

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ХАРКІВСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
МІСЬКОГО ГОСПОДАРСТВА імені О. М. БЕКЕТОВА

МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ

до виконання курсової роботи
з дисципліни:

СИЛОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ДЛЯ
АВТОМАТИЗОВАНОГО
ЕЛЕКТРОПРИВОДУ

*(для студентів 4 курсів денної та 5 курсів заочної форми навчання
за напрямом підготовки 6.050702 – "Електромеханіка")*

Харків – ХНУМГ – 2013

Методичні вказівки до виконання курсової роботи з дисципліни "Силові перетворювачі для автоматизованого електроприводу" (для студентів 4 курсів денної та 5 курсів заочної форми навчання за напрямом підготовки 6.050702 – "Електромеханіка") / Харк. нац. ун-т. міськ. госп-ва ім. О. М. Бекетова; уклад.: М. І. Шпіка, В. В. Багричев. – Х.: ХНУМГ ім. О. М. Бекетова, 2013. – 39 с.

Укладачі: М. І. Шпіка,
В. В. Багричев.

Рецензент: к. т. н., доц. В. П. Андрійченко

Рекомендовано кафедрою електричного транспорту,
протокол № 11 від 19 березня 2013 р.

ЗМІСТ

ВСТУП.....	4
ЗАВДАННЯ НА КУРСОВУ РОБОТУ.....	5
ЗМІСТ ПОЯСНЮВАЛЬНОЇ ЗАПИСКИ.....	6
1 ОПИС СИЛОВОЇ СХЕМИ ПЕРЕТВОРЮВАЧА ЧАСТОТИ, ЙОГО ВУЗЛІВ ТА ЕЛЕМЕНТІВ В СКЛАДІ ЕЛЕКТПРОПРИВОДУ.....	7
1.1 Перетворювача частоти у складі частотно – регульованого електроприводу.....	7
1.2 Характеристики запираючих тиристорів і особливості схем тиристорних перетворювачів на їх основі.....	8
1.3 Силовий випрямляч і фільтр.....	14
1.4 Опис схеми автономного інвертора.....	17
1.5 Формувач керуючих сигналів запираючого тиристора.....	20
1.6 Комутаційна і захисна апаратура.....	22
2 РОЗРАХУНОК ПАРАМЕТРІВ І ВИБІР ОБЛАДНАННЯ СИЛОВОЇ СХЕМИ ПЕРЕТВОРЮВАЧА.....	24
2.1 Розрахунок номінальних параметрів основних вузлів перетворювача.....	24
2.2 Розрахунок силового випрямляча.....	25
2.3 Розрахунок параметрів фільтра ланки постійного струму.....	26
2.4 Розрахунок параметрів схеми автономного інвертора.....	29
2.5 Розрахунок схеми формувача керуючих сигналів запираючого тиристора.....	31
СПИСОК ДЖЕРЕЛ.....	37
ДОДАТОК.....	38

ВСТУП

Частотно-регульовані асинхронні електроприводи потужністю від одиниць до сотень кіловатів досить широко застосовуються в різних галузях виробництва. Сучасний етап розвитку даного виду техніки характеризується істотним підвищенням техніко-економічних показників перетворювачів частоти за рахунок використання нових напівпровідникових приладів – запираючих GTO-тиристорів і силових IGBT-транзисторів, мікропроцесорних систем керування, прогресивних конструкторських і схемо-технічних рішень. Створюються також спеціальні асинхронні двигуни, призначені для роботи в режимі регулювання швидкості від перетворювачів частоти. Ведучі закордонні електротехнічні фірми вже освоїли виробництво транзисторних і тиристорних перетворювачів частоти для електроприводу.

Основою таких перетворювачів є, як правило, трифазні автономні інвертори напруги з різного роду широтно-імпульсним керуванням.

Розробка проводиться за наступними напрямками:

- розробка GTO-тиристорів і швидковідновлюючих діодів;
- розробка IGBT-транзисторів у виді модулів;
- розробка спеціальних малоіндуктивних конденсаторів для захисту інверторів;
- розробка спеціальних фільтрових конденсаторів великої одиничної місткості для вхідних ланцюгів інверторів;
- розробка нових рішень схемотехніки в частині силової схеми і системи керування перетворювача;
- розробка оптимальних алгоритмів керування і регулювання перетворювача і електроприводу;
- розробка мікропроцесорних систем керування і їх програмного забезпечення.

Створювані на базі вищеперелічених елементів і технічних рішень перетворювачі частоти і електроприводи повинні відрізнятися від перетворювачів частоти і електроприводів, що нині випускаються, більш високими ККД, коефіцієнтом потужності, кращими масо-габаритними показниками, регульовальними характеристиками, підвищеною надійністю.

ЗАВДАННЯ НА КУРСОВУ РОБОТУ

Мета курсової роботи – практично освоїти методику розрахунку силових кіл та ланцюгів керування перетворювача частоти, вибрати параметри основних комплектуючих виробу, вивчити фізичні явища при роботі перетворювача частоти в складі електроприводу.

Оскільки на даному етапі завдання обґрунтування схемного рішення перетворювача частоти не ставиться, схема перетворювача задається в початкових даних. В початкові дані також входять:

U_1 – лінійна напруга живлячої мережі, В;

f_1 – частота живлячої мережі, Гц;

$U_{вих}$ – номінальна вихідна напруга, В;

$I_{вих}$ – номінальний вихідний струм, А;

f_m – частота модуляції інвертора напруги перетворювача, Гц;

$\cos \varphi$ – косинус кута здви́гу фаз між першими гармоніками вихідних струму та напруги.

В курсовій роботі необхідно зробити:

1. Опис роботи принципової схеми перетворювача і опис розгортки процесів в перетворювачі
2. Розрахунок номінальних параметрів основних вузлів перетворювача
3. Розрахунок силового випрямляча
4. Розрахунок параметрів фільтру ланки постійного струму
5. Розрахунок схеми автономного інвертора
6. Розрахунок схеми формувача керуючих сигналів запираючого тиристора.

ЗМІСТ ПОЯСНЮВАЛЬНОЇ ЗАПИСКИ

Розрахунково-пояснювальна записка повинна містити:

1. Титульний аркуш за затвердженою в УНІВЕРСИТЕТІ формою
2. Завдання на проектування.
3. Реферат
4. Зміст
5. Вступ
6. Головна частина, що містить розділи роботи відповідно до пунктів
7. Висновки
8. Список використаної літератури.

Вступ має містити оцінку сучасного стану вирішуваної проблеми.

Висновки повинні містити коротку оцінку одержаних результатів.

В текстовій частині необхідно привести схеми вузлів перетворювача, графіки та розгортки процесів при роботі перетворювача.

Обсяг розрахунково-пояснювальної записки складає 20 – 30 сторінок.

В графічній частині необхідно привести принципову схему перетворювача частоти, а також графіки та розгортки процесів при роботі перетворювача, що не входять до розрахунково-пояснювальної записки.

Вимоги до оформлення курсової роботи

Оформлення курсової роботи проводиться відповідно до вимог ЄСКД і нормативних документів з оформлення.

1 ОПИС СИЛОВОЇ СХЕМИ ПЕРЕТВОРЮВАЧА ЧАСТОТИ, ЙОГО ВУЗЛІВ І ЕЛЕМЕНТІВ ТА В СКЛАДІ ЕЛЕКТРОПРИВОДУ

1.1 Перетворювач частоти в складі частотно-регульованого електроприводу

До складу частотно-регульованого електроприводу входять перетворювач частоти на запираючих тиристорах (ЗТ), мікропроцесорна система керування перетворювачем і електроприводом (МПСК), асинхронний електродвигун (АД), комутаційна (QS) і захисна апаратура (Q).

Структурна схема електроприводу приведена на рисунку 1.1

Перетворювач частоти містить некерований випрямляч В, фільтр Ф ланки постійного струму, автономний інвертор напруги АІН. У вхідних ланцюгах перетворювача включений захисний комутаційний апарат Q і трифазний струмообмежуючий реактор L. До виходу перетворювача підключається асинхронний електродвигун АД. Приведена структура силової частини перетворювача не може бути використана для динамічних електроприводів.

При необхідності режиму рекуперації слід використовувати реверсивний керований випрямляч замість діодного, а при реостатному гальмуванні – додатковий тиристорний ключ з гальмівним резистором в ланці постійного струму.

До системи керування перетворювача відносяться система завдання і датчиків СЗД, на вхід якій поступає сигнал ω_3 завдання швидкості електроприводу, а також сигнали датчиків струму і напруги силової частини, формувачі керуючих сигналів ФІ запираючих тиристорів, блоки живлення формувачів БЖ1 та мікропроцесорної системи керування – БЖ2.

Регулювання параметрів, управління режимами і захист перетворювача і електроприводу здійснює мікропроцесорна система керування. Зв'язок МПСК з елементами системи управління перетворювача здійснюється за допомогою периферійних пристроїв модуля керування (МК).

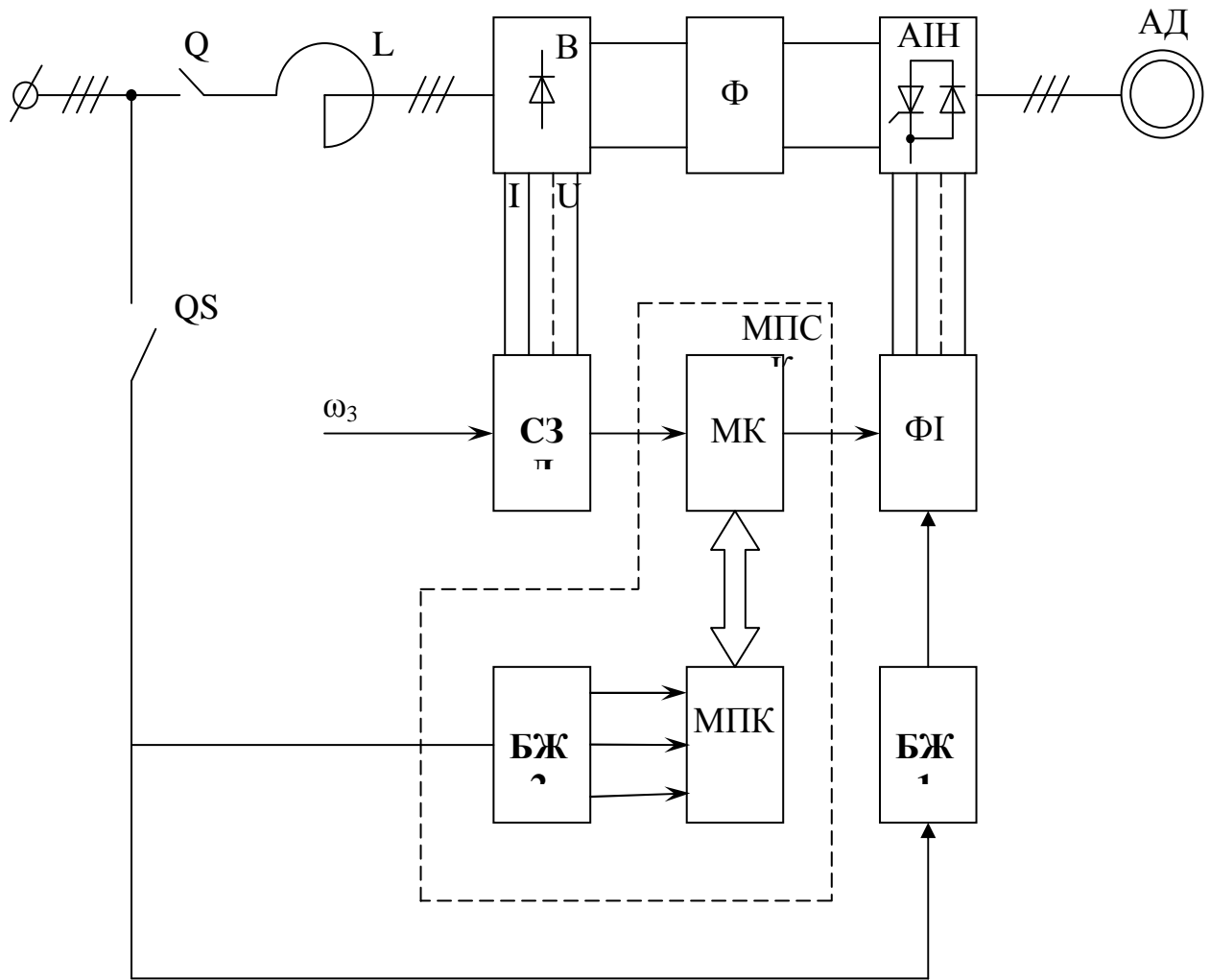


Рис. 1.1 – Структурна схема електроприводу

Для захисту силової частини перетворювача і електродвигуна в аварійних режимах використовуються:

- внутрішня система захисту перетворювача;
- швидкодіючий автоматичний вимикач;
- реактивні силові струмообмежувальні елементи.

1.2 Характеристики запираючих тиристорів і особливості схем тиристорних перетворювачів на їх основі

Запираючий тиристор – новий тип повністю керованого силового напівпровідникового приладу, призначений для роботи в ключовому режимі, включення і виключення якого здійснюється імпульсним сигналом по ланцюгу керуючого електроду. Включається ЗТ позитивним імпульсом струму в

ланцюзі керуючого електроду аналогічно включенню двохопераційного тиристора. Вимикається ЗТ могутнім негативним імпульсом струму порівняно невеликої тривалості в ланцюзі керуючого переходу.

Класифікуються ЗТ по двох основних параметрах:

UDRM – допустима пряма напруга, що повторюється;

ITQRM – максимальний струм контрольованого виключення, що повторюється.

Для ЗТ, як і для двохопераційних тиристорів, лімітуються критичні значення швидкості наростання струму dI/dt при включенні і напруги dU/dt при виключенні.

Навантаження по струму ЗТ характеризується параметрами:

ITRMSM – максимально допустимий діючий струм;

ITAVM – максимально допустимий середній струм.

До найважливіших параметрів ланцюга управління ЗТ відносяться:

IFG – керуючий струм включення;

IRGM – пік керуючого струму включення;

URGM – пік зворотної напруги керування;

t_{gd} – час включення;

t_{gg} – час виключення;

Тут з метою збільшення швидкодії ЗТ і мінімізації енергії втрат в ньому при включенні і виключенні регламентуються оптимальні значення швидкості наростання струму керування $dIFG/dt$ і $dIRG/dt$.

Вимикаюча здатність ЗТ характеризується коефіцієнтом посилення значення якого для сучасних ЗТ лежить в межах 3-8.

$$\beta = \frac{I_{TGRM}}{I_{RGM}}, \quad (1.1)$$

Слід зазначити, що специфікою напівпровідникової структури ЗТ обумовлені більш високі порівняно з швидкодіючими тиристорами значення керуючого струму, часу і втрат включення, більше значення падіння напруги у включеному стані, більш високі втрати при виключенні.

На рисунку 1.2 показана вольт-амперна характеристика ЗТ і його графічне зображення.

На характеристиці область II - включеного стану, область III - зона перемикавання. ЗТ властиво також більш високе значення утримуючого анодного струму.

Великі темпи наростання і спади струму при перемиканнях ЗТ вимагають обов'язкового включення демпферних ланцюгів, що обмежують величину і швидкість наростання напруги.

Типова схема включення ЗТ приведена на рисунку 1.3

Тут позначені:

VS – запираючий тиристор;

VD0 – діод зворотного струму;

R, L – навантаження;

VDS, CS, RS – елементи демпфуючого ланцюга;

EFG, ERG – джерела відмикаючої і замикаючої напруг.

Процеси включення і виключення ЗТ в схемі по рисунку 1.3 ілюструють діаграми на рисунку 1.4. Процеси показані з урахуванням неминучої наявності індуктивності монтажу ЗТ і демпфуючого ланцюга.

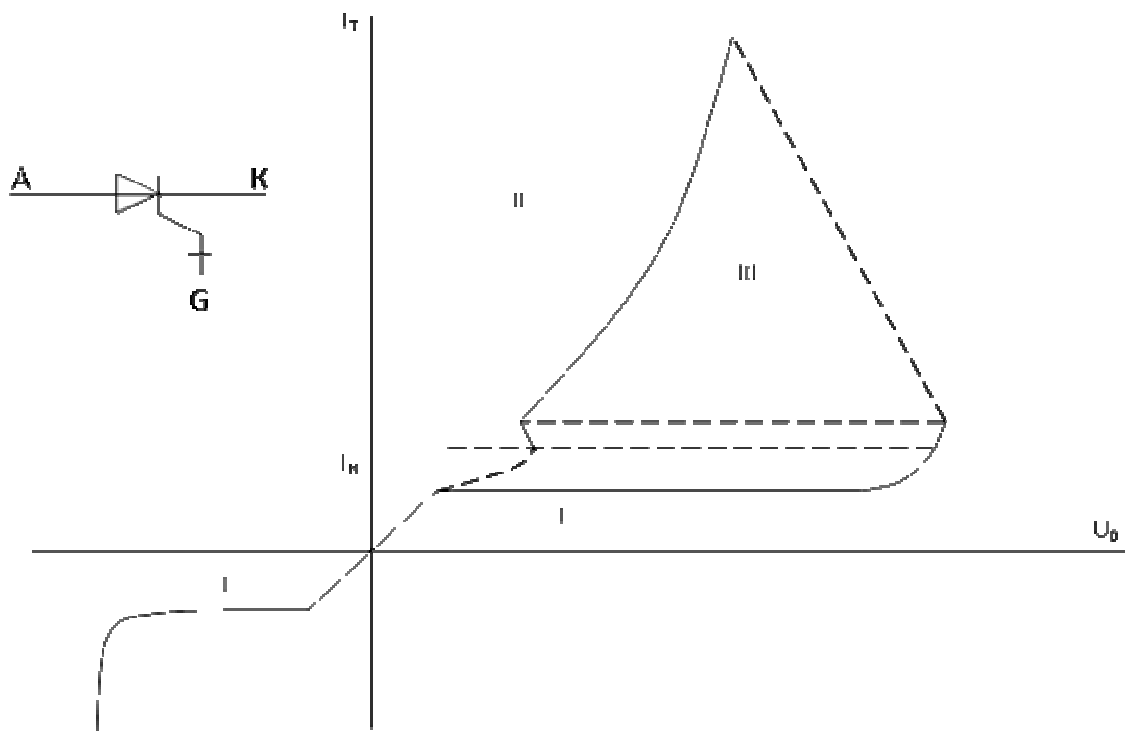


Рис. 1.2 – Вольт-амперна характеристика ЗТ і його графічне зображення

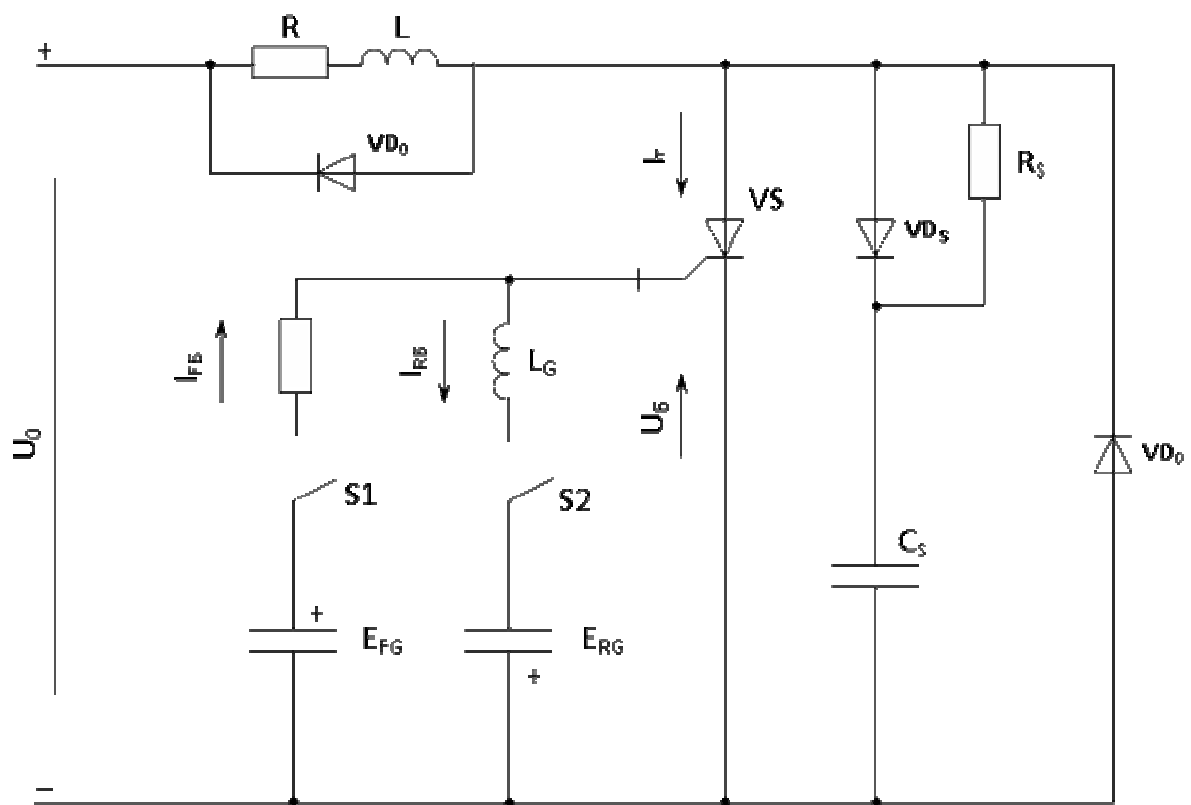


Рис. 1.3 – Типова схема включення ЗТ

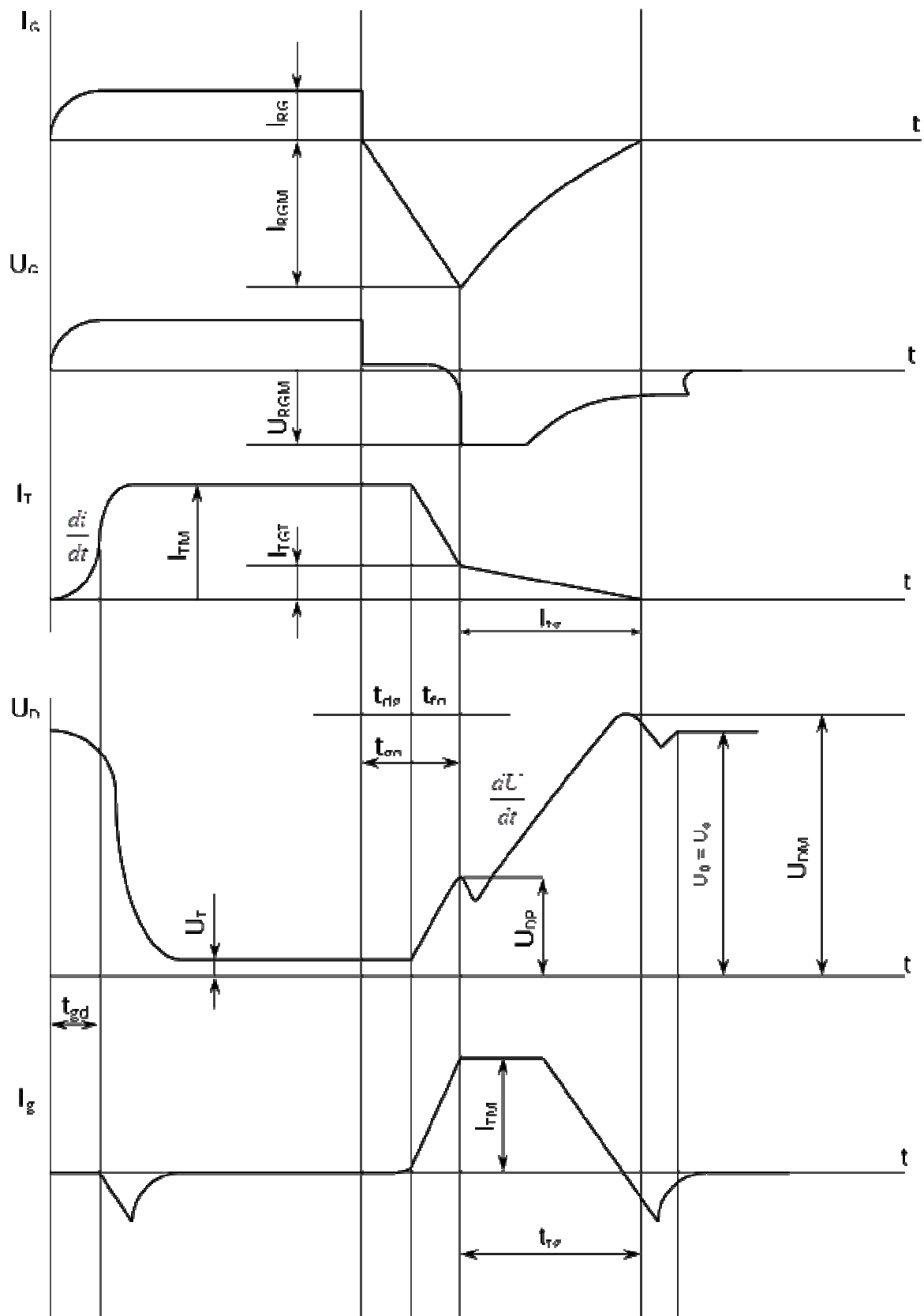


Рис. 1.4 – Діаграми включення та виключення ЗТ

Замиканням ключа SI визначається момент початку включення ЗТ. Активне наростання струму в анодному ланцюзі ЗТ починається через деякий час t_{gd} після замикання SI, іменоване часом затримки включення ЗТ. Контрольованим параметром при включенні ЗТ повинна бути швидкість dI_T/dt наростання струму, яка визначається режимом навантаження, величиною резистора RS і індуктивністю LS монтажу демпфуючого ланцюга. При необхідності для обмеження dI_T/dt в ланцюг ЗТ послідовно включають додаткову струмообмежену індуктивність.

Процес виключення ЗТ починається у момент замикання ключа S2 (рисунок 1.3) і відбувається в 3 етапи (рисунок 1.4).

1-й етап – час затримки t_{dg} , його тривалість залежить від швидкості наростання струму IRG виключення і його амплітудного значення. Чим більше швидкість наростання і величина струму керування, тим менше час затримки.

Час затримки виключення сучасних ЗТ складає від 3 до 6 мкс.

2-й етап – час спаду анодного струму t_{fg} , протягом якого струм різко спадає до деякої мінімальної величини I_{TQT} становить приблизно 10 % I_{TM} . Чим більше амплітуда струму керування I_{RGM} , тим менше тривалість 2-го етапу, тобто більше швидкість спаду анодного струму. Час t_{fg} ЗТ складає від часток до одиниць мікросекунд. Одночасно із спадом струму росте анодна напруга ЗТ з достатньо великою швидкістю. Саме на цьому етапі виключення в ЗТ виділяється найбільша пікова потужність.

Обмеження dU/dt максимальної напруги на тиристорі і, отже, зниження потужності, що виділяється, досягається включенням демпфуючого ланцюга VDS, CS, RS. Величини dU/dt і U_{DP} на даному етапі визначаються місткістю CS індуктивністю LS монтажних ланцюгів і конденсатора, швидкістю спаду анодного струму dI_T/dt .

Протягом 3-го етапу – часу завершення t_{tg} , відбувається порівняно повільне зменшення анодного струму ЗТ до нуля (відбувається рекомбінація носіїв в базовій області ЗТ) і подальше зростання анодної напруги. Тривалість 3-го етапу виключення ЗТ складає 7-10 мкс і залежить від швидкості наростання вимикаючого струму керування: високі значення dI_{RG}/dt в ланцюзі управління (на 1-у і 2-у етапах) приводять до збільшення часу рекомбінації носіїв, низькі значення dI_{RG}/dt приводять до збільшення тривалості перших двох етапів, підвищеному перегріву структури ЗТ і, як наслідок, до збільшення часу рекомбінації носіїв. Втрати енергії в ЗТ на 3-у етапі через його велику тривалість складають велику частку втрат виключення. На 3-у етапі зростає негативна напруга U_{RG} на управляючому переході ЗТ, максимальну величину U_{RGM} якого для більшості ЗТ необхідно обмежувати на рівні 12-15 В. Напруга

U_{RG} визначається швидкістю наростання вимикаючого струму керування і індуктивністю в ланцюзі виключення ЗТ.

Аналіз процесу виключення ЗТ показує, що найважливішими параметрами в даному режимі є амплітуда I_{RGM} і швидкість наростання струму виключення. Необхідна швидкість наростання струму для більшості ЗТ лежить в межах від 10 до 25 А/мкс.

На 3-му етапі виключення можливо повторне включення ЗТ під дією надмірних dU/dt в анодному ланцюзі ЗТ. Обмеження dU/dt на 3-м, так само як і на 2-у етапі виключення здійснюється демпфуючим ланцюжком.

Режим роботи, демпфуючому ланцюга характеризує діаграма струму I_G на рисунку 1.4 (струм конденсатора CS). При виключенні ЗТ конденсатор CS заряджає анодним струмом, обмежуючи dU/dt до напруги U_{DM} . Перевищення напруги U_{DM} напруги джерела U_0 обумовлено наявністю індуктивності монтажу в анодному і демпфуючому ланцюгах. Наступний розряд конденсатора до напруги U_0 здійснюється зворотним струмом діода VS при його відновленні.

Для забезпечення допустимого режиму роботи ЗТ демпфуючий ланцюг повинен бути малоіндуктивним. Сумарна індуктивність монтажних провідників і конденсатора не повинна перевищувати, як правило, величину 0,1 мкГн.

Діод VDS демпфуючого ланцюга повинен володіти високою швидкодією, мати малі часи включення і виключення в межах 1 мкс, малу величину заряду відновлення.

Високі динамічні вимоги, аналогічні вимогам до демпфуючих діодів, пред'являються також до діодів зворотного струму автономних інверторів на базі ХТ. При комутації струму навантаження інвертування з ланцюга діода в ланцюг проти фази ЗТ в режимах широтно-імпульсного управління малі значення заряду відновлення і часу виключення діода сприяють обмеженню крізних струмів, величини і швидкості наростання напруги в ланцюгах інвертування.

1.3 Силовий випрямляч і фільтр

Оскільки в перетворювачі частоти застосований широтно-імпульсний спосіб регулювання напруги, силовий випрямляч виконаний некерованим, на діодах. Принципова схема випрямляча і ланки постійного струму перетворювача показана на рисунку 1.5.

Випрямляч зібраний по трифазній мостовій схемі з вхідними струмообмежуючими реакторами $L_{вх}$. Для захисту від комутаційних

перенапружень кожний діод випрямляча зашунтовано RC-ланцюгом (на малюнку не показані).

Вихідна напруга діодного випрямляча визначається співвідношенням:

$$U_{d0} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_1, \quad (1.2)$$

де U_1 – лінійна напруга мережі.

Перетворювач частоти з некерованим випрямлячем не забезпечує рекуперацію енергії навантаження в живлячу мережу і з цієї причини не може бути використаний для динамічних електроприводів, де потрібне ефективне рекуперативне гальмування електродвигуна. Для цієї мети у складі перетворювача необхідно передбачити реверсивний (керований) випрямляч, або поєднання діодного випрямляча з тиристорним.

Можливий варіант живлення групи індивідуальних автономних інверторів і електродвигунів від загального могутнього діодного випрямляча.

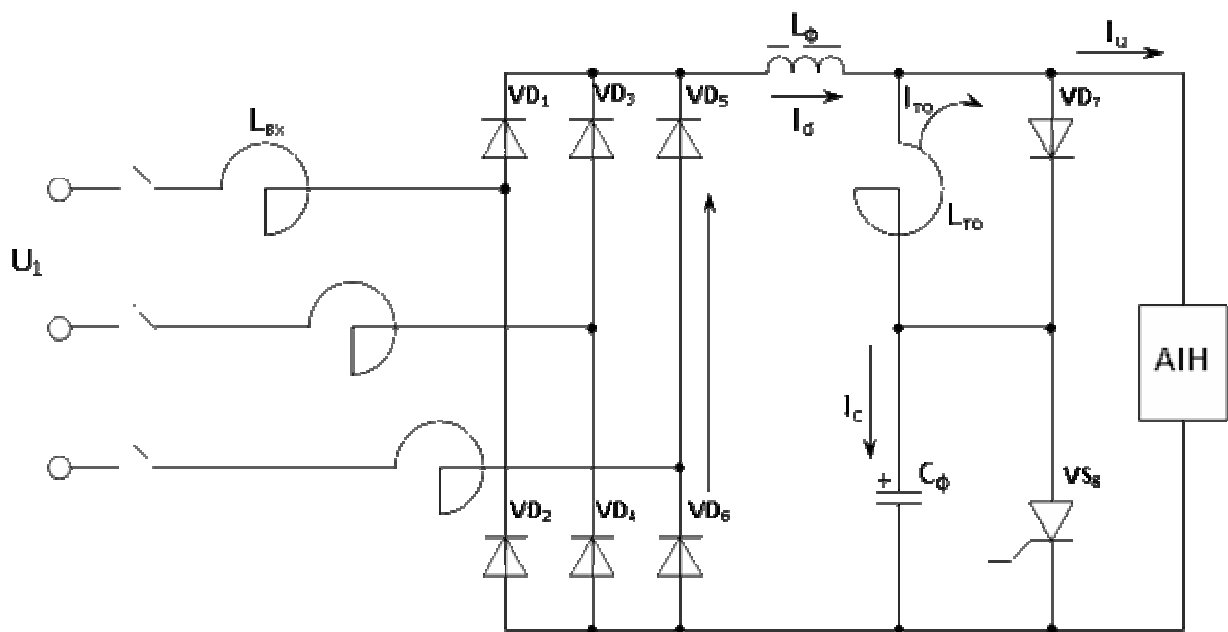


Рис. 1.5 – Принципова схема випрямляча і ланки постійного струму перетворювача

В курсовій роботі для базового виконання, що задовольняє вимогам масового асинхронного електроприводу, прийнята структура з діодним випрямлячем.

Обов'язковим елементом тягового асинхронного електроприводу з автономним інвертором напруги є вхідний фільтр. В даному проекті передбачається використання Г-образного LC-фільтру (рисунок 1.5).

Дросель фільтру L_{ϕ} згладжує як пульсації вихідної напруги випрямляча з частотою $6 \cdot f_1 = 300$ Гц (рисунок 1.6), якщо використовується мережа живлення з стандартною частотою $f_1 = 50$ Гц, так і пульсації вхідної напруги інвертора з частотою від 300 до f_m (частота перемикачів тиристорів інвертора).

Струм дроселя визначається величиною струму навантаження АН. Індуктивність дроселя вибирається з умов обмеження пульсацій струму мережі на заданому рівні (звичайно 5-10% номінальної напруги).

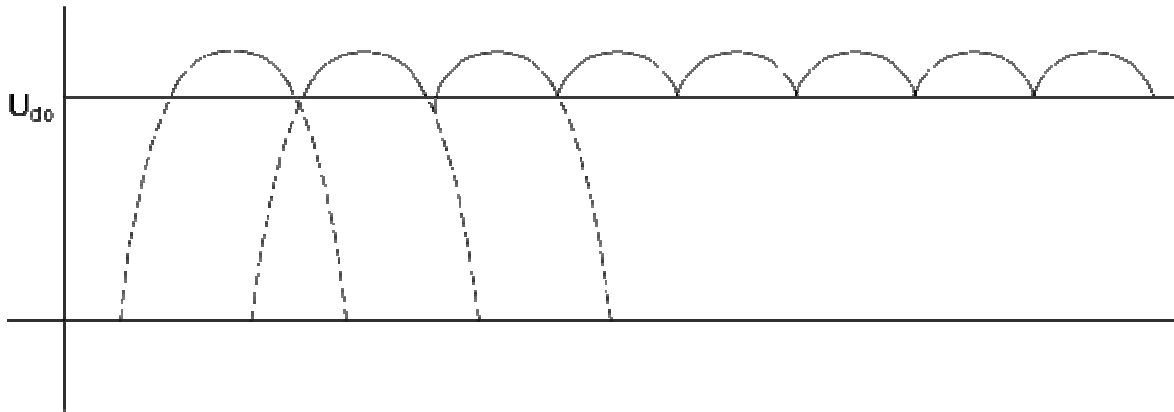


Рис. 1.6 – Графік пульсації вихідної напруги випрямляча

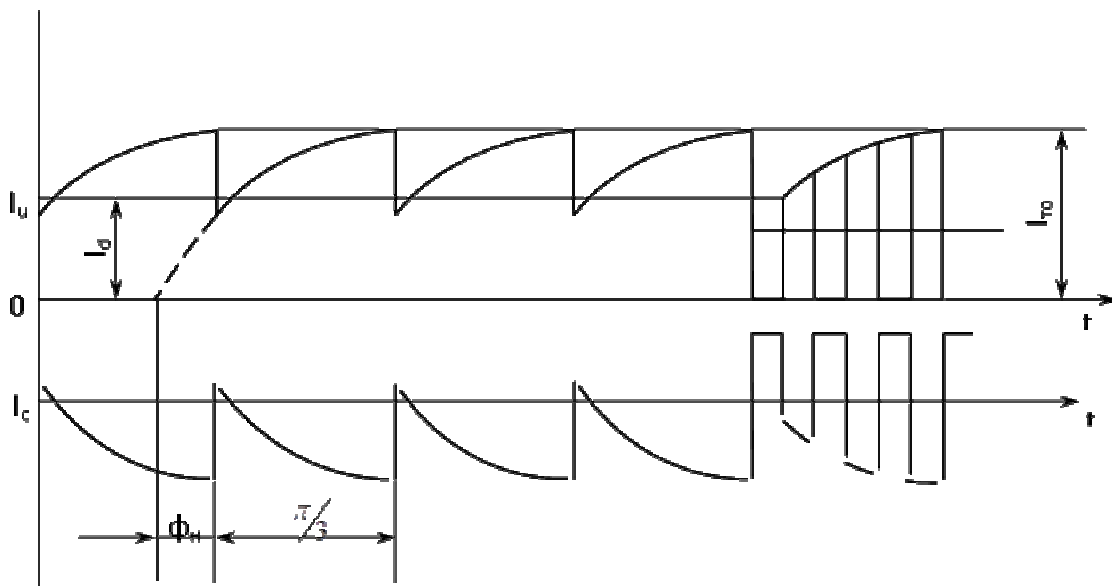


Рис. 1.7 – Форма вхідного струму інвертора I_u та струму конденсатора I_c

Конденсатор фільтру C_{ϕ} згладжує пульсації напруги на вході інвертора, обумовлені пульсаціями його вхідного струму і поглинає реактивну енергію навантаження. Форма вхідного струму інвертора I_u та струму конденсатора I_c

показані на рисунку 1.7. Останній період повторюваності на рисунку 1.7. показані для режиму широтно-імпульсної модуляції.

Робоча напруга конденсатора більше максимальної вхідної напруги АІН. Місткість конденсатора з одного боку визначається допустимою величиною змінної складової напруги для заданого типу конденсатора, з другого боку, реактивною потужністю навантаження АІН. Величина місткості, як правило, визначається співвідношенням 100 мкФ/кВт.

Для обмеження швидкості наростання аварійного струму розряду конденсатора при інвертуванні послідовно в ланцюг включена струмообмежена індуктивність L_{TO} , шунтована зворотним діодом VD7. В стаціонарному режимі в ланцюзі L_{TO} -VD7 встановлюється струм I_{TO} (рисунок 1.7) на рівні амплітуди струму I_n внаслідок чого позитивний полюс СФ і вхід інвертора є екіпотенціальними точками. Для розряду енергії конденсатора в аварійному режимі паралельно СФ підключений розрядний тиристор VS8, що включається сигналом захисту.

1.4 Опис схеми автономного інвертора

Автономний інвертор напруги (АІН) виконано на запираючих тиристорах і швидковідновлювальних діодах зворотного струму по трифазній мостовій схемі. Принципова схема однієї фази АІН приведена на рисунку 1.8. Схеми двох інших фаз ідентичні. Всі три фази полюсами постійної напруги паралельно підключені до вихідних полюсів фільтру ланки постійного струму.

На рисунку 1.8 позначені:

VS₁, VS₂ – запираючі тиристири;

VD₃, VD₄ – діоди зворотного струму;

L₁, L₂ – індуктивності для обмеження d_i/d_t в ЗТ;

C₁, VD₅, R₁ і C₂, VD₆, R₂ – демпфуючі ланцюги для обмеження dU/dt в ланцюзі ЗТ;

C₃, VD₇ і C₄, VD₈ – додаткові демпфуючі ланцюги для обмеження перенапруження на ЗТ.

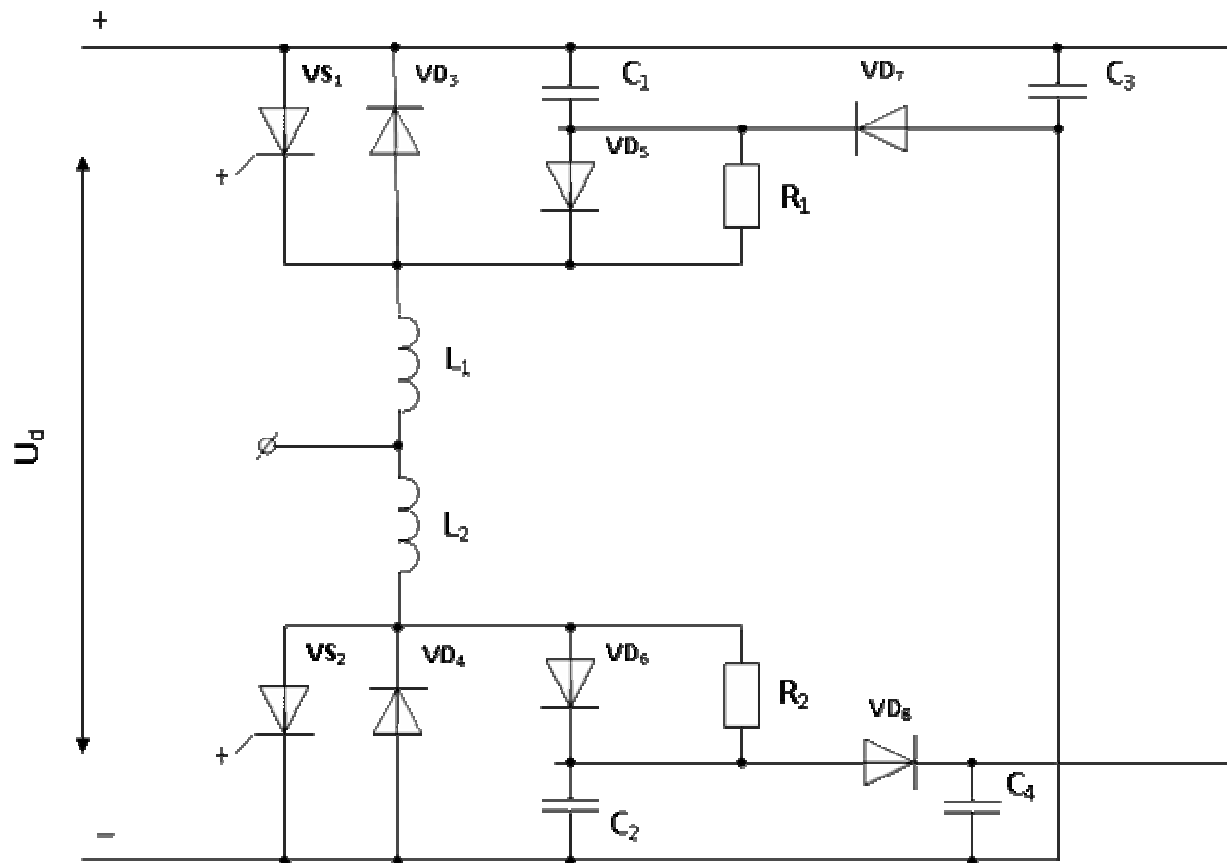


Рис. 1.8 – Принципова схема однієї фази АПН

Вентильні плечі $VS_1 - VD_3$ і $VS_2 - VD_4$ АПН працюють по черзі. Один з можливих алгоритмів управління тиристорами VS_1 і VS_2 протягом напівперіоду вихідної частоти АПН, коли використовується широтно-імпульсна модуляція (ШІМ), ілюструє діаграма на рисунку 1.9.

Тут же показані криві струму (що ідеалізуються) в ланцюзі тиристора VS_1 і діода VD_4 . Послідовність роботи елементів АПН на даному інтервалі від моменту часу t_0 до t_7 наступна:

$VD_3 - VS_1 - VD_4 - VS_1 - VD_4 - VS_1 - VD_4 - VS_2$

У момент часу t_1 струм навантаження плавно переходить з ланцюга діода VD_3 в ланцюг ЗТ VS_1 , останній включається при малому значенням di/dt .

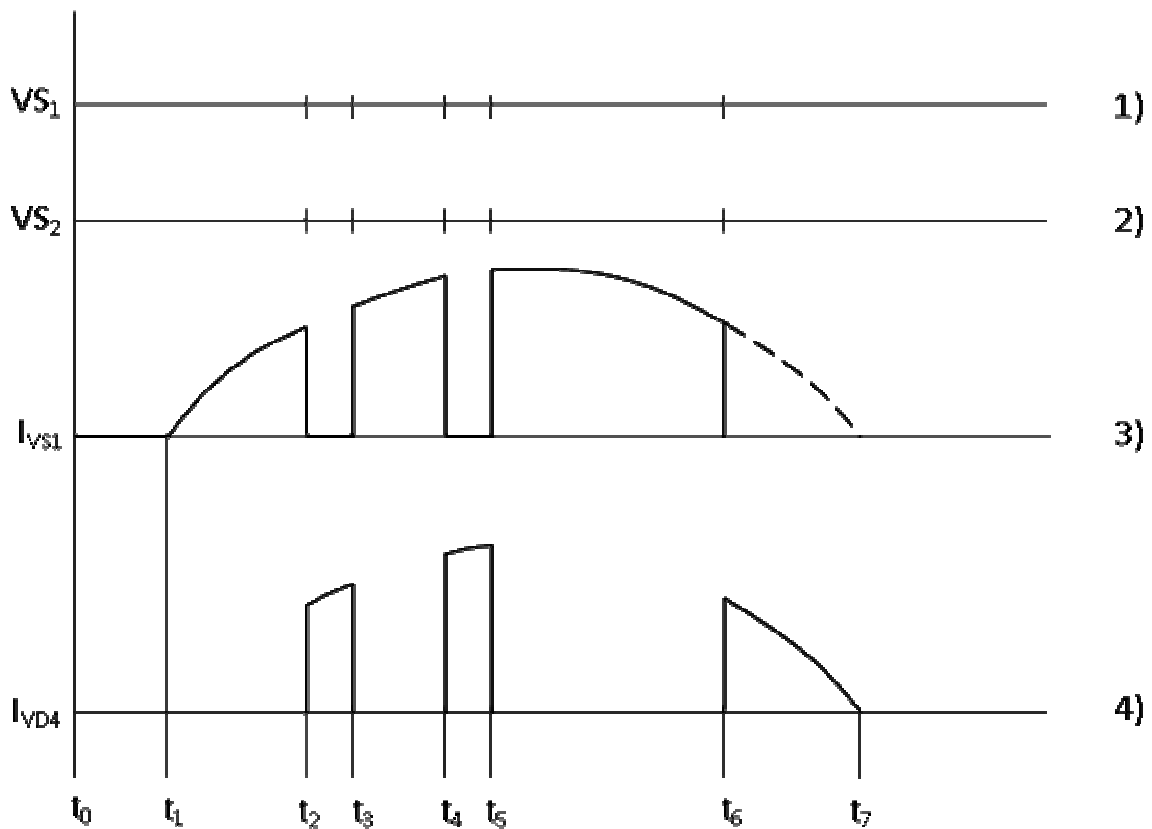


Рис. 1.9 – Графік вихідного сигналу протягом на півперіоду

В моменти ж часу t_3 і t_5 при комутації струму навантаження з ланцюга діода VD_4 ЗТ VS_1 включається з великим значенням di/dt , обумовленим як струмом навантаження, так і зворотним струмом діода, що виходить з роботи. В ці моменти часу в ланцюзі вентилів фази АІН протікає наскрізний струм. Для обмеження величини наскрізного струму і di/dt в ланцюзі ЗТ необхідно, по-перше, використовувати швидковідновлюючі діоди зворотного струму і, по-друге, включати струмообмежуючі індуктивності L_1 , L_2 в ланцюг ЗТ. При цьому величина індуктивності L_1 , L_2 повинна вибиратися в межах мінімально необхідної, оскільки вона приводить до зростання перенапружень і dU/dt в ланцюзі ЗТ при виключенні.

Демпфуючий ланцюг C_1 , VD_5 розташована в безпосередній близькості від ЗТ, обмежує на ньому dU/dt . Конденсатор C_3 заряджений до напруги U_d . В мить, коли напруга на C_1 (і на ЗТ) досягає величини U_d , діод VD_7 відкривається і конденсатор C_3 підключається паралельно C_1 , сприяючи обмеженню перенапруження на ЗТ. Роботу демпфуючих ланцюгів ЗТ при виключенні ілюструє рисунок 1.10.

Діоди VD_5 і VD_7 повинні бути також швидкодійними з часами включення і виключення.

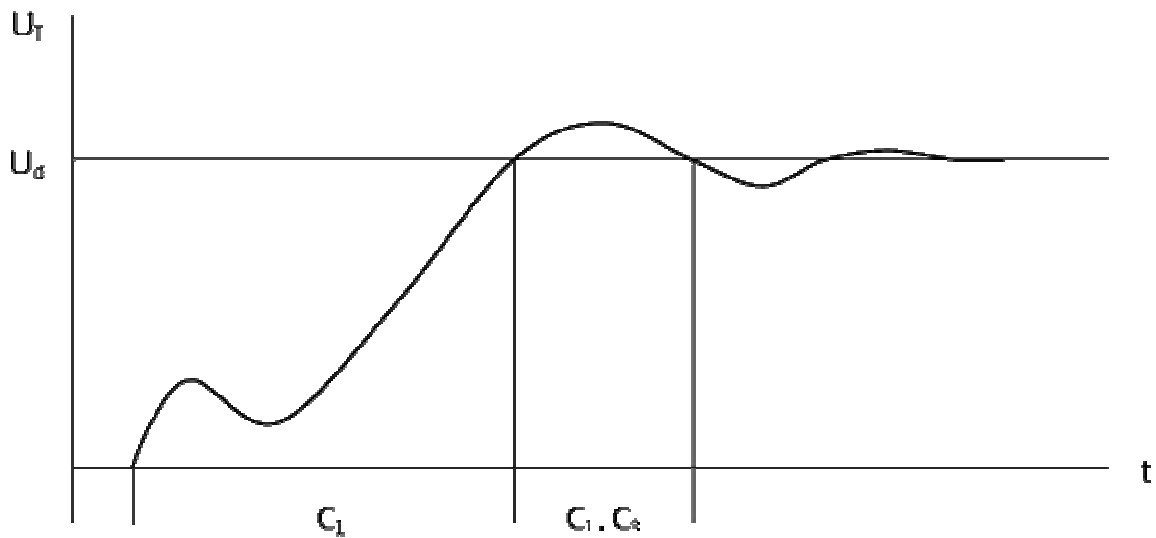


Рис. 1.10 - Графік демпфуючих ланцюгів ЗТ

1.5 Формувач керуючих сигналів запираючого тиристора

Схема формувача керуючих сигналів запираючого тиристора приведена на рисунку 1.11.

Сигнали системи керування поступають на вхід оптронної пари VD_{18} . Вона здійснює гальванічну розв'язку системи керування від силової схеми. На транзисторах VT_{11} і VT_9 виконані каскади попереднього посилення формувача. При подачі імпульсу на вхід оптронної пари VD_{18} транзистор VT_9 закривається, транзистори VT_6 і VT_5 відмикаються і формують відмикаючий (позитивний) імпульс струму в керуючий електрод тиристора. Тривалість його визначається постійною часу інтегруючому ланцюгу R_5 - C_2 . Вони разом з діодом VB_{16} і стабілітроном VB_{16} утворюють схему стеження за напругою анод-катод тиристора.

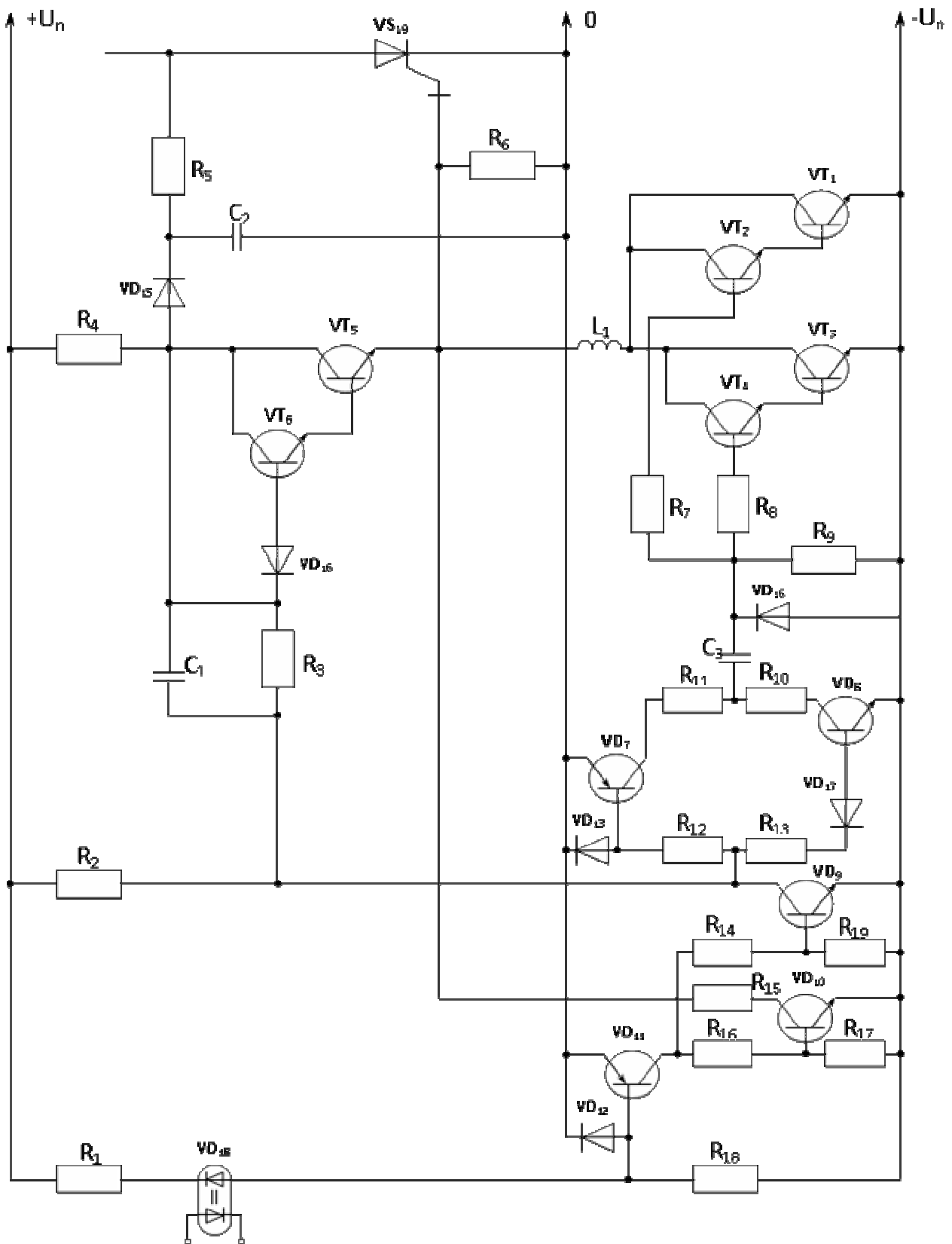


Рис. 1.11 – Схема формувача керуючих сигналів тиристора

Імпульс в базу може формуватися лише при високій напрузі на кінці конденсатора C_2 .

При включенні тиристора VS_{19} напруга його спадає до 2-4 В. Після закінчення розряду конденсатора C_2 діод VD_{15} відкривається і струм поступає в базу транзистора VT_6 .

При подачі імпульсу на вхід оптронної пари конденсатор C_8 , який був заряджений починає розряджатися по ланцюгу резистор R_{10} – відкритий транзистор VT_8 – діод VD_{14} до нуля. Час розряду конденсатора визначається параметрами ланцюжка C_3 - R_{10} . Після закінчення розряду конденсатора C_3 формувач готовий до виключення тиристора. Дві пари транзисторів VT_1 , VT_2 і VT_3 , VT_4 формують вимикаючий імпульс. При перериванні імпульсу на вході оптронної пари транзистор VT_8 закривається, а транзистори VT_{11} , VT_9 , VT_7 відкриваються, і через транзистор VT_7 , конденсатор C_3 , базові резистори R_7 і R_8 формується імпульс струму в бази транзисторів VT_4 і VT_2 . Транзистори VT_1 , VT_2 , VT_3 , VT_4 відмикаються, формуючи імпульс вимикаючого струму (негативний) в управляючий електрод запираючого тиристора. Імпульс вимикаючого струму має трикутну форму, причому крутизна переднього фронту визначається індуктивністю L_1 , а заднього – властивостями запираючого тиристора.

Конденсатор C_3 починає заряджатися. Після закінчення його заряду струм в базових ланцюгах транзисторів VT_2 і VT_4 спадає до нуля і вони закриваються. Час заряду визначається параметрами диференціуючого ланцюжка, що складається з резистора R_{11} і конденсатора C_3 .

Відкриті транзистори VT_1 , VT_3 і індуктивність L_1 шунтують транзистор VT_{10} і його резистор колектора R_{16} . Коли транзистори VT_1 і VT_3 закриються, через транзистор VT_{10} прикладається підпираюча негативна напруга до керуючого електроду тиристора. Величина його визначається співвідношенням опорів діляника R_{15} – R_6 .

Таким чином, за наявності позитивного імпульсу на вході формувача тиристор знаходиться у включеному стані, при знятті імпульсу тиристор вимикається і знаходиться в замкнутому стані аж до приходу нового імпульсу на вхід оптронної пари.

1.6 Комутаційна і захисна апаратура

Комутаційна і захисна апаратура призначена для підключення перетворювача до мережі живлення, аварійного відключення його від мережі, відключення окремих вузлів силової схеми один від одного і від накопичувачів енергії, розряду енергії накопичувачів.

Для підключення силової схеми і системи керування перетворювача до мережі використовуються автоматичні вимикачі з тепловим і електромагнітним розчеплювачами, які здійснюють захист різних ділянок схеми від струмів перевантаження і короткого замикання. Крім того, силовий автоматичний вимикач забезпечений незалежним розчеплювачем, що спрацьовує по сигналу системи захисту, для запобігання розвитку аварійних процесів.

Для оперативного управління режимами роботи перетворювача і електроприводу можуть бути використані перемикачі ПКУ, тумблери, що впливають на ланцюги системи керування.

До апаратури захисту відноситься розрядний тиристор, включений паралельно конденсатору фільтру.

2 РОЗРАХУНОК ПАРМЕТРОВ І ВИБІР ОБЛАДНАННЯ СИЛОВОЇ СХЕМИ ПЕРЕТВОРЮВАЧА

2.1 Розрахунок номінальних параметрів основних вузлів перетворювача

Початковими даними до розрахунку є:

U_1 – лінійна напруга живлячої мережі, В;

f_1 – частота живлячої мережі, Гц;

$U_{\text{вих}}$ – номінальна вихідна напруга, В;

$I_{\text{вих}}$ – номінальний вихідний струм, А;

f_m – частота модуляції інвертора напруги перетворювача, Гц;

$\cos \varphi$ – косинус кута здвигу фаз між першими гармоніками вихідних струму та напруги.

Розрахунок проводиться без урахування втрат в перетворювачі і припускає синусоїдальність струму навантаження.

Повна потужність на виході:

$$S = \sqrt{3} \cdot U_{\text{вих}} \cdot I_{\text{вих}} \quad (2.1)$$

Зв'язок між напругою ланки постійного струму U_d і основною гармонікою вихідної напруги $U_{\text{вих}}$:

$$U_{\text{вих}} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} \cdot U_d \quad (2.2)$$

При максимальному $\cos \varphi$ номінальна активна потужність перетворювача:

$$P = S \cdot \cos \varphi_{\text{макс}} \quad (2.3)$$

Номінальне значення струму I_d в ланці постійного струму визначається з умови балансу активної потужності на вході і виході автономного інвертування:

$$P_1 = P_d, \quad (2.4)$$

або

$$\sqrt{3} U_{\text{вих}} \cdot I_{\text{вих}} \cdot \cos \varphi = U_d \cdot I_d \quad (2.5)$$

Вихідна напруга ідеального холостого ходу випрямляча:

$$U_{do} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_{ВХ} . \quad (2.6)$$

Напруга на виході випрямляча з обліком падіння напруги на реактансах X_d вхідного ланцюга і падіння напруги на вентилях ΔU визначається виразом:

$$U_d = U_{do} - I_d \frac{X_d}{3} - 2\Delta U . \quad (2.7)$$

Дане співвідношення дозволить оцінити достатність напруги випрямляча після вибору вентилів і струмообмежуючого реактора на його вході.

2.2 Розрахунок силового випрямляча

Формування постійної напруги на вході автономного інвертора з широтно-імпульсною модуляцією вихідної напруги здійснюється некерованим випрямлячем, виконаним по трифазній мостовій схемі.

Вибір вентилів здійснюється по двох параметрах:

- середньому струму через вентиль I_B ;
- максимальній допустимій напрузі на вентилі U_B .

Згідно [1 – 3] для трифазної мостової схеми:

$$U_B = 1,05 \cdot U_{do} , \quad (2.8)$$

$$I_B = 0,33 \cdot I_d . \quad (2.9)$$

В мережі можливі короточасні перенапруження, що досягають $1,5 U_{ВХ}$ отже, вентиля повинні вибиратися з урахуванням цього фактору.

Вибір реакторів на вході випрямляча здійснюється з умов обмеження струму короткого замикання, яке може виникнути в силовому випрямлячі.

Основною умовою при виборі вважаємо наступне:

$$I_{АВАРИЙНИЙ} < I_{уд} , \quad (2.10)$$

де $I_{уд}$ – допустимий ударний струм вентиля.

З урахуванням коливання напруги мережі на 10% індуктивність вхідного реактора визначається по формулі:

$$L \geq \frac{1,1 \cdot U_{ВХ} \cdot \sqrt{2}}{2\omega \cdot I_{уд}} . \quad (2.11)$$

Вибираємо тип реактора по значенню струму і індуктивності. Перевіримо, чи забезпечить трифазний мостовий випрямляч, що живиться від мережі, необхідну напругу для автономного інвертора. Для вибраного реактора, для вибраного вентиля, падіння напруги дорівнює ΔU .

Тоді

$$U_d = U_{d0} - I_d \frac{X_d}{3} - 2\Delta U . \quad (2.12)$$

2.3 Розрахунок параметрів фільтру ланки постійного струму

Дросель в ланці постійного струму обмежує пульсації струму випрямляча і аварійний струм при прориві автономного інвертора.

Індуктивність дроселя L_d визначається з умови обмеження пульсацій випрямленого струму на рівні 10% від I_{dH}

$$\Delta I = 0,1 \cdot I_{dH} . \quad (2.13)$$

Перша гармоніка пульсації напруги в ланці постійної напруги:

$$\Delta U_1 = 0,06 \cdot U_d . \quad (2.14)$$

Пульсації струму в ланці постійної напруги:

$$\Delta I_d = 0,1 \cdot I_{dH} . \quad (2.15)$$

Частота пульсацій дорівнює 6ω . Тоді Індуктивність дроселя L_d :

$$L_d \geq \frac{\Delta U_1}{6\omega \cdot \Delta I_d} . \quad (2.16)$$

Величина місткості конденсатора фільтру визначається з умови допустимості рівня пульсацій напруги на конденсаторі.

Для визначення місткості конденсаторів фільтру необхідно визначити діюче значення струму через них, причому в якнайгіршому режимі. Цей струм можна представити у вигляді трьох складових:

- змінної складової струму випрямляча $\Delta I = 0,1 \cdot I_{dH}$;
- змінної складової ΔI_{H1} вхідного струму інвертора I_H , обумовленою гармонікою струму навантаження $\Delta I_{ВИХ}$;
- змінної складової ΔI_{HK} вхідного струму інвертора I_H , обумовленої вищими гармоніками струму $\Delta I_{ВИХ}$.

Форма кривої вхідного струму інвертування I_H , обумовленою основною гармонікою струму навантаження, є послідовністю ділянок синусоїд тривалістю $\pi/3$ радіан.

Змінна складова визначається різницею:

$$\Delta I_{H1} = I_{H1} - I_d \quad (2.17)$$

Діюче значення змінної становить:

$$\Delta I_{H1} = \sqrt{\frac{3}{\pi} \left[\int_{\pi/3-4}^{(2/3)\cdot\pi-4} (\sqrt{2} I_{ВИХ} \cdot \sin \omega t)^2 d\omega t - \left(\frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot I_{ВИХ} \cdot \cos \varphi \right)^2 \right]}, \quad (2.18)$$

або

$$\Delta I_{H1} \approx 0,416 \cdot I_{ВИХ} \cdot \sin \varphi \quad (2.19)$$

При розрахунку складової вхідного струму інвертора, обумовленої вищими гармоніками струму навантаження, вважаємо, що для останніх електродвигун володіє лише індуктивним опором короткого замикання X_k .

Миттєве значення вищих гармонік струму на вході інвертора в цьому випадку визначається різницею двох складових:

- струму, що відповідає реальній східчастій кривій вихідної напруги (у відсутність ШІМ на номінальній частоті);
- струму, визначається основною гармонікою цієї напруги:

$$\Delta I_{HK} = \frac{2}{3} \cdot \frac{U_d}{X_k} \left(\omega t - \frac{\pi}{6} \right) - \frac{\sqrt{2} \cdot U_{ВИХ}}{\sqrt{3} \cdot X_k} \cdot \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{6} \right), \quad (2.20)$$

причому

$$0 \leq \omega t \leq \frac{\pi}{3} . \quad (2.21)$$

У вказаному діапазоні зміни ωt аргумент \sin міняється від $-\pi/6$ до $+\pi/6$ і ним можна замінити функцію \sin . Замінімо U_d його виразом через $U_{\text{ВЫХ}}$, а останнє, представивши у вигляді падіння напруги на повному опорі навантаження Z_1 від струму першої гармоніки, одержуємо:

$$\Delta I_{\text{НК}} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot I_{\text{ВЫХ}} \cdot \frac{Z_1}{X_k} \left(\omega t - \frac{\pi}{6} \right) \left(\frac{\pi}{3} - 1 \right) . \quad (2.22)$$

Діюче значення цього струму:

$$\Delta I_{\text{НК}} = I_{\text{ВЫХ}} \cdot 0,02 \frac{Z_1}{X_k} . \quad (2.23)$$

Якщо прийняти:

$$\frac{Z_1}{X_k} = 5 ,$$

$$\text{а } \cos \varphi_{\text{мін}} = 0,4 ,$$

то сумарні пульсації ΔI_c струму конденсаторів фільтру будуть найбільшими, коли три вказані складові струму співпадуть по частоті і синфазно:

$$I_c = \Delta I_d + \Delta I_{\text{Н1}} + \Delta I_k , \quad (2.24)$$

або

$$I_c = 0,1 I_d + 0,416 I_{\text{ВЫХ}} \cdot \sin \varphi + \Delta I_{\text{ВЫХ}} \cdot 0,1 . \quad (2.25)$$

Місткість конденсаторів фільтру визначається виразом:

$$C \geq \frac{\Delta I_c}{\Delta U_c \omega} , \quad (2.26)$$

де ΔU_c – допустима величина змінної складової на місткості фільтру, яку можна прийняти рівною $\Delta U_c = 25$ В.

Дана місткість повинна набиратися з уніфікованих блоків конденсаторів типу К50-7 450 В 100 мкФ. Конденсатори повинні включатися по два послідовно.

2.4 Розрахунок параметрів схеми автономного інвертора

Трифазний автономний інвертор напруги може бути виконаний на запираючих тиристорах зі струмом 1000 А, напругою 1200В. В процесі роботи АІН до ЗТ прикладається пряма напруга $U_{d \text{ макс}}$ і комутаційне перенапруження, обмежуване демпфуючим ланцюгом. Для можливості роботи ЗТ в схемі АІН параметри демпфуючого ланцюга, повинні обмежувати перенапруження на рівні до 1000 В. В режимі широтно-імпульсного управління ЗТ повинен комутувати максимальне значення струму навантаження $I_{\text{вих}}$ з урахуванням коефіцієнта перевантаження по струму $K_i = 1,5$.

З урахуванням несинусоїдальності струму завантаження:

$$I_{\text{вих.макс}} = I_{\text{вих}} \cdot 1,5 \cdot K_i . \quad (2.27)$$

Середній струм ЗТ визначається виразом:

$$I_{\text{тср}} = I_{\text{вих}} \frac{1 + \cos \varphi_{\text{макс}}}{\sqrt{2\pi}} . \quad (2.28)$$

Діючий струм ЗТ:

$$I_{\text{тд}} = I_{\text{вих}} \cdot \sqrt{\frac{1}{2\pi} (\pi - \varphi + \sin \varphi \cos \varphi)} \approx \frac{I_{\text{вих}}}{\sqrt{2}} . \quad (2.29)$$

Середній струм діода зворотного струму визначається виразом:

$$I_{\text{дср}} = I_{\text{вих}} \frac{1 - \cos \varphi_{\text{мин}}}{\sqrt{2\pi}} . \quad (2.30)$$

Необхідно вибрати швидковідновлюючий діод 12 класу на розрахований струм.

Розрахунок струмообмежуючої індуктивності проводиться з умов обмеження di/dt , допустиме значення якої для ЗТ складає 200 А/мкс:

$$L = \frac{U_{d \text{ макс}}}{\left(\frac{di}{dt}\right)_{\text{дон}}} . \quad (2.31)$$

Місткість конденсатора демпфуючого ланцюга вибирається з умови обмеження dU/dt на рівні 500 В/мкс при комутації максимального струму навантаження I_{TM} :

$$C_s = \frac{I_{TM}}{\left(\frac{dU}{dt}\right)_{\text{макс}}} . \quad (2.32)$$

Індуктивність демпфуючого ланцюга не повинна перевищувати:

$$L_s = \frac{U_{d \text{ макс}}}{2 \left(\frac{dI_T}{dt}\right)_{\text{макс}}} , \quad (2.33)$$

де $(dI_T/dt)_{\text{макс}}$ – швидкість спаду струму ЗТ при виключенні, приймаємо $(dI_T/dt)_{\text{макс}} = 1000 \text{ А}$;

$U_{d \text{ макс}}/2$ – граничне значення першого піку напруги на ЗТ.

Резистор R_5 демпфуючого ланцюга вибирається з умови:

$$\frac{U_{d \text{ макс}}}{I_R} \leq R_s \leq \frac{1}{5C_s f_M} , \quad (2.34)$$

де $I_R = 0,1 I_{TM}$ – вибране значення розрядного струму;
 f_M – максимальна частота комутацій ЗТ.

Потужність резистора:

$$P_R = \frac{1}{2} C_s U_{d \text{ макс}}^2 \cdot f_M . \quad (2.35)$$

Діод VD_5 демпфуючого ланцюга працює в наступному режимі:
 $U_{обр} = 1000 \text{ В}$

$$I_{\text{ср}} = I_{TM} \cdot t_{\text{викл}} \cdot f_M , \quad (2.36)$$

де $t_{\text{викл}}$ – повний час виключення ЗТ,

$t_{\text{викл}} = 20 \text{ мкс}$

$$I_{\text{діюч}} = I_{TM} \cdot \sqrt{t_{\text{викл}} \cdot f_M} . \quad (2.37)$$

Необхідний використати швидковідновлюючий діод 12 класу на імпульсний струм, виходячи з значення діючого струму.

2.5 Розрахунок схеми формувача керуючих сигналів запираючого тиристора

Зворотня напруга на керуючому переході при виключенні ЗТ складає 15 В. Тому потрібно вибрати двохполярне джерело живлення з напругою ± 15 В.

Розрахунок підсилювальних каскадів і схеми підпирання слід проводити в такій послідовності. В якості оптрона VD18 можна вибрати модуль діодний НДО-1А. Він має наступні параметри:

- коефіцієнт посилення по струму – 0,005;
- номінальний середній вхідний струм – 30 мА;
- пряме падіння напруги – 1,35 В;
- максимальна зворотна вихідна напруга – 20 В;
- вхідний струм оптрона $I_{вх\ оптр}$ задаємо рівним 80 мА.

Вихідний струм оптрона буде рівний:

$$I_{вх\ оптр} = I_{вх\ оптр} \cdot K_i . \quad (2.38)$$

Діод VD12 можна вибрати типу КД521Г.

При відкритому оптроні через нього, а також через резистор R1 і діод VD12 протікатиме струм $I_{вх\ оптр}$.

Тому опір резистора R1 повинен бути рівний:

$$R1 = \frac{U_{\pi} - U_{пр\ оптр} - U_{пр\ VD12}}{I_{вх\ оптр}} \quad (2.39)$$

При відкритому оптроні для надійного включення транзистора VD11 повинно виконуватися співвідношення:

$$R1 \cdot I_{вх\ оптр} + U_{пр\ оптр} \leq I_{вх\ оптр} \cdot R18. \quad (2.40)$$

Тому

$$R18 \geq \frac{R1 \cdot I_{вх\ оптр} + U_{пр\ оптр}}{I_{вх\ оптр}} . \quad (2.41)$$

На основі розрахунку вибираємо транзистор VD11. Його базовий струм $I_{бVD11}$ рівний:

$$I_{бVD11} = \frac{U_{\pi} - U_{бэ\ v11}}{R18} . \quad (2.42)$$

При коефіцієнті підсилення по струму $h_{21э} = 50$, його струм колектора $I_{квD11}$ матиме значення:

$$I_{квD11} = I_{бвD11} \cdot h_{21э}. \quad (2.43)$$

Виходячи з цього, можна формувати струм бази підпираючого транзистора $I_{бвD10}$.

Опір резистора R16 буде рівний:

$$R16 = \frac{U_{п} - U_{кэв11} - U_{бэVD10}}{I_{бвD10}}. \quad (2.44)$$

Опір резистора R6, що шунтує перехід керуючий електрод-катод запираючого тиристора приймаємо рівним 1 кОм.

Задаємо напругу підпирання $U_{подп} = 10$ В. Тогда опір резистора R15 буде рівний:

$$R15 = \frac{U_{подп} \cdot R6}{U_{п} - U_{подп}}. \quad (2.45)$$

Струм колектора транзистора VD10 буде рівний:

$$I_{квD10} = \frac{U_{п} - U_{кэ} V_{10}}{R6 + R5}. \quad (2.46)$$

Опір резистора R14 буде рівний:

$$R14 = \frac{U_{п} - U_{кэ} V_{11} - U_{бэ} V_9}{I_{б} V_9}. \quad (2.47)$$

Максимально можливий струм колектора транзистора VD9 при підсиленні $h_{21э} = 40$ дорівнює:

$$I_{к} V_{9\max} = I_{б} V_9 \cdot h_{21э}. \quad (2.48)$$

Розрахунок схеми формування вимикаючого імпульсу і прискореного розряду конденсатора диференціюючого ланцюжка проводимо наступним шляхом.

Задаємо струм бази транзистора VB7 I_бVD7 рівним 2,5 мА. Вибираємо транзистор VD7.

Опір резистора R12 буде дорівнювати:

$$R_{12} = \frac{U_{\Pi} - U_{\text{бэ}} \text{VD}_7 - U_{\text{кэ}} \text{VD}_9}{I_{\text{б}} \text{VD}_9}. \quad (2.49)$$

Високий опір R12 і мале значення струму бази вибрануться для зменшення впливу на схему формування відключаючого імпульсу.

Транзистори VD1 і VD3 вибирають з h_{21э} = 5, а транзистори VD2 і VD4 з h_{21э} 750-1500. Резистори R7 і R8 для розв'язування баз транзисторів VD2 і VD4 вибирають з опором 1 Ом.

При збільшенні анодного струму запираючого тиристора коефіцієнт підсилення імпульсу вимикання зростає, тому для виключення анодного струму в 1000 А необхідно імпульс вимикаючого струму з амплітудою менше 300 А.

Для формування такого струму в бази транзисторів VD1 і VD4 необхідно подати струм, рівний:

$$I_{\text{б}} \cdot \text{VD}_4 + I_{\text{б}} \cdot \text{VD}_2 = \frac{300}{h_{21э1э} \cdot h_{21э1э}}. \quad (2.50)$$

Величина опору резистора R11 для формування струму колектора транзистора VD7 дорівнює:

$$R_{11} = \frac{U_{\Pi} - U_{\text{кэ}} \text{VD}_7 - U_{\text{RT}} - U_{\text{э}} \text{VD}_2 - U_{\text{бэ}} \text{VD}_1}{I_{\text{кв}} \text{VD}_7}. \quad (2.51)$$

Для забезпечення форсованого включення транзисторів VD1 і VD2 величину R11 вибирають дещо меншою. При цьому початкове значення струму I_{кв}VD7 складе:

$$I_{\text{кв}} \text{VD}_7 = \frac{U_{\Pi} - U_{\text{кэ}} \text{VD}_7 - U_{\text{R7}} - U_{\text{в}} \text{VD}_2 - U_{\text{бэ}} \text{VD}_1}{R_{11}}. \quad (2.52)$$

Транзистор VB7 може забезпечити такий струм, оскільки

$$I_{kvD7} = I_{bvD7} \cdot h_{21э1э} \cdot \quad (2.53)$$

Опір резистора R9 вибираємо рівним 300 Ом.

Резистор R11 і конденсатор C3 утворюють диференціюючий ланцюжок. Постійна часу його дорівнює:

$$\tau_3 = R11 \cdot C3. \quad (2.54)$$

Отже, за час $3\tau_3$ конденсатор заряджатиметься і струм в базах транзисторів в VD2 і VD4 спадатиме практично до нуля.

Тому місткість конденсатора C3 дорівнює:

$$C3 = \frac{\tau_3}{R11}. \quad (2.55)$$

Постійну часу розряду конденсатора C3 вибираємо рівною:

$$\tau_p = R10 \cdot C3. \quad (2.56)$$

Для того, щоб за час $3\tau_p$ конденсатор C3 розрядиться до нуля і схема формувачів була готова до формування наступного вимикаючого імпульсу необхідно, щоб опір резистора R10 був рівним:

$$R10 = \frac{\tau_p}{C1}. \quad (2.57)$$

Максимальне значення струму колектора транзистора VD8 буде дорівнювати:

$$I_{kvD8} = \frac{U_{\pi} - U_{кэвD8} - U_{vD14}}{R10}. \quad (2.58)$$

Для формування струму I_{kvD8} в базу транзистора VD8 необхідно подати струм:

$$I_{bvD8} = \frac{I_{kvD8}}{h_{21э1э}}. \quad (2.59)$$

Для надійного замикання транзистора VD8, коли транзистор VD9 відкритий, вибираємо стабілізатор VD17 з напругою стабілізації 3,9В.

Індуктивність L1 дорівнює:

$$L1 = \frac{U_{\text{п}} - U_{\text{кэв1}} - V_{\text{уз.к.оптр.3Т}}}{\frac{di}{dt}} \quad (2.60)$$

Для швидкого виключення тиристора, що включається, в його керуючий електрод необхідно подати струм, у декілька разів перевищуючий струм включення.

При опорі резистора R4 = 1 Ом величина струму виключення тиристора, що включається, буде дорівнювати:

$$I_{\text{квD6}} = \frac{U_{\text{п}} - U_{\text{кэвD6}} - U_{\text{уэ.3Т}}}{R4} \quad (2.61)$$

Для формування струму I_{квD5} в базу транзистора VD6 необхідно подати струм величиною:

$$I_{\text{бвD6мін}} = \frac{I_{\text{квD5}}}{h_{21э1э} \cdot h_{21э1э}} \quad (2.62)$$

Для визначення параметрів схеми стеження скористаємося співвідношенням, що визначає умову закриття транзистора VD6 і VD5:

$$U_{\text{д}} - k_{\text{зт}} + U_{\text{вD15}} \leq U_{\text{уэ}} - k_{\text{зт}} + U_{\text{бэ вD5}} + U_{\text{бэ вD6}} + U_{\text{вD16}} \quad (2.63)$$

При цьому:

$$U_{\text{бэ вD5}} = 0 \text{ і } U_{\text{бэ вD6}} = 0.$$

Звідки:

$$U_{\text{вD15}} \leq U_{\text{д}} - k_{\text{зт}} + U_{\text{и5}} + U_{\text{уу}} - k_{\text{зт}} \quad (2.64)$$

Задаємо постійну часу інтегруючого ланцюжка τ_i так, що за час $5\tau_i = 15$ мкс конденсатор практично розрядився до величини імпульсної напруги у відкритому стані тиристора.

Звідки:

$$\tau_i = 3 \text{ мкс}$$

Задаємо місткість конденсатора $C2 = 0,001 \text{ мкФ}$.

Тоді опір резистора $R6$ буде дорівнювати:

$$R6 = \tau_i / C2 . \quad (2.65)$$

Амплітуда струму через резистор $R6$ складе:

$$I_{R6} = \frac{U_d}{R5} . \quad (2.66)$$

Вибираємо конденсатор $C2$ місткістю $0,001 \text{ мкФ}$ напругою 1000 В .

Вибираємо діод $VD15$ із зворотною напругою анод-катод 1000В .

Потенціал катода стабілітрона $VD16$ при відкритих транзисторах $VD6$ і $VD5$ визначається по формулі:

$$U_{kvD16} = U_{yз} - k_{зт} + U_{бэ vD5} + U_{бэ vD6} + U_{vD16} . \quad (2.67)$$

Для швидкого включення транзистора $VD6$ сформуємо в його базі струм , що дорівнює :

$$U_{бэ vD6} = 5\text{мА} .$$

Для цього повинне виконуватися співвідношення:

$$R3 + R2 = \frac{U_{\pi} - U_{kvD16}}{I_{бvD6}} . \quad (2.68)$$

Задаємося, що $R2 = 310 \text{ Ом}$. При цьому, якщо транзистор $VD9$ відкритий, через нього протікатиме струм:

$$I_{RvD9} = \frac{2U_{\pi}}{R2} . \quad (2.69)$$

Опір резистора $R3$ можна вичислити з співвідношення (2.68) та значення $R2 = 310 \text{ Ом}$.

У момент включення транзисторів $VD5$ і $VD6$ падіння напруги на конденсаторі $C1$ буде рівним нулю. Тому потенціал колектора транзистора $VD9$ буде рівний потенціалу катода стабілітрона $VD16$.

Тому для формування в базу транзистора $VD8$ струму величиною $I_{бvD8}$ опір резистора $R13$ повинен бути рівний:

$$R13 = \frac{U_{\pi} - U_{кэv16} - U_{бэv8} - V_{v17}}{I_{бv8}} . \quad (2.70)$$

СПИСОК ДЖЕРЕЛ

1. Руденко В.С., Сенько В.И., Чиженко И.М. Основы преобразовательной техники: Учебник для вузов. – М.: Высш. школа, 1980. – 424 с.
2. Руденко В.С., Сенько В.И., Чиженко И.М. Преобразовательная техника. – К.: «Вища школа», 1978. – 424 с.
3. Справочник по преобразовательной технике/ Под ред. И.М. Чиженко. – К.: «Техніка», 1978. – 447 с.

ЗАВДАННЯ НА ПРОЕКТУВАННЯ

Варіант	U1, В	f1, Гц	Uвих, В	Iвих, А	Cos φ	fм, Гц
1	380	50	380	10	0,68	1000
2	380	50	380	20	0,69	1100
3	380	50	380	30	0,7	1200
4	380	50	380	40	0,71	1300
5	380	50	380	50	0,72	1400
6	380	50	380	60	0,73	1500
7	380	50	380	70	0,74	1600
8	380	50	380	80	0,75	1700
9	380	50	380	90	0,76	1800
10	380	50	380	100	0,77	1900
11	380	50	380	110	0,78	2000
12	380	50	380	120	0,79	2100
13	380	50	380	130	0,8	2200
14	220	50	220	10	0,68	1000
15	220	50	220	20	0,69	1100
16	220	50	220	30	0,7	1200
17	220	50	220	40	0,71	1300
18	220	50	220	50	0,72	1400
19	220	50	220	60	0,73	1500
20	220	50	220	70	0,74	1600
21	220	50	220	80	0,75	1700
22	220	50	220	90	0,76	1800
23	220	50	220	100	0,77	1900
24	220	50	220	110	0,78	2000
25	220	50	220	120	0,79	2100

Навчальне видання

МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ

до виконання курсової роботи
з дисципліни:

**СИЛОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ДЛЯ
АВТОМАТИЗОВАНОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДУ**

*(для студентів 4 курсів денної та 5 курсів заочної форми навчання
за напрямом підготовки 6.050702 – "Електромеханіка")*

Укладачі: **ШПКА** Микола Іванович
БАГРИЧЄВ Віталій Валерійович

Відповідальний за випуск: *В. Х. Далека*

За авторською редакцією

Комп'ютерне верстання *І. В. Волосожарова*

План 2013, поз. 629М

Підп. до друку 14.05.2013

Формат 60×84/16

Друк на ризографі.

Ум. друк. арк. 2,3

Зам. №

Тираж 50 пр.

Видавець і виготовлювач:

Харківський національний університет
міського господарства імені О. М. Бекетова,
вул. Революції, 12, Харків, 61002
Електронна адреса: rectorat@ksame.kharkov.ua

Свідоцтво суб'єкта видавничої справи:

ДК № 4064 від 12.05.2011 р.