заміну тиристора) мінімальна кількість паралельних гілок складає n = 3, але щоб забезпечити роботу без однієї паралелі розрахунки треба проводити для n = 2.

Визначаємо струм через кожний тиристор в цьому випадку за допомогою (2.1):

$$I_{AVC} = I_{dC} / 3nk_{HP} = 6000/3*2*0{,}9 = 1111{,}1 \text{ А}.$$

Приймаємо, що такий струм може забезпечити тиристор типу Т253-1250 на повторну напругу 1300 В виробництва заводу "Электровыпрямитель", РФ (повторна напруга 1300 В для цього тиристора відповідає неповторній напрузі 1400 В). Тиристор Т253-1250 має такі параметри: $U_{T0} = 0{,}95$ В, $r_T = 0{,}00002$ Ом, $R_{thjC} = 0{,}02$ К/Вт, $R_{thCH} = 0{,}005$ К/Вт (двостороннє охолодження), діаметр контактної поверхні (КП), що складає КП =50мм.

3.3.1.5 Визначимо втрати потужності у тиристорі

$$P_{AVC} = U_{T0} I_{AVC} + r_T k_f^2 I_{AVC}^2 = 0{,}95*1111{,}1 + 0{,}00002*3*1111{,}1^2 = 1129{,}6 \text{ Вт}.$$

3.3.1.6 Охолоджувач вибираємо типу О153, у якого контактна поверхня з приладом складає до 55 мм і який має наступні теплові параметри: $R_{thH} = 0{,}075$ К/Вт при швидкості потоку повітря 6 м/с та

R_i, К/Вт	0,04149	0,01828	0,01304	0,002188
τ_i, с	385,5	83,119	9,1323	1,08

3.3.1.7 Сумарний тепловий опір складає:

$$R_{thja} = R_{thjC} + R_{thCH} + R_{thH} = 0{,}02 + 0{,}005 + 0{,}075 = 0{,}1 \text{ К/Вт}.$$

Визначимо перехідний тепловий опір охолоджувача для моментів часу 15 с, 60 с, 75 с за формулою (2.9) відповідно:

Z_{thH} (15) = 0,0173 К/Вт , Z_{thH} (60) = 0,03059 К/Вт , Z_{thH} (75) = 0,0334 К/Вт.

Час виходу на тепловий стаціонарний режим у таблеткових приладів складає менше 10 с, тому немає потреби при циклічному навантаженні 10 с та більше, визначати його перехідний тепловий опір, бо він стає рівним стаціонарному тепловому опору.

Визначаємо перехідний тепловий опір системи *тиристор-охолоджувач* для моменту часу 15 с, 60 с, 75 с:

$$Z_{thja}(t) = R_{thjC} + R_{thCH} + Z_{thH}(t) ,$$

відповідно:

$$Z_{thja}(15) = 0{,}02 + 0{,}005 + 0{,}0173 = 0{,}0423 \text{ К/Вт};$$

$$Z_{thja}(60) = 0{,}02 + 0{,}005 + 0{,}03059 = 0{,}05559 \text{ К/Вт};$$

$$Z_{thja}(75) = 0{,}02 + 0{,}005 + 0{,}0334 = 0{,}0584 \text{ К/Вт}.$$

3.3.1.8 За допомогою формули (2.6) визначаємо значення T_j у циклі:

$$T_j = P_P [\frac{t_P}{t_C} R_{thja} + (1 - \frac{t_P}{t_C}) Z_{thja}(t_P + t_C) - Z_{thja}(t_C) + Z_{thja}(t_P) + T_{amb} =$$

$$1129{,}6[\ \frac{15}{60}\ * 0{,}1 + (1 - \frac{15}{60}\ ) * 0{,}0584 - 0{,}05559 + 0{,}0423\ ] + 60 = 122{,}7^{o}\text{C}.$$

Це значення температури не перевищує максимально допустимого значення 125°С. Отримане значення T_j = 122,7°С має місце, коли у плечі моста навантажено два з трьох тиристора.

Визначимо максимальне значення струму навантаження випрямляча при циклічному режимі роботи і всіх працюючих тиристорах.

3.3.1.9 Визначимо максимальне значення струму навантаження одного тиристора при циклічному режимі роботи.

За допомогою формули (2.14) визначимо максимальне значення втрат потужності у циклі:

$$P_{MC} = \frac{T_{jM} - T_{amb}}{\frac{t_P}{t_C} R_{thja} + (1 - \frac{t_P}{t_C}) Z_{thja}(t_P + t_C) - Z_{thja}(t_C) + Z_{thja}(t_P)} =$$

$$\frac{125-60}{\frac{15}{60}*0,1+(1-\frac{15}{60})*0,0584-0,05559+0,0423} = 1171 \text{ Вт.}$$

Визначаємо максимальне значення середнього струму через тиристор

$$I_{AVM} = \frac{\sqrt{U_{T0}^2 + 4k_f^2 r_T P_M} - U_{T0}}{2k_f^2 r_T} = \frac{\sqrt{0,95^2 + 4*3*0,00002*1171} - 0,95}{2*3*0,00002} = 1149,2 \text{ А.}$$

3.3.1.10 Максимальне значення струму навантаження випрямляча при циклічному режимі роботи і всіх працюючих тиристорах буде таким:

$$I_{dMC} = I_{AVMC} * 3 * n * k_{HP} = 1149,2 * 3 * 3 * 0,9 = 9308,5 \text{ А.}$$

3.3.1.11 Визначаємо максимальне значення струму випрямляча у постійному тривалому режиму роботи:

$$I_{dM} = I_{dMC} / k_H = 9308,5 / 2 = 4654,2 \text{ А.}$$

3.3.1.12 ВИСНОВОК

Високе максимальне значення струму випрямляча у постійному тривалому режиму роботи відносно заданого значення (3000 А) обумовлено: по перше, вимогою необхідності циклічного режиму роботи, а по друге, вимогою необхідності гарячого резервування однієї паралелі при паралельному з'єднані тиристорів.

3.3.2 Другим прикладом виконання розрахунків в частині 1 контрольної роботи візьмемо варіант 27 з таблиці 3.1, в якому треба визначити тип приладів та охолоджувачів до них для керованого випрямляча з діючою напругою живлення до 500 В, з напругою на виході до 675 В, на струм 200 А, з навантаженням по варіанту 2/3, таблиця 3.2 (робота в циклічному режимі; час навантаження – 10 с, час періоду – 51с, з k_H = 2,25), при температурі охолоджуючого повітря 50°С.

3.3.2.1 В зв'язку з тим, що задано керований випрямляч, прилади мають бути тиристорами. З таблиці 1.1 визначаємо, що для діючої напруги живлення 500 В треба використовувати прилади з неповторною напругою 1800 В.

3.3.2.2 Визначаємо струм навантаження випрямляча в циклі:

$$I_{dC} = k_H I_d = 2,25*200 = 450 \text{ А.}$$

3.3.2.3 Визначаємо струм через прилад (плече):

$$I_{AVC} = I_{dC} / 3 = 450/3 = 150 \text{ А}.$$

3.3.2.4 Приймаємо, що такий струм може забезпечити тиристор типу 5STP 03A 1600 фірми ABB на повторну напругу 1600 В, що відповідає неповторній напрузі 1800 В, відповідно до рекомендації таблиці 1.1. Тиристор 5STP 03A 1600 має такі параметри: U_{T0} = 0,89 В, r_T = 0,00085 Ом, R_{thjC} = 0,09 К/Вт, R_{thCH} = 0,04 К/Вт (двостороннє охолодження), діаметр контактної поверхні складає КП = 19 мм.

3.3.2.5 Визначимо втрати потужності у тиристорі:

$$P_{AVC} = U_{T0} I_{AVC} + r_T k_f^2 I_{AVC}^2 = 0,89*150 + 0,00085*3*150^2 = 190,9 \text{ Вт}.$$

3.3.2.6 Охолоджувач вибираємо типу 2xP8/180N, який при контактної поверхні з приладом КП = 19 мм має такі теплові параметри: R_{thH} = 0,32 К/Вт при природній конвекції повітря та потужності, що відводиться 200 Вт , а також

R_i , К/Вт	0,284	0,04327	0,04115	0,02222
τ_i , с	2018,5	54,716	7,926	0,9773

3.3.2.7 Сумарний тепловий опір складає:

$$R_{thja} = R_{thjC} + R_{thCH} + R_{thH} = 0,09 + 0,04 + 0,32 = 0,45 \text{ К/Вт}.$$

Визначимо перехідний тепловий опір охолоджувача для моментів часу 10 с, 51 с, 61 с за формулою (2.9):

$$Z_{thH}(10) = 0,0603 \text{ К/Вт}, \; Z_{thH}(51) = 0,097 \text{ К/Вт}, \; Z_{thH}(61) = 0,101 \text{ К/Вт}.$$

Час виходу на тепловий стаціонарний режим у таблеткових приладів складає менше 10 с, тому немає потреби при циклічному навантаженні 10 с та більше, визначати його перехідний тепловий опір бо він стає рівним стаціонарному тепловому опору.

Визначаємо перехідний тепловий опір системи *тиристор-охолоджувач* для моментів часу 10 с, 51с, 61 с:

$$Z_{thja}(t) = R_{thjC} + R_{thCH} + Z_{thH}(t) \; ,$$

відповідно:

$$Z_{thja}(10) = 0,09 + 0,04 + 0,0603 = 0,1903 \text{ К/Вт};$$

$$Z_{thja}(51) = 0,09 + 0,04 + 0,097 = 0,227 \text{ К/Вт};$$

$$Z_{thja}(61) = 0,09 + 0,04 + 0,101 = 0,231 \text{ К/Вт}.$$

3.3.2.8 За допомогою формули (2.6) визначаємо значення T_j у циклі:

$$T_j = P_P[\frac{t_P}{t_C}R_{thja} + (1-\frac{t_P}{t_C})Z_{thja}(t_P + t_C) - Z_{thja}(t_C) + Z_{thja}(t_P) + T_{amb} =$$

$$190,9[\frac{10}{51} * 0,45 + (1 - \frac{10}{51}) * 0,231 - 0,227 + 0,1903] + 50 = 95,3^oC.$$

Це значення температури не перевищує максимально допустимого значення 125°С.

3.3.2.9 Визначимо максимальне значення струму навантаження тиристора при циклічному режимі роботи.

За допомогою формули (2.14) визначимо максимальне значення втрат потужності у циклі:

$$P_{MC} = \frac{T_{jM} - T_{amb}}{\frac{t_P}{t_C}R_{thja} + (1-\frac{t_P}{t_C})Z_{thja}(t_P + t_C) - Z_{thja}(t_C) + Z_{thja}(t_P)} =$$

$$\frac{125-50}{\frac{10}{51} * 0,45 + (1-\frac{10}{51}) * 0,231 - 0,227 + 0,1903} = 316,2 \text{ Вт}.$$

Визначаємо максимальне значення середнього струму через тиристор при циклічному навантаженні:

$$I_{AVM} = \frac{\sqrt{U_{T0}^2 + 4k_f^2 r_T P_M} - U_{T0}}{2k_f^2 r_T} = \frac{\sqrt{0,89^2 + 4 * 3 * 0,00085 * 316,2} - 0,89}{2 * 3 * 0,00085} = 218,5 \text{ А}.$$

3.3.2.10 Максимальне значення струму навантаження випрямляча при циклічному режимі роботи буде таким:

$$I_{dMC} = 3I_{AVMC} = 3*218,5 = 655,5 \text{ А}.$$

3.3.2.11 Визначаємо максимальне значення струму випрямляча у постійному тривалому режиму роботи:

$$I_{dM} = I_{dMC} / k_H = 655,5/2,25 = 291,3 \text{ А}.$$

3.3.2.12 ВИСНОВОК

Вибрані типи тиристора та охолоджувача дають значний запас по температурі та по значенню максимального струму навантаження, як у режимі постійного навантаження, так і в циклічному режимі роботи.

Охолодження тиристорів забезпечується за рахунок природної конвекції повітря.

3.3.3 Третім прикладом виконання розрахунків в частині 1 контрольної роботи візьмемо варіант 28 з таблиці 3.1, в якому треба визначити тип приладів та охолоджувачів до них для керованого випрямляча з діючою напругою живлення до 400 В, з напругою на виході до 540 В, на струм 320 А, з навантаженням по варіанту 3/1, таблиця 3.2 (однократне перевантаження двократним струмом протягом 360 с після безперервної роботи), при температурі охолоджуючого повітря 60°С.

3.3.3.1 В зв'язку з тим, що задано керований випрямляч, прилади мають бути тиристорами. З таблиці 1.1 визначаємо, що для діючої напруги живлення 400 В треба використовувати прилади з неповторною напругою 1400 В.

3.3.3.2 Визначаємо значення струму попереднього навантаження тиристору:

$$I_{AV} = I_d / 3 = 320/3 = 106{,}7 \text{ А}.$$

3.3.3.3 Визначаємо значення струму перевантаження тиристору:

$$I_{OVL} = k_{OVL} I_{AV} = 2*106{,}7 = 213{,}4 \text{ А}.$$

3.3.3.4 Приймаємо, що такий струм може забезпечити тиристор типу 5STP 07D 1200 фірми ABB на повторну напругу 1200 В, що відповідає неповторній напрузі 1400 В, яка рекомендується в таблиці 1.1. Тиристор 5STP 07D 1200 має такі параметри: U_{T0} = 0,8 В, r_T = 0,00054 Ом, R_{thjC} = 0,036 К/Вт, R_{thCH} = 0,0075 К/Вт (двостороннє охолодження), діаметр контактної поверхні складає КП = 34 мм.

3.3.3.5 Визначимо втрати потужності у тиристорі від протікання струму попереднього навантаження:

$$P_1 = U_{T0} I_{AV} + r_T k_f^2 I_{AV}^2 = 0{,}8*106{,}7 + 0{,}00054*3*106{,}7^2 = 103{,}8 \text{ Вт}.$$

3.3.3.6 Визначимо втрати потужності у тиристорі від протікання струму перевантаження:

$$P_{OVL} = U_{T0} I_{OVL} + r_T k_f^2 I_{OVL}^2 = 0{,}8*213{,}4 + 0{,}00054*3*213{,}4^2 = 244{,}5 \text{ Вт}.$$

3.3.3.7 Охолоджувач вибираємо типу 2xP8/180N, і який при контактної поверхні з приладом КП = 32…48 мм має такі теплові параметри: R_{thH} = 0,3 К/Вт при природній конвекції повітря та потужності, що відводиться 200 Вт , а також

R_i , К/Вт	0,254	0,01192	0,02425	0,09848
τ_i , с	865,62	86,0	9,352	0,7813

3.3.3.8 Сумарний тепловий опір складає:

$$R_{thja} = R_{thjC} + R_{thCH} + R_{thH} = 0{,}036 + 0{,}0075 + 0{,}3 = 0{,}3435 \text{ К/Вт.}$$

3.3.3.9 Визначимо перехідний тепловий опір охолоджувача для моменту часу 360 с за формулою (2.9):

$$Z_{thH}\ (360) = 0{,}1323 \text{ К/Вт.}$$

Час виходу на тепловий стаціонарний режим у таблеткових приладів складає менше 10 с, тому немає потреби при тривалості навантаження 10 с та більше, визначати його перехідний тепловий опір бо він стає рівним стаціонарному тепловому опору.

3.3.3.10 Визначаємо перехідний тепловий опір системи *тиристор-охолоджувач* для моменту часу 360 с :

$$Z_{thja}(t) = R_{thjC} + R_{thCH} + Z_{thH}(t)\ ,$$

$$Z_{thja}\ (360) = 0{,}036 + 0{,}0075 + 0{,}1323 = 0{,}1758 \text{ К/Вт.}$$

3.3.3.11 Визначаємо значення максимальної температури структури тиристора при перевантаженні:

$$T_j = P_1 R_{thja} + (P_{OVL} - P_1)Z_{thja}(t_{OVL}) + T_{amb} =$$

$$103{,}8*0{,}3435+(244{,}5-103{,}8)*0{,}1758+60 = 120{,}4^{o}\text{C.}$$

3.3.3.12 Визначаємо максимальне значення потужності яку може відвести охолоджувач у постійному режимі роботи:

$$P_M = \frac{T_{jM} - T_{amb}}{R_{thja}} = \frac{125-60}{0{,}3435} = 189{,}2 \text{ Вт.}$$

3.3.3.13 Визначаємо максимальне значення середнього струму через тиристор при постійному навантаженні:

$$I_{AVM} = \frac{\sqrt{U_{T0}^2 + 4k_f^2 r_T P_M} - U_{T0}}{2k_f^2 r_T} = \frac{\sqrt{0{,}8^2 + 4*3*0{,}00054*189{,}2} - 0{,}8}{2*3*0{,}00054} = 174{,}7 \text{ А.}$$

3.3.3.14 Визначаємо максимальне значення струму випрямляча у постійному тривалому режиму роботи:

$$I_{dM} = 3I_{AVM} = 3*174,7 = 524 \text{ А}.$$

3.3.3.15 ВИСНОВКИ

1. Запропонований випрямляч на основі тиристорів типу 5STP 07D 1200 з охолоджувачами типу 2xP8/180N з природною конвекцією охолоджуючого повітря допускає навантаження струмом 320 А з послідуючим двократним перевантаженням протягом 360 с.

2. Максимально допустиме значення струму навантаження випрямляча у постійному режимі складає 524 А.

3.3.4 Першим прикладом виконання розрахунків в частині 2 контрольної роботи візьмемо варіант 27 з таблиці 3.3, в якому треба визначити тип модулів та охолоджувачів до них для чопера з напругою живлення $U_d = 675$ В, струм навантаження $I_L = 600$ А, тривалість робочого циклу транзистора $D_T = 0,2$, на двох частотах комутації $f_{com1} = 1000$ Гц, $f_{com2} = 250$ Гц , $T_{amb} = 50^o$ С.

3.3.4.1 Визначимо тривалість періоду на частотах f_{com1} та f_{com2} :

$$t_{c1} = 1/f_{com1} = 1/1000 = 0,001 \text{ с};$$

$$t_{c2} = 1/f_{com2} = 1/250 = 0,004.$$

3.3.4.2 Визначимо тривалість імпульсу струму навантаження транзистора (IGBT):

$$t_1 = t_{c1} D_T = 0,001*0,2 = 0,0002 \text{ с} ;$$

$$t_2 = t_{c2} D_T = 0,004*0,2 = 0,0008 \text{ с} .$$

3.3.4.3 З таблиці 1.2 визначаємо, що треба використовувати модуль на повторну напругу 1700 В. За цих умов з урахуванням амплітуди імпульсу струму вибираємо 2 одноключових модулів типу 5SNA 1600N170100. В одному модулі використовуємо транзистор в якості ключового елемента, а в другому – діод зворотного струму в якості зворотного діоду.

Модуль 5SNA 1600N170100 має такі параметри: $U_{CE0} = 1,15$ В,

$r_{CE} = 0,000875$ Ом, $R_{thjC(T)} = 0,011$ К/Вт, $R_{thCH(T)} = 0,912$ К/Вт, a = 258,

b = 0,275, c = 0,000163 [мДж], $U_{F0} = 0,93$ В, $r_F = 0,00047$ Ом,

$R_{thjC(D)} = 0,018$ К/Вт, $R_{thCH(D)} = 0,024$ К/Вт, d = 95, e = 0,314, f = - 0,00004 [мДж], $U_N = 1200$ В.

3.3.4.4 Визначаємо втрати енергії у транзисторі при комутації:

$$E_{com} = E_{on} + E_{off} = (a + bI_C + cI_C^2)U_d / U_N =$$

(258 + 0,275*600 + 0,000163*600^2)*675/1200 = 271 мДж = 0,271 Дж.

3.3.4.5 Визначаємо втрати енергії у діоді при відновлювані замикаючої властивості:

$$E_{rr} = (d + eI_F + fI_F^2)U_d / U_N =$$

(95 + 0,314*600 – 0,00004*600^2)*675/1200 = 151,3 мДж = 0,1513 Дж.

3.3.4.6 Втрати потужності у транзисторі визначаються за формулою (2.21):

$$P_T = f_{com}[t_1(U_{CE0}I_C + r_{CE}I_C^2) + E_{com}]$$

P_{T1} = 1000*[0,0002*(1,15*600 + 0,000875*600^2) + 0,271] = 472 Вт;

P_{T2} = 250*[0,0008*(1,15*600 + 0,000875*600^2) + 0,271] = 268,8 Вт.

3.3.4.7 Втрати потужності у діоді визначаються за формулою (2.22):

$$P_D = (1 - D_T)(U_{F0}I_F + r_F I_F^2) + f_{com}E_{rr}$$

P_{D1} = (1-0,2)*(0,93*600 + 0,00047*600^2) + 1000*0,1513 = 733 Вт;

P_{D2} = (1-0,2)*(0,93*600 + 0,00047*600^2) + 250*0,1513 = 619,6 Вт.

3.3.4.8 Визначаємо сумарні втрати потужності в модулях чопера

$P_{tot1} = P_{T1} + P_{D1}$ = 472 + 733 = 1205 Вт;

$P_{tot2} = P_{T2} + P_{D2}$ = 268,8 + 619,6 = 888,4 Вт.

3.3.4.9 Охолоджувач вибираємо типу Р 16/300F з примусовою конвекцією повітря вентилятором типу SKF 16B-230-01, який має тепловий опір R_{thH} = 0,024 К/Вт.

3.3.4.10 Визначаємо значення температури контактної поверхні охолоджувача:

$T_{H1} = R_{thH} P_{tot1} + T_{amb}$ = 0,024*1205 + 50 = 78,9 ^{o}C;

$T_{H2} = R_{thH} P_{tot2} + T_{amb}$ =0,024*888,4 + 50 = 71,3 ^{o}C.

3.3.4.11 Визначаємо температури напівпровідникової структури транзистора при частоті комутації 1000 Гц та 250 Гц, відповідно:

$T_{jT1} = (R_{thjCT} + R_{thCHT}) P_{T1} + T_{H1}$ = (0,011 + 0,012)*472 + 78,9 = 89,8 ^{o}C;

$T_{jT2} = (R_{thjCT} + R_{thCHT}) P_{T2} + T_{H2}$ = (0,011 + 0,012)*268,8 + 71,3 = 77,5 ^{o} C.

3.3.4.12 Визначаємо температури напівпровідникової структури діода при частоті комутації 1000 Гц та 250 Гц, відповідно:

$T_{jD1} = (R_{thCD} + R_{thCHD}) P_{D1} + T_{H1}$ = (0,018 + 0,024)*733 + 78,9 = 109,7 ^{o} C;

$T_{jD2} = (R_{thCD} + R_{thCHD}) P_{D2} + T_{H2} = (0,018 + 0,024)*619,5 + 71,3 = 97,3\ ^{o}C.$

3.3.4.13 ВИСНОВКИ

1. При значенні робочого циклу транзистору $D_T = 0,2$ втрати потужності у діоді та значення середньої температури значно вищі ніж у транзисторі, хоча параметри ВАХ у діода кращі ніж у транзистора.

2. Частота комутації суттєво впливає на температуру напівпровідникової структури транзистору та діоду.

3.3.5 Другим прикладом виконання розрахунків в частині 2 контрольної роботи візьмемо варіант 28 з таблиці 3.4, в якому треба визначити тип модулів та охолоджувачів до них для дворівневого інвертору напруги. Інвертор має такі параметри: напруга живлення $U_d = 620$ В, діючий струм навантаження $I_L = 100$ А, частота основної гармоніки струму $f_o = 50$ Гц, коефіцієнт потужності навантаження інвертора $\cos\varphi = 0,85$, значення коефіцієнта модуляції $m = 1$, частота комутації $f_{com} = 5000$ Гц, $T_{amb} = 60^{o}$ С.

3.3.5.1 З таблиці 1.2 визначаємо, що для напруги живлення 620 В треба використовувати модуль на повторну напругу 1200 В.

3.3.5.2 Визначаємо амплітудне значення струму на виході інвертора

$$I_m = \sqrt{2} I_L = \sqrt{2} *100 = 141 \text{ А}.$$

Цьому струму та напруги у блокованому стані відповідає модуль SKM 200 GB 126 D, який має такі параметри: $I_C = 190$ А ($T_C = 80\ ^{o}$C);

$U_{CE0} = 0,9$ В; $r_{CE} = 0,0073$ Ом; $R_{thjCT} = 0,13$ К/Вт; $R_{thCH} = 0,038$ К/Вт;

$U_{F0} = 0,8$ В; $r_F = 0,0053$ Ом; $R_{thjCD} = 0,3$ К/Вт; a = - 9,2; b = 0,44; c = 0,00058;

d = 3,8; e = 0,123; f = - 0,00021, $U_N = 600$ В.

3.3.5.3 Визначаємо втрати потужності у транзисторі та діоді у відкритому стані за формулами (2.28), (2.29):

$$P_{condT} = 0,5\left(\frac{U_{CE0}}{\pi} I_m + \frac{r_{CE}}{4} I_m^2\right) + m\cos\varphi \left(\frac{U_{CE0}}{8} I_m + \frac{r_{CE}}{3\pi} I_m^2\right) =$$

$$0,5\left(\frac{0,9}{3,14} *141 + \frac{0,00073}{4} *141^2\right) + 1*0,85\left(\frac{0,9}{8} *141 + \frac{0,00073}{3*3,14} *141^2\right) = 65,1 \text{ Вт};$$

$$P_{condD} = 0{,}5\left(\frac{U_{F0}}{\pi} I_m + \frac{r_F}{4} I_m^2\right) - m\cos\varphi \ \left(\frac{U_{F0}}{8} I_m + \frac{r_F}{3\pi} I_m^2\right) =$$

$$0{,}5\left(\frac{0{,}8}{3{,}14} * 141 + \frac{0{,}0053}{4} * 141^2\right) - 1 * 0{,}85\left(\frac{0{,}8}{8} * 141 + \frac{0{,}0053}{3 * 3{,}14} 141^2\right) = 9{,}7 \text{ Вт.}$$

3.3.5.4 Визначаємо втрати енергії у транзисторі при комутації:

$$E_{com_T} = E_{on} + E_{off} = (a + bI_C + cI_C^2)U_d / U_N =$$

(-9,2 + 0,44*141 -0,00058*141^2) *620/600 = 42,8 мДж = 0,0428 Дж.

3.3.5.5 Визначаємо втрати енергії у діоді при відновлювані замикаючої властивості:

$$E_{rr} = (d + eI_F + fI_F^2)U_d / U_N =$$

(3,8 + 0,123*141 – 0,00021*141^2)*620/600 = 17,7 мДж = 0,0177 Дж.

3.3.5.6 Визначаємо втрати потужності у транзисторі при комутації та у діоді при відновлені вимикаючої спроможності:

$$P_{comT} = f_{com} E_{com} / \pi = 5000*0{,}0428 / 3{,}14 = 68{,}2 \text{ Вт;}$$
$$P_{comD} = f_{com} E_{rr} / \pi = 5000*0{,}0177 / 3{,}14 = 28{,}2 \text{ Вт.}$$

3.3.5.7 Визначаємо сумарні втрати потужності у транзисторі та у діоді:

$$P_{totT} = P_{condT} + P_{comT} = 65{,}1 + 68{,}2 = 133{,}3 \text{ Вт;}$$
$$P_{totD} = P_{condD} + P_{comD} = 9{,}7 + 28{,}2 = 37{,}9 \text{ Вт.}$$

3.3.5.8 Визначаємо сумарні втрати потужності у двоключевому модулі:

$$P_{tot} = 2(P_{totT} + P_{totD}) = 2*(133{,}3 + 37{,}9) = 342{,}4 \text{ Вт.}$$

3.3.5.9 Інвертор складається з трьох двоключових модулів, тому охолоджувач повинен відвести в охолоджуюче середовище таку втрату потужності:

$$P_H = 3P_{tot} = 3*342,4 = 1027,2 \text{ Вт.}$$

Таку потужність може відвести охолоджувач типу Р 16/200 F з вентилятором SKF 16В – 230 – 01, який має тепловий опір R_{thH} =0,033 К/Вт.

3.3.5.10 Температура контактної поверхні охолоджувача з модулями буде такою:

$$T_H = P_H R_{thH} + T_{amb} = 1027,2*0,033 + 60 = 93,9^oC.$$

3.3.5.11 Температура напівпровідникової структури транзистора IGBT буде такою:

$$T_{jT} = P_{totT} R_{thjCT} + P_{tot} R_{thCH} + T_H = 133,3*0,13 + 342,4*0,038 + 93,9 = 124,2^oC.$$

3.3.5.12 Температура напівпровідникової структури діоду буде такою:

$$T_{jD} = P_{totD} R_{thjCD} + P_{tot} R_{thCH} + T_H = 37,9*0,3 + 342,4*0,038 + 93,9 = 118,3\ ^oC.$$

3.3.5.13 ВИСНОВОК

При навантаженні інвертора на основі модулів SKM 200 GB 126D з охолоджувачем Р 16/200 та вентилятором SKF 16В – 230 – 01 струмом у 100 А температура напівпровідникової структури транзистора та діода підвищується до значень 124,2^{o}С і 118,3^{o}С, що є меншою за максимально допустиме значення – 125^{o}С. Такий тепловий режим роботи є цілком безпечний для модулів інвертора.

ДОДАТОК А

Довідникові дані силових напівпровідникових приладів

Таблиця А.1

Діоди

Тип	U_{RSM}, В	U_{RRM}, В	I_{FAVM}, А (T_C=85°C)	U_{F0}, В	r_F, Ом	R_{thjC}, К/Вт	R_{thCH}, К/Вт	R_i, К/Вт	τ_i, с	КП, мм	T_{jM}, °С
5SDA10D2303	2530	2300	1140	0,83	0,0003	0,04	0,008	20,95	0,396	34	160
5SDA11D1702	1870	1700	1310	0,74	0,00025			10,57	0,072		
								7,15	0,009		
								1,33	0,0044		
5SDA27F1402	1540	1400	2700	0,79	0,00009	0,02	0,005	11,83	0,432	47	
								4,26	0,071		
								1,63	0,01		
								2,28	0,0054		

Таблиця А.2

Тиристори

Тип	U_{RSM}/U_{RSM}, В	U_{DRM}/U_{RRM}, В	I_{TAV}, А T_C=85°С	U_{T0}, В	r_T, Ом	R_{thjC}, К/Вт	R_{thCH}, К/Вт	R_i, К/Вт	τ_i, с	КП, мм	T_{jM}, °С
Т233-400	2100-2500	2000-2400	480	1,0	0,0009	0,04	0,015	0,00519 0,00892 0,00662 0,01927	0,0008 0,0376 0,4876 1,5165	33	125
Т143-800	1000-1900	900-1800	815	0,88	0,000374	0,03	0,01	0,00308 0,00586 0,00454 0,01652	0,0009 0,0249 0,2166 1,2186	37	
Т253-1250	500-1900	400-1800	1270	0,95	0,0002	0,02	0,005	0,0008 0,0016 0,0037 0,0139	0,0001 0,0013 0,0298 0,9313	50	

Продовження таблиці А.2

Тип	U_{RSM}/U_{RSM}, В	U_{DRM}/U_{RRM}, В	I_{TAV}, А T_C=70°C	U_{T0}, В	r_T, Ом	R_{thjC}, К/Вт	R_{thCH}, К/Вт	R_i, К/Вт	τ_i, с	КП, мм	T_{jM}, °C
5STP 03A1600	1400	1200	325	0,89	0,00089	0,09	0,04	0,0156 0,0179 0,0187 0,0182	1,4191 0,181 0,1614 0,0941	19	125
5STP 07D1200 5STP 07D1800	1400 2000	1200 1800	730	0,80	0,00054	0,036	0,0075	0,01918 0,00982	0,3862 0,0561	34	
5STP 06D2800	3000	2800	620	0,92	0,00078			0,00545	0,0058		
5STP 04D4200	4600	4200	470	1,0	0,0015			0,00144	0,0024		
5STP 21F1400 5STP 16F2800	1600 3000	1400 2800	1960 1400	0,75 0,82	0,000157 0,00037	0,017	0,004	0,01035 0,00376 0,00229 0,00067	0,3723 0,0525 0,0057 0,0023	47	

Таблиця А.3

Одноключові модулі

Тип	U_{CE0}, В	I_C, А	U_{CE0}, В	r_{CE}, мОм	R_{thjCT}, К/Вт	U_{F0}, В	r_F, мОм	R_{thjCD}, К/Вт	R_{thCH}, К/Вт	U_N, В	a b c , мДж	d e f , мДж	Реком. охол.
SKM500GA128D	1200	500	0,9	3	0,047	1,1	2,3	0,09	0,038	600	12 0,1435 0,000102	1,5 0,09625 -0,000069	P 16
SKM800GA176D	1700	590	0,9	2,5	0,04	1,1	0,83	0,07	0,038	1200	113,4 0,533 0,000399	31 0,2498 -0,000086	P 16
SKM800GA126D	1200	620	0,9	1,8	0,042	0,8	1,3	0,09	0,038	600	32,5 0,1188 0,000134	11 0,0918 -0,000026	P 16
5SNA1200E330100	3300	1200	1,68	1,8	0,008 5	1,2	0,92	0,017	0,006	1800	457 2,4 0,000357	285 1,45 -0,000345	P 16

Продовження таблиці А.3

Тип	U_{CE0}, В	I_C, А	U_{CE0}, В	r_{CE}, мОм	R_{thjCT}, К/Вт	U_{F0}, В	r_F, мОм	R_{thjCD}, К/Вт	R_{thCH}, К/Вт	U_N, В	a b c , мДж	d e f , мДж	Реком. охол.
5SNA1600N170100	1700	1600	1,15	0,875	0,011	0,93	0,47	0,018	0,012 T D 0,024	900	258 0,275 0,000163	95 0,314 -0,00004	P 16
5SNA2400E120100	1200	2400	1,05	0,46	0,0085	1,1	0,25	0,017	0,009 T D 0,018	600	153 -0,025 0,00011	19,5 0,13 -0,000014	P 16
5SNA2400E170100	1700	2400	1,15	0,58	0,007	0,95	0,29	0,012	0,006	1700	233 0,28 0,000138	76 0,382 -0,000045	P 16

Таблиця А.4

Двоключові модулі

Тип	U_{CE0}, В	I_C, А	U_{CE0}, В	r_{CE}, мОм	R_{thjCT}, К/Вт	U_{F0}, В	r_F, мОм	R_{thjCD}, К/Вт	R_{thCH}, К/Вт	U_N, В	a b c , мДж	d e f , мДж	Реком. охол.
SKM75GB128D	1200	70	0,9	24	0,3	1,1	18	0,6	0,06	600	0,805 0,2424 -0,000633	1,478 0,02345 -0,000117	P 3
SKM100GB128D	1200	105	0,9	16	0,21	1,1	12	0,5	0,05	600	5,3 0,089 0,00082	2 0,032 -0,00008	P 3
SKM200GB123D	1200	180	1,6	10	0,09	1,1	6	0,25	0,038	600	17,4 -0,015 0,00114	3,6 0,02 0	P 16
SKM200GB126D	1200	190	0,9	7,3	0,13	0,9	5,3	0,3	0,038	600	-9,2 0,44 -0,00056	3,8 0,123 -0,00021	P 16

Продовження таблиці А.4

Тип	U_{CE0}, В	I_C, А	U_{CE0}, В	r_{CE}, мОм	R_{thjCT}, К/Вт	U_{F0}, В	r_F, мОм	R_{thjCD}, К/Вт	R_{thCH}, К/Вт	U_N, В	a b c , мДж	d e f , мДж	Реком. охол.
SKM200GB176D	1700	180	0,9	10	0,12	0,9	5,3	0,25	0,038	1200	63,6 -0,0185 0,00374	6,56 0,232 -0,000434	P 16
SKM300GB128D	1200	265	0,9	6	0,085	1,1	4,5	0,18	0,038	600	4,89 0,17385 0,000122	3,45 0,0461 -0,000036	P 16
SKM400GB126D	1200	330	0,9	3,7	0,08	0,8	2,7	0,18	0,038	600	14,78 0,1862 0,000074	-1,71 0,15805 -0,000147	P 16
SKM400GB128D	1200	400	0,9	4	0,055	1,1	3	0,125	0,038	600	14,93 0,109 0,000196	5,93 0,048 -0,000038	P 16

Продовження таблиці А.4

Тип	U_{CE0}, В	I_C, А	U_{CE0}, В	r_{CE}, мОм	R_{thjCT}, К/Вт	U_{F0}, В	r_F, мОм	R_{thjCD}, К/Вт	R_{thCH}, К/Вт	U_N, В	a b c , мДж	d e f , мДж	Реком. охол.
KM400GB176D	1700	310	0,9	5,2	0,075	0,9	3	0,125	0,038	1200	39,8 0,6665 0,000585	16,59 0,8799 -0,000233	P 16
EMiX352GB128Ds	1200	270	0,9	6	0,083	1,1	4,5	0,15	0,045	600	13,17 0,05442 0,000419	2,3 0,0606 -0,000076	P 16

Довідникові дані охолоджувачів **ДОДАТОК Б**

Охолоджувачі таблеткових приладів Таблиця Б1

Тип	$R_{th\ H}$, К/Вт	R_i, К/Вт	τ_i, с	Режим, ПК,Р…Вт	КП, мм
О242	0,67	0,587 0,0788 0,00285 0,00136	1042,8 92,31 8,648 0,3523	150	33
О143	0,5	0,4453 0,04623 0,0069 0,00162	669,6 63,26 28,9 0,533	120	42
О153	0,26	0,2032 0,0441 0,0109 0,0018	1410,9 49,07 13,9 0,9414	220	55
2хР8/180N	0,38	0,2708 0,0417 0,0448 0,0227	2447,8 70,11 8,666 0,991	100	19
	0,32	0,284 0,04327 0,04115 0,0222	2018,5 54,716 7,926 0,9773	200	
	0,298	0,1859 0,04633 0,0433 0,0225	2199,9 66,736 8,342 0,985	400	

Продовження таблиці Б1

Тип	$R_{th\,H}$, К/Вт	R_i, К/Вт	τ_i, с	Режим, ПК,Р…Вт	КП, мм
2xP8/180N	0,36	0,3172 0,00842 0,02455 0,00988	1028,9 74,93 9,476 0,7837	100	32…48
	0,3	0,254 0,0119 0,0242 0,00985	865,62 86,0 9,352 0,7813	200	
2xP9/210N	0,28	0,1987 0,0579 0,00198 0,0214	1455,9 87,435 14,12 0,336	100	32…48
	0,235	0,1549 0,0565 0,00217 0,0214	1054,3 87,83 14,6 0,536	200	
	0,215	0,1324 0,0585 0,00271 0,0214	976,37 93,69 15,511 0,5355	300	
	0,205	0,115 0,0066 0,0027 0,0214	1066,1 100,22 15,22 0,535	400	

Продовження таблиці Б 1

Тип	R_{thH} , К/Вт	R_i , К/Вт	τ_i , с	Режим, м/с	КП, мм
О242	0,236	0,129 0,1007 0,0045 0,0016	478,94 83,07 30,12 0,5335	6	33
О143	0,125	0,0312 0,0867 0,0055 0,0016	546,14 75,42 7,5 0,86	6	42
	0,1	0,0292 0,0604 0,0082 0,0022	372,8 51,442 19,063 1,082	12	
О153	0,075	0,0196 0,0465 0,0072 0,0016	969,24 53,943 7,562 0,707	6	55
	0,063	0,0136 0,0434 0,0057 0,0023	1884,1 38,587 32,313 0,972	12	

Продовження таблиці Б 1

Тип	R_{thH} , К/Вт	R_i , К/Вт	τ_i , с	Режим, $м^3/г$	КП, мм
2xP8/180F	0,13	0,0624 0,0122 0,0334 0,022	546,14 71,84 9,074 0,745	300	19
	0,097	0,0488 0,0187 0,0158 0,0136	358,43 45,26 7,983 0,527	300	33
	0,059	0,00585 0,0162 0,0229 0,014	372,8 78,257 10,7 0,547	900	
	0,055	0,0122 0,025 0,0052 0,0125	714,78 57,196 10,08 0,617	600	48
	0,043	0,0045 0,0177 0,00818 0,0126	493,86 49,32 14,82 0,624	900	

Продовження таблиці Б 1

Тип	R_{thH}, К/Вт	R_i, К/Вт	τ_i, с	Режим, $м^3/г$	КП, мм
2xP9/180F	0,09	0,0278 0,0422 0,0123 0,0077	582,74 107,02 11,72 0,255	300	33
	0,065	0,00476 0,0482 0,00088 0,0111	865,61 68,723 24,575 0,736	600	
	0,058	0,00184 0,0442 0,00086 0,0111	654,8 60,31 69,72 0,735	900	
	0,053	0,00317 0,0408 0,00129 0,0077	865,61 101,07 27,73 0,532	600	48
	0,048	0,00223 0,0376 0,00048 0,0077	498,35 88,7 14,37 0,53	900	

Таблиця Б.2

Охолоджувачі модулів

Тип	Режим, ПК, Р… Вт	R_{thH}, К/Вт	R_{i}, К/Вт	τ_i, К/Вт
Р 3/200	150	0,35	0,3445 0,00281 0,00273	404,15 27,695 0,36818
	300	0,31	0,3059 0,00332 0,00275	340,42 28,834 0,3789
	450	0,28	0,27652 0,00071 0,00277	295,39 282,916 0,386
	600	0,24	0,2366 0,00071 0,00269	261,128 11,0013 0,34906
Р 3/400	450	0,225	0,22215 0,000103 0,002743	236,604 10,524 0,3743
	600	0,185	0,1799 0,00242 0,00271	228,639 10,49 0,3951

Продовження таблиці Б. 2

Тип	Режим, м/с	R_{thH}, К/Вт	R_i, К/Вт	τ_i, К/Вт
P 3/150 F	4	0,13	0,122 0,00474 0,003176	210,98 16,313 0,5618
	6	0,108	0,1018 0,003 0,00319	157,7 13,71 0,5661
P 3/300 F	4	0,09	0,08 0,00697 0,003	167,156 15,234 0,5077
	6	0,07	0,06343 0,00357 0,003	102,89 11,025 0,5074
P 16/200 F	С вентилятором SKF 16B-230-01	0,0338	0,02011 0,01204 0,00088 0,00077	160,85 37,276 9,126 0,1818
P 16/300 F		0,024	0,0153 0,00797 0,00092 0,000009	91,024 32,662 9,6163 6,7362

ДОДАТОК В

Визначення значень порогової напруги та динамічного опору напівпровідникового приладу

Якщо у довідникових даних (data sheets) напівпровідникового приладу не наведено значень порогової напруги (U_0) та динамічного опору (r) у відкритому стані при максимально допустимій температурі структури, але наведена пряма вольт-амперна характеристика приладу у графічному вигляді, то їх значення можна визначити наступним чином.

На осі ординат графіку визначаємо два струму: $I_1 \approx 0{,}5I_T$ та $I_2 \approx 1{,}5I_T$ (які співпадають з координатною сіткою), де I_T – типове значення струму приладу, яке наведено у довідникових даних, та визначаємо значення напруги на приладі при протіканні відповідного струму U_1 та U_2.

Динамічний опір приладу у відкритому стані визначається за формулою:

$$r = \frac{U_2 - U_1}{I_2 - I_1}. \qquad (\text{В } 1)$$

Порогова напруга приладу визначається за формулою:

$$U_0 = U_2 - rI_2. \qquad (\text{В } 2)$$

ДОДАТОК Г

Визначення коефіцієнтів до формул втрат енергії при комутації

Виконання розрахунків для визначення коефіцієнтів до формул втрат енергії при комутації IGBT або при відновленні запираючої властивості діоду виконується з використанням діаграми залежності $E_{com} = (E_{on} + E_{off}) = f(I_C)$ або $E_{rr} = f(I_F)$ при температурі T_j = 125°C.

Д.Г.1 На осі абсцис довільно визначаємо три значення струму у всьому діапазоні кривої $E_{com} = (E_{on} + E_{off}) = f(I_C)$ або $E_{rr} = f(I_F)$ – x_1, x_2, x_3 (наприклад, на початку, в середині та в кінці). Причому, значення струму, для якого в таблиці довідникових даних наведено значення втрат енергії, брати не бажано. Його треба залишити для контролю правильності визначення коефіцієнтів.

Для вибраних значень струму по діаграмі визначаємо відповідні значення втрат енергії – y_1, y_2, y_3 .

Д.Г.2 Залежності $E_{com} = (E_{on} + E_{off}) = f(I_C)$ та $E_{rr} = f(I_F)$ можна апроксимувати такими поліномами:

$$y = a + bx + cx^2 \text{ – для } E_{com}, \qquad (Г.1)$$

$$y' = d + ex' + fx'^2 \text{ – для } E_{rr} \qquad (Г.1а)$$

В зв'язку з тим, що усі значення втрат енергії, які визначені у пункті Д.Г.1належать цієї кривій, то рівняння (Г.1) можна записати для кожного значення енергії

$$y_1 = a + bx_1 + cx_1^2$$

$$y_2 = a + bx_2 + cx_2^2 \qquad (Г.2)$$

$$y_3 = a + bx_3 + cx_3^2$$

Вирішуючи сумісно ці три рівняння, отримуємо формули для визначення допоміжних коефіцієнтів A та B:

$$A = (x_3^2 - x_1^2) - (x_2 + x_1)(x_3 - x_1); \quad (Г.3)$$

$$B = (y_3 - y_1) - \frac{(y_2 - y_1)}{(x_2 - x_1)}(x_3 - x_1) \quad (Г.4)$$

Основні коефіцієнти визначаються за такими формулами:

$$c = B/A \ ; \quad (Г.5)$$

$$b = \frac{y_2 - y_1}{x_2 - x_1} - c(x_2 + x_1); \quad (Г.6)$$

$$a = y_1 - bx_1 - cx_1^2 . \quad (Г.7)$$

Аналогічним чином визначаються значення коефіцієнтів d, e, f :

$$f = B'/A' ; \quad (Г.5а)$$

$$e = \frac{y_2' - y_1'}{x_2' - x_1'} - f(x_2' + x_1'); \quad (Г.6а)$$

$$d = y_1' - ex_1' - fx_1'^2 , \quad (Г.7а)$$

де $A', B', x_1', x_2', x_3', y_1', y_2', y_3'$ – коефіцієнти, абсциси та ординати апроксимації кривої $E_{rr} = f(I_F)$.

Втрати енергії в залежності від струму визначаються за формулами:

$$E_{com} = a + bI_C + cI_C^2 ; \quad (Г.8)$$

$$E_{rr} = d + eI_F + fI_F^2 \quad (Г.8а)$$

Д.Г.3 Перевірку правильності визначення коефіцієнтів треба виконати підставивши їх у формули (Г.8), (Г.8а), де I_C, I_F – значення струму, для якого втрати енергії наведено в довідникових даних на прилад.

Треба відзначити, що, якщо криві $E_{com} = (E_{on} + E_{off}) = f(I_C)$, $E_{rr} = f(I_F)$ визначають втрати енергії у мДж (значення y_1, y_2, y_3 у мДж), то і в результаті рішення за формулами (Г.8), (Г.8а) теж буде у мДж.

ЛІТЕРАТУРА

1. Тугов Н.М. и др. Полупроводниковые приборы: Учебник для вузов – М. : Энергоатомиздат, 1990 – 576 с.

2. Справочник по преобразовательной технике. Под редакцией И. М. Чиженко, Киев, “ Техніка “, 1976 – 448 с.

3. Product Information. Voltage ratings of high power semiconductors, ABB Switzerland Ltd. Semiconductors, August 2006.

4. Application Note 5SYA 2020 “Design of RC Snubbers for Phase Control Applications”.

5. Application Note AN-3008 RC Snubber Networks for Thyristor Power Control and Transient Suppression www.fairchildsemi.com

6. Failure Rates of IGCTs Due to Cosmic Rays, Application Note
5SYA 2046 – 01, ABB Switzerland Ltd., Semiconductors July 2005

7. Thermal runaway during blocking, Application Note 5SYA 2045 – 01 ABB Switzerland Ltd., Semiconductors April 2005

8. Fuji IGBT modules, Application Manual ,Fuji Electric Device Technology Co., February 2004.

9. Schnell R., Schlapbach U., Realistic benchmarking of (GBT-modules with the help of a fast and easy to use simulation-tool, Proc. PCIM’04, Nuremberg 2004

10. www.semikron.com/internet/index.jsp?language=ru&sekld=229

11.www.abb.com/semiconductors