

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Запорізький національний технічний університет

МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ
до практичних занять та самостійної роботи
з дисципліни "Енергетична електроніка"
для студентів спеціальності
153 "Мікро- та наносистемна техніка",
освітня програма: „Мікро- та нанoeлектронні прилади і пристрої“
денної та заочної форм навчання

2019

Методичні вказівки до практичних занять та самостійної роботи з дисципліни «Енергетична електроніка» для студентів спеціальності 153 «Мікро- та наносистемна техніка», освітня програма: „Мікро- та нанoeлектронні прилади і пристрої“ денної та заочної форм навчання /Укл.: О.В. Василенко – Запоріжжя: ЗНТУ, 2019. – 78 с.

Укладач: О.В. Василенко, канд. техн. наук, доц.

Рецензент: А.В. Коротун, канд. фіз.-мат. наук, доц.

Відповідальний за випуск: А.В. Коротун, канд. фіз.-мат. наук, доц.

Затверджено
на засіданні кафедри МіНЕ
Протокол №7
від “ 17 “ квітня 2019 р.

на засіданні МНК ФРЕТ
Протокол №8
від “ 18 “ квітня 2019 р.

ЗМІСТ

ВСТУП.....	5
1 ОСНОВНІ ПРИЛАДИ ТА ПРИСТРОЇ ЕНЕРГЕТИЧНОЇ ЕЛЕКТРО- НІКИ. ОСНОВНІ ПАРАМЕТРИ ТА ФОРМУЛИ.....	6
1.1 Завдання енергетичної електроніки.....	6
1.2 Основні параметри струму та напруги.....	7
1.3 Основні способи генерації енергії.....	10
1.4 Основні прилади та пристрої енергетичної електроніки.....	11
1.4.1 Діоди.....	12
1.4.2 Тиристори.....	14
1.4.3 Польові транзистори. MOS FET.....	15
1.4.4 IGBT.....	15
1.4.5 Трансформатори та інші моточні компоненти /пристрої.....	17
1.5 Питання для самоперевірки.....	18
2 ДОСЛІДЖЕННЯ НЕКЕРОВАНИХ ВИПРЯМЛЯЧІВ.....	19
2.1 Класифікація випрямлячів.....	19
2.2 Однофазний однонапівперіодний випрямляч.....	20
2.2.1 Програма віртуального експерименту.....	21
2.3 Опис комп'ютерної моделі випрямляча з фільтром.....	22
2.3.1 Програма віртуального експерименту.....	23
2.4 Дослідження однофазного випрямляча з ємнісним фільтром.....	23
2.4.1 Опис комп'ютерної моделі випрямляча з фільтром.....	24
2.4.2 Програма віртуального експерименту.....	24
2.5 Питання для самоперевірки.....	25
3 ОДНОФАЗНІ КЕРОВАНІ ВИПРЯМЛЯЧІ.....	26
3.1 Тиристорний випрямляч при активному навантаженні.....	26
3.2 Тиристорний керований випрямляч з активно-індуктивним наван- таженням.....	29
3.3 Однофазний мостовий випрямляч на тиристорах.....	30
3.4 Питання для самоперевірки.....	32
4 ДОСЛІДЖЕННЯ ТРИФАЗНИХ ВИПРЯМЛЯЧІВ.....	33
4.1 Трифазна однонапівперіодна схема випрямлення.....	33
4.1.1 Опис комп'ютерної моделі випрямляча.....	34

4.2 Дослідження трифазної мостової схеми випрямляча.....	38
4.2.1 Короткі теоретичні відомості.....	38
4.2.2 Програма віртуального експерименту.....	39
4.3 Питання для самоперевірки.....	41
 5 ІНВЕРТОРИ ТА ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ЧАСТОТИ.....	42
5.1 Інвертори.....	42
5.2 Принцип ШІМ.....	46
5.3 Реверсивні перетворювачі.....	47
5.4 Драйвери для ключів перетворювачів.....	49
5.5 Перетворювачі частоти.....	53
5.6 Опис комп'ютерних моделей для дослідження.....	55
5.7 Програма віртуального експерименту.....	57
5.8 Питання для самоперевірки.....	58
 6 ІМПУЛЬСНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ.....	59
6.1 Короткі теоретичні відомості.....	59
6.2 Використання ІППН в джерелах живлення.....	61
6.3 Моделі ІППН в програмі МС.....	63
6.4 Програма віртуального експерименту.....	65
6.5 Питання для самоперевірки.....	65
 7 МЕТОДИКА ВИКОНАННЯ КОНТРОЛЬНОЇ РОБОТИ.....	66
7.1 Приклад виконання розрахункової частини.....	67
 СПИСОК РЕКОМЕНДОВАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ.....	72
 Додаток А Принципова схема простого зварювального інвертора.....	74
Додаток Б Моделі імпульсних регуляторів в МС11.....	75
Додаток В Довідкові дані PWM контролера для ІППН.....	76
Додаток Г Варіанти завдань для контрольної роботи.....	77
Додаток Д Довідкові дані для вибору тиристорів.....	78

ВСТУП

В даному методичному посібнику розглянуті практичні аспекти Енергетичної електроніки (далі ЕЕ), тобто поставлені задачі дослідження основних пристроїв перетворювальної техніки, оскільки теорія досить широко представлена в підручниках та електронних конспектах з цієї дисципліни [1-7].

Енергетична електроніка охоплює принципи проектування та дослідження пристроїв перетворювальної техніки (перетворювачів електроенергії), трактів генерації та споживання електроенергії. Області застосування імпульсних перетворювачів з новими класами приладів також розширилися. Розвиваються потужні імпульсні регулятори як для підвищення, так і для зниження напруги живлення; для автономних систем із поновлюваними джерелами (вітер, сонячна радіація).

З'являються нові класи перетворювачів для електроприводів з вентильно-індукторними двигунами (SRD — switched reluctance drive), які є багатоканальними (число каналів зазвичай від трьох до восьми) комутаторами, що забезпечують по черзі підключення обмоток статора двигуна з регульованими частотою і напругою.

Поява нових типів силових напівпровідникових приладів, близьких до ідеального керованого ключа, істотно змінила підхід до побудови перетворювачів, тому в даному посібнику розглянуті основні сучасні прилади сигової електроніки. Оскільки значна частка приладів в пристроях ЕЕ працює в ключовому режимі, тут подано принципи функціонування напівпровідникових ключів та способів керування ними, зокрема розглянуті основи широтно-імпульсної модуляції.

Вивчення принципів функціонування перетворювачів (більшості видів випрямлячів, автономних інверторів та імпульсних перетворювачів) проводиться шляхом практичного дослідження їхніх характеристик шляхом моделювання. Матеріал і завдання на моделювання інверторів (автономних) подані безпосередньо після випрямлячів (для закріплення поняття дуальності перетворювачів). Імпульсні перетворювачі постійної напруги досліджуються на основі розроблених так званих «ключових» моделей.

Посібник розбитий на 6 основних тем, після кожної дані контрольні питання для самоперевірки. Окремим розділом йде завдання для контрольної роботи для студентів заочної форми навчання. Наприкінці посібника наведено рекомендовану літературу.

1 ОСНОВНІ ПРИЛАДИ ТА ПРИСТРОЇ ЕНЕРГЕТИЧНОЇ ЕЛЕКТРОНІКИ. ОСНОВНІ ПАРАМЕТРИ ТА ФОРМУЛИ

1.1 Завдання енергетичної електроніки

Енергетична електроніка займається питаннями, пов'язаними з перетворенням електричної енергії з одного виду в інший.

Основні види перетворення електричної енергії:

– **Випрямлення змінного струму** – перетворення змінного струму (зазвичай промислової частоти) в постійний струм. Цей вид перетворення отримав найбільший розвиток, так як частина споживачів електричної енергії може працювати тільки на постійному струмі (електрохімічні та електрометалургійні установки, лінії передачі постійного струму, електролізні ванни, акумуляторні батареї, що заряджаються, радіотехнічна апаратура і т.д.), інші ж споживачі мають на постійному струмі кращі характеристики, ніж на змінному струмі (регульовані електродвигуни).

– **Інвертування струму** – перетворення постійного струму в змінний. Інвертор застосовується в тих випадках, коли джерело енергії генерує постійний струм (електромашинні генератори постійного струму, акумуляторні батареї та інші хімічні джерела струму, сонячні батареї і т. д.), а для споживачів потрібна енергія змінного струму. У ряді випадків інвертування струму необхідно при інших видах перетворення електричної енергії (перетворення частоти, перетворення числа фаз).

– **Перетворення частоти** – перетворення змінного струму однієї частоти (зазвичай 50 Гц) в змінний струм іншої частоти. Таке перетворення необхідно для живлення регульованих електроприводів змінного струму, установок індукційного нагрівання та плавлення металів, ультразвукових пристроїв і т. д.

– **Перетворення числа фаз:** трифазного струму в однофазний (для живлення дугових електропечей) або, навпаки, однофазного в трифазний. На електрифікованому транспорті використовується контактна мережа однофазного змінного, а електровозах використовуються допоміжні машини трифазного струму. У промисловості використовуються перетворювачі частоти, в яких разом із перетворенням

промислової частоти в більш низьку відбувається і перетворення трифазної напруги в однофазну.

– **Перетворення постійного струму однієї напруги в постійний струм іншої напруги** (перетворення постійної напруги). Подібне перетворення необхідно, наприклад, на ряді рухомих об'єктів, де джерелом електроенергії є акумуляторна батарея або інше джерело постійного струму (наприклад, джерела живлення радіотехнічної або електронної апаратури).

Існують і деякі інші види перетворення електричної енергії (наприклад, формування певної кривої змінної напруги), зокрема, формування потужних імпульсів струму, які знаходять застосування в спеціальних установках, регульоване перетворення змінної напруги.

Пристрої ЕЕ можна поділити ще на перетворювачі ведені та автономні. У ведених періодичний перехід струму з одного вентиля на інший (комутація струму) здійснюється під дією змінної напруги якогонебудь зовнішнього джерела. Якщо таким джерелом є мережа змінного струму, говорять про перетворювачі, ведені мережею. До таких перетворювачів відносяться: випрямлячі, ведені мережею (залежні) інвертори, безпосередні перетворювачі частоти, перетворювачі числа фаз, перетворювачі змінної напруги. Якщо зовнішнім джерелом напруги, що забезпечує комутацію, є машина змінного струму (наприклад, синхронний генератор або двигун), перетворювач називають веденим машиною.

Автономні перетворювачі виконують функції перетворення форми або регулювання напруги (струму) шляхом зміни стану керованих силових ключових елементів під дією сигналів управління. До автономних перетворювачів відносяться імпульсні регулятори постійного і змінного напруги, деякі види інверторів.

1.2 Основні параметри струму та напруги

На рис. наведено основні форми струму: постійного (Direct current), змінного (Alternating current), пульсуючого (pulsating) та випадкової форми (variable).

2014 року в Україні був прийнятий міжнародний європейський стандарт організації "CENELEC" – "EN 50160: 2010", він набрав чин-

ності як "ДСТУ EN 50160: 2014" – "Характеристики напруги в системах електропостачання загального призначення".

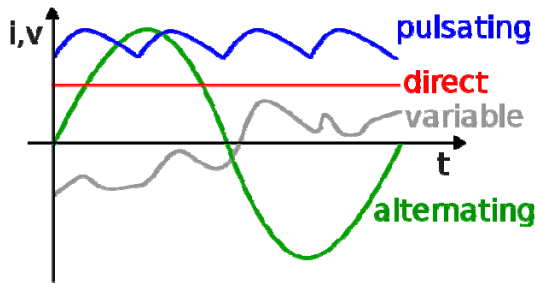


Рисунок 1.1 – Різні форми електричного струму

У цьому стандарті напруга промислової мережі для трифазної та однофазної систем: 400/230 В $\pm 10\%$, частотою 50 Гц. Цей стандарт гармонізований зі стандартами ЄС. В ньому зокрема прописані можливі відхилення від норми:

- відхилення частоти;
- повільні зміни, а також коливання і провали напруги;
- несинусоїдальність напруги;
- несиметрія напруги в трифазних мережах.

Змінний струм (AC, Alternating current, див.рис.1.1) описується формулою:

$$i(t) = I_m \sin(\omega t + \varphi) \quad i = I_m (\sin \omega t + \varphi),$$

де ω – кутова частота: $\omega = 2\pi/T = 2\pi f$, $f = 1/T$,

T – період сигналу.

Його основні параметри:

Діючим значенням струму називають такий незмінний в часі струм, який виділяє в резистивному опорі за період таку ж кількість енергії, що й змінний струм.

Пікове значення (для квазігармонічних коливань – амплітудне) – найбільше миттєве значення напруги за час вимірювання (чи за період):

$$U_m = \max |u(t)|, t \in [t_0; t_0 + T]$$

Середнє значення за час вимірювання (чи за період) – постійна складова напруги:

$$U_0 = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} u(t) dt$$

Середньовипрямлене значення (СВЗ) – середнє значення абсолютного значення напруги:

$$U_{\text{св}} = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} |u(t)| dt$$

Середньоквадратичне значення (СКЗ)* – позитивний корінь квадратний із середнього значення квадрата напруги:

$$U_{\text{ск}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} u^2(t) dt}$$

Ці параметри взаємопов'язані. Для чисто гармонічних коливань цей зв'язок виражається

$$U_m = \sqrt{2} U_{\text{ск}} = \frac{\pi}{2} U_{\text{св}}$$

$$U_{\text{св}} = \frac{2}{\pi} U_m = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_{\text{ск}}$$

$$U_{\text{ск}} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_m = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_{\text{св}}$$

Всі електровимірювальні прилади змінного струму показують діюче (середньоквадратичне значення (СКЗ) синусоїдних величин «root-mean-square value» (rms value). Отже, найбільш універсальним та інформативним параметром змінної напруги є СКЗ.

Основною шкалою напруг в Україні є 10, 35, 110, 330, 750 кВ.

1.3 Основні способи генерації енергії

Приклад системи генерації, транспортування та споживання електроенергії наведений на рис.1.2. Вона складається з системи генерації (сонячна, вітрова, ядерна та інші види енергії, що перетворюються на електричну енергію), ліній електропередач (ЛЕП, *Tranmissions Lines*), трансформаторів підвищувальних та знижувальних (*Step Up / Step Down*), а також споживачів (*Customer*).

ЛЕП – один з компонентів електричної мережі призначена для передачі електричної енергії. Розрізняють кабельні та повітряні лінії електропередачі. В Україні використовуються наступні класи змінної напруги при передачі та розподілі електричної енергії:

- низька напруга – 220 В, 0.4 кВ (відомі як 380В/220В);
- середня напруга – 6 кВ, 10 кВ, 35 кВ,
- висока напруга – 110 кВ, 150 кВ, 220 кВ, 330 кВ,
- надвисока напруга – 400 кВ, 500 кВ, 750 кВ.

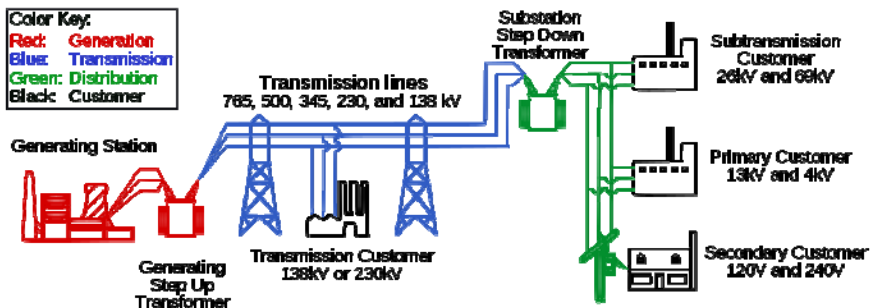


Рисунок 1.2 – Система генерації, транспортування та споживання електроенергії

При високій напрузі й малій силі струму передача електроенергії відбувається з меншими втратами, тому, зазвичай лінії електропередач є високовольтними, тому на вході ЛЕП використовуються підвищувальні трансформатори. Водночас побутові й промислові машини вимагають великої сили струму й малої напруги, тому перед споживанням електроенергія трансформаторами перетворюється в низьковольтну. З багатофазної напруги для споживачів малої потужності (до 10 кВт) виділяється одна фаза та нуль з останнього перед споживачем трансформатора.

1.4 Основні прилади та пристрої енергетичної електроніки

В пристроях та системах енергетичної електроніки застосовують (окрім приладів мікро- та наноелектроніки) силові напівпровідникові прилади. Прилади можна поділити на три групи:

- біполярні (діоди, біполярні транзистори, тиристори);
- польові (польові транзистори із ізольованим затвором – MOSFET та з керуючим переходом – JFET);
- гібридні (польові по входу, біполярні по виходу).

Розподілення приладів по діапазонам частот та потужності наведено на рис. 1.3.

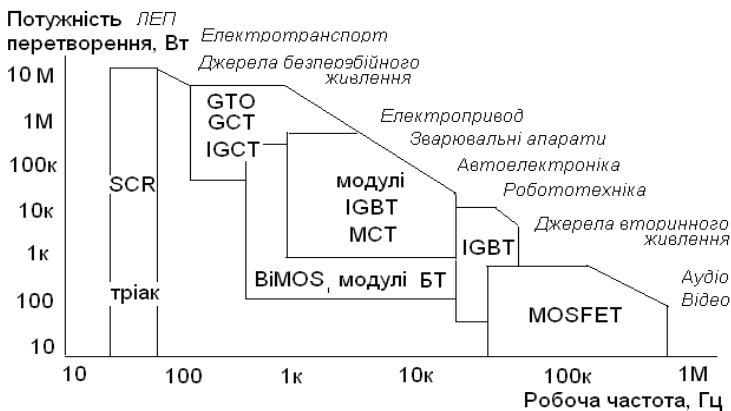


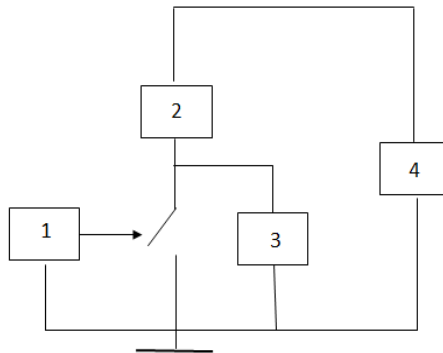
Рисунок 1.3 – Розподілення приладів по діапазонам частот та потужності

Ці прилади більш детально вивчаються в курсі «Силові напівпровідникові прилади». Їхні найбільш яскраві відмінності від приладів інформаційної електроніки:

1. розширена область безпечної роботи (ОБР, SOA);
2. вертикальність структури;
3. біполярні силові прилади працюють в режимі високого рівня інжекції;
4. широко використовуються гібридні прилади;
5. використовують спеціалізовані драйвери;
6. використовують захисні ланцюги – снаббери;
7. працюють не тільки в імпульсному режимі, але й безперервному (у випрямлячах, наприклад);

8. значна вартість;
9. конструктивні особливості: великі розміри кристалів, більш масивні виводи, корпуси, охолоджувачі;
10. досить часто використовують готові функціональні вузли, або їхні частини у вигляді силових інтелектуальних модулів, наприклад силові транзистори інвертора із датчиками температури та струму;
11. в умовних графічних позначеннях відбиваються особливості структури (паразитні діоди в МОПТ), або наявність рекупруючого діода (IGBT).

Ці прилади безперервно вдосконалюються в напрямку наближення за своїми статичними і динамічними характеристиками до поняття "ідеального ключа" (рис.1.4).



- 1 - драйвер (система керування, або попередній каскад);
 2 - навантаження (наприклад, якірний ланцюг двигуна);
 3 - снаббер/демпфер - захисний ланцюг, формувач траєкторії перемикачання;
 4 - джерело живлення (джерело постійного, або змінного струму).

Рисунок 1.4 – Структурна схема електронного ключа

1.4.1 Діоди

Напівпровідниковий діод – елемент, найбільш розповсюджений в пристроях радіоелектроніки, автоматики та обчислювальної техніки, силовій (енергетичній) перетворювальній техніці.

Незважаючи на велику різноманітність і широку номенклатуру діодів, що випускаються в даний час, їх можна класифікувати за рядом ознак, найважливішими з яких є фізичні ефекти та явища, що визначають механізм роботи приладів, конструктивно-технологічні особливості, сукупність параметрів і області застосування. Класифікація сучасних напівпровідникових діодів за їх призначенням, фізичними властивостями, основними електричними параметрами, конструктивно-технологічними ознаками, типом вихідного напівпровідникового матеріалу знаходить відображення в умовній позначці діодів.

Якщо брати застосування в енергетичній електроніці, то силові діоди можна поділити на лавинні (Avalanche), імпульсні (Fast Recovery) та випрямні (Rectifier). Випрямні діоди призначені для випрямлення змінного струму (перетворення енергії змінного струму в енергію пульсуючого струму), до цих діодів навіть короткочасно не дозволяється прикладати зворотні напруги, що призводять до лавинного пробою р-n переходів. Лавинні випрямні діоди, навпаки, можуть протягом обмеженого інтервалу часу розсіювати імпульс прикладеної енергії в області пробою при роботі на зворотній ВАХ; вони можуть працювати як стабілізатори, а в окремих випадках – як обмежувачі напруги. Імпульсний діод має малу тривалість перехідних процесів та призначений для застосування в імпульсних режимах роботи аж до наносекундного діапазону.

На рис.1.5 зображено фотографію випрямного діоду на 200А та частотою до 500Гц для пристроїв із напругою 150В - 1600В.



Рисунок 1.5 – Силовий випрямний діод із радіатором

1.4.2 Тиристори

Тиристори на сьогодні найбільш потужні напівпровідникові дискретні прилади, що забезпечується їхньою здатністю до внутрішнього підсилення сигналу та найнижчим значенням опору у відкритому стані (що дозволяє підвищувати вихідний струм). Проблеми із повним керуванням в тиристорах SCR розв'язано винаходом блокованих тиристорів GTO (gate turn-off thyristor), тобто тиристорів, які замикаються по затвору. GTO успішно перекривають діапазон потужностей до тисяч кіловат, їх динамічні властивості безперервно удосконалюються, а вартість знижується. Вони успішно витісняють звичайні тиристори з вузлами примусової комутації.

Подальшим розвитком повністю керованих тиристорів є тиристи GCT та IGCT [10,11]. IGCT фактично є пристроєм із схемами керування та захисту GCT (рис.1.6).



Рисунок 1.6 – Плата IGCT (замикного тиристора, інтегрованого із драйвером)

1.4.3 Польові транзистори. MOS FET

Нині відбувається активне витіснення біполярних транзисторів з області ключових пристроїв. Значною мірою альтернативою є польові транзистори, які не споживають статичної потужності по ланцюгу управління; не мають неосновних носіїв (не потребують часу на їх розсмоктування), що підвищує швидкодію; нарешті, із підвищенням температури зменшується струм стоку, що забезпечує підвищену термостійкість. Транзистори, які управляються полем, розподіляють на два підкласи: транзистори з ізольованим затвором – MOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect-Transistor), та транзистори, які управляються зворотнозміщеним p - n переходом – JFET (Junction FET) і SIT (Static-Induction-Transistor). У силовій електроніці переважають MOS FET з індукованим каналом (збагаченого типу), їхнє графічне позначення із каналами n та p типу та паразитним діодами наведено на рис.1.7.

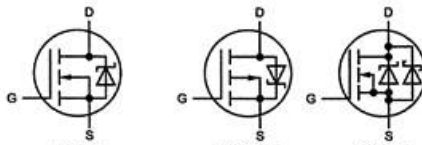


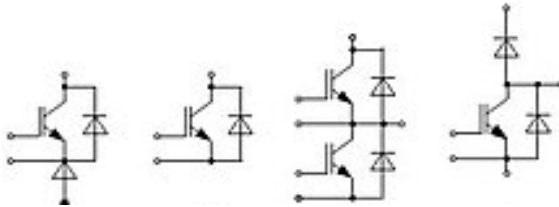
Рисунок 1.7 – Позначення MOS FET в технічній документації

Фірма International Rectifier (IRF) [12], яка стала одним з піонерів створення потужних польових приладів, пропонує нове покоління МОПТ, показники надійності та технічні характеристики якого поліпшені в тому числі за рахунок зниження опору у відкритому стані до мОм. Області застосування МОПТ поширюються (підвищується частота комутації, потужність, струми).

1.4.4 IGBT

Біполярні транзистори з ізольованим затвором (IGBT – Insulated Gate Bipolar Transistor) – є одними із найбільш популярних «гібридних» приладів, в яких біполярна (силова, вихідна) частина структури керується полем через ізольований затвор. IGBT досить вдало конкурують із MOS FET у застосуваннях, де вимагаються підвищені струми (електропривод). Фірми-виробники часто пропонують споживачам

IGBT із схемами захисту та модулі, в яких транзистори скомпоновані в мостові, напівмостові схеми (що є структурними частинами керованих випрямлячів, інверторів та Н-мостів) як для однофазних, так і для трифазних систем. На рис.1.8 зображено варіанти модулів на IGBT.

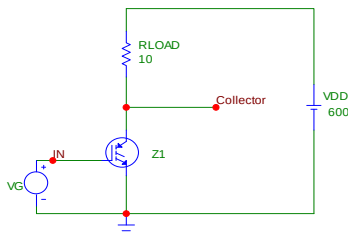


а - МТКІД; б - МТКІ; в - М2ТКІ; г - МДТКІ

Рисунок 1.8 – Умовні позначення модулів на IGBT

Тут використано позначення: М – модуль безпотенційний (основа ізолювана); 2 – кількість ключів; літери ТКІ – біполярний із ізолюваним затвором; ДТКІ – діод / біполярний транзистор із ізолюваним затвором; ТКІД – біполярний транзистор з ізолюваним затвором / діод; цифри: 25, 35, 50, 75, 80, 110, 150 – максимальний струм; цифри: 1, 2, 5, 6, 10, 12 – максимальна напруга між колектором і емітером $U_{ке}$ ($\square 100V$). Наприклад модуль МТКІД-75-17 має $U_{ке} = 1700 V$, $I = 2 \square 75A$, $U_{кеON} = 3,5 V$, $P_{кmax} = 625 W$.

Для розуміння основ функціонування транзистора, розглянемо його застосування в схемі електронного ключа (рис.1.9). На рис.1.10 зображені отримані перехідні процеси: вихідна напруга, вихідний струм (помітний хвостовий струм (Tail current) на ділянці t_{TC}) та розсіювана потужність. Більш детально структура та функціонування IGBT наведені в [13,14] та розглянуті в курсі «Силові напівпровідникові прилади».



.MODEL NI6BT NI6BT (VT=4.7 MUN=1500 MUP=500 TAU=7.1U
NB=2E14 JSNE=650F KP=38 THET1A=.02 CGS=6.2E-8 COXD=1.75E-9 VTD=1E-3)

Рисунок 1.9 – Схема для дослідження характеристик IGBT

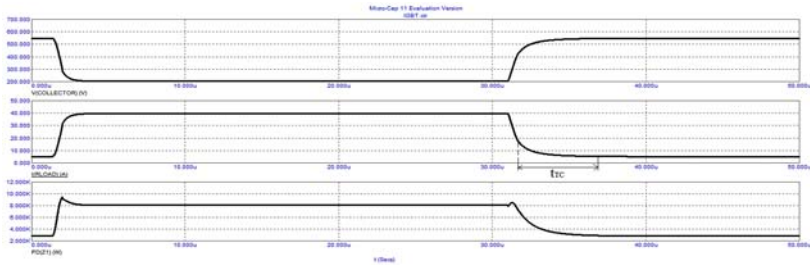


Рисунок 1.10 – Осцилограми перехідних процесів в ключі на IGBT

1.4.5 Трансформатори та інші моточні компоненти/пристрої

В енергетичній електроніці використовують трансформатори (power transformer), пристрої, які за допомогою електромагнітної індукції перетворюють систему змінної напруги та струму в іншу систему змінної напруги та струму, як правило, різних значень тієї-ж частоти. Найчастіше в електронних пристроях застосовують двохобмоточні імпульсні трансформатори, які працюють на лінійній ділянці кривої намагнічування, щоб зберегти плоску вершину імпульсу.

Трансформатори широко застосовуються в лініях електропередач, в розподільних та побутових пристроях. Трансформатори знайшли застосування також у різних випрямних, підсилювальних, в системах перетворення частоти.

В перетворювальній техніці також використовують інші індуктивні/моточні компоненти. Якщо індуктивний компонент призначений для придушення ВЧ складових, то використовують назву «дросьель», якщо індуктивний компонент входить до складу резонансного контуру, то це «катушка індуктивності».

Для моделювання нелінійних вебер-амперних характеристик індуктивних компонентів із осердям, використовують, наприклад, модель магнітного осердя Джіла – Атертона (рис.1.11 та рис.1.12), яка враховує рух доменних границь магнітних матеріалів. З її допомогою вдається відбити всі основні характеристики гістерезиса, такі, як крива початкової намагніченості, намагніченість насичення, коерцитивна сила, залишкова намагніченість і динамічні втрати на гістерезис (рис.1.13).

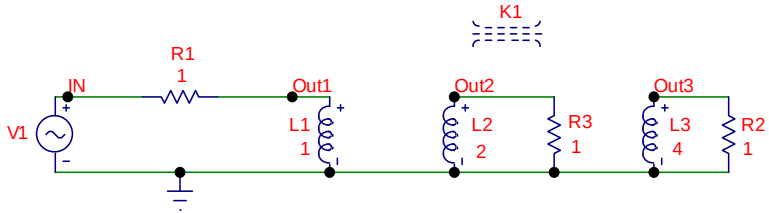


Рисунок 1.11 – Схема для дослідження трьохобмоточного трансформатора

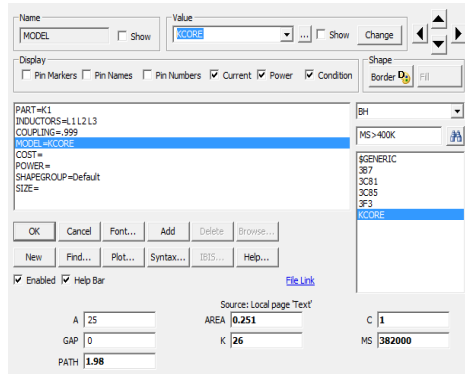


Рисунок 1.12 – Завдання параметрів моделі осердя та зв'язку обмоток між собою

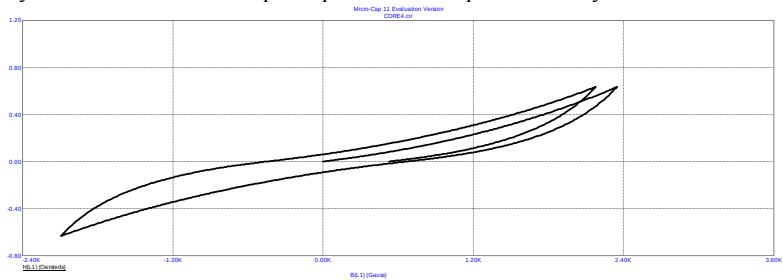


Рисунок 1.13 – Залежність індукції від напруженості магнітного поля (B vs H)

1.5 Питання для самоперевірки

1. Основні параметри струму та напруги, формули.
2. Система генерації та постачання електроенергії.
3. Прилади для енергетичної електроніки.

2 ДОСЛІДЖЕННЯ НЕКЕРОВАНИХ ВИПРЯМЛЯЧІВ

2.1 Класифікація випрямлячів

Випрямлячі класифікують за такими ознаками:

за видом перемикача (комутатора): механічні синхронні з щітково-колекторним комутатором струму; механічні синхронні з контактним перемикачем (випрямлячем) струму; з електронною керованою комутацією струму (наприклад, тиристорні); з електронною пасивною комутацією струму (наприклад, діодні)/ ведені мережею;

за потужністю: силові випрямлячі; випрямлячі сигналів;

за рівнем використання напівперіодів змінної напруги: однопівперіодні – пропускають в навантаження тільки одну півхвилю; двопівперіодні – пропускають в навантаження обидві напівхвилі; неповноперіодні – не повністю використовують синусоїдальні напівхвилі; повноперіодні – повністю використовують синусоїдальні напівхвилі;

за схемою випрямлення: мостові, з множенням напруги, трансформаторні, з гальванічною розв'язкою, безтрансформаторні тощо;

за кількістю використовуваних фаз: однофазні, двофазні, трифазні і багатофазні;

за керованістю: некеровані (діодні), керовані (тиристорні, транзисторні), за типом електронного вентиля тощо;

за величиною випрямленої напруги: низьковольтні (до 100 В), середневольтні (від 100 до 1000 В), високовольтні (понад 1000 В);

за призначенням: зварювальний, для живлення мікроелектронної схеми, для живлення силових кіл, для гальваніки тощо;

за ступенем повноти мостів: повномостові, напівмостові, чвертьмостові;

за наявністю пристроїв стабілізації: стабілізовані, нестабілізовані;

за управлінням вихідними параметрами: регульовані, нерегульовані;

за способом з'єднання: паралельні, послідовні, паралельно-послідовні;

Завдяки односторонній провідності напівпровідникового діода, струм у зворотному напрямку відтинається, тобто схема проводить струм тільки півперіоду (однапівперіодний випрямляч). При встановленні на верхній частині вторинної обмотки трансформатора полярності "+", а на нижній "-" вентиль D відкривається і струм протікає від вторинної обмотки трансформатора через навантаження R1. При зміні полярності напруги на первинній обмотці трансформатора діод закритий і струм через навантаження не протікає. Перевагою однапівперіодної схеми є те, що використовується лише один діод. Недоліками даної схеми є малий ККД і велика пульсація напруги на схемі.

2.2.1 Програма віртуального експерименту

1. Синтезувати схему однапівперіодного випрямляча, обравши модель діода з високою напругою пробою (параметр BV=500); для джерела V1 параметр A=311 (амплітуда синусоїдного сигналу із діючим значенням 220 В), F=50 (частота, Гц). Коефіцієнт трансформації трансформатора визначається через відношення індуктивностей вторинної до первинної обмоток та коефіцієнтом зв'язку (в даному випадку: 1E-2, 1E-3, 0.98).

2. Отримати графіки вихідної напруги і струму в режимі "Analysis" / "Transient" (рисунок 2.2).

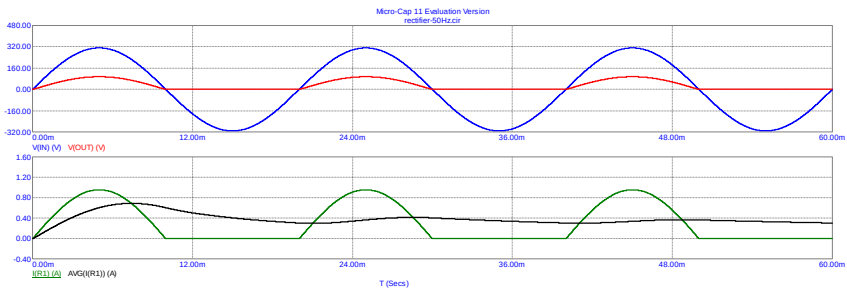


Рисунок 2.2 – Графіки вхідної, вихідної напруги, вихідного струму

3. Визначити середній струм (задати в меню аналізу AVG(I(R1))).

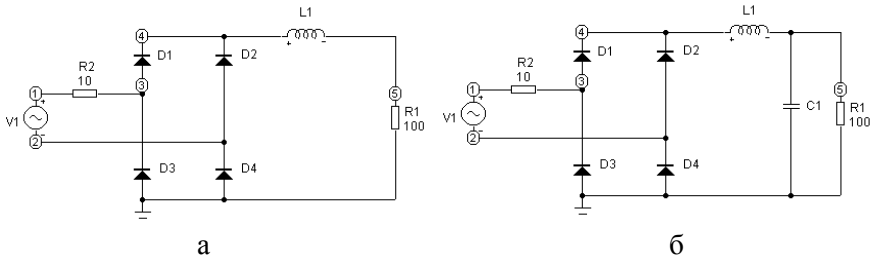
4. Розрахувати коефіцієнт пульсацій (відношення максимального значення пульсації до середньої напруги. Для однапівперіодного випрямляча він дорівнює $\approx 1.57 (\pi/2)$).

5. Повторити експеримент при частоті вхідного джерела 50 kHz та 50 MHz (для спостереження «зриву випрямлення» при частотах, вищих за максимальну для обраного діоду).

6. Сформулювати звіт.

2.3 Опис комп'ютерної моделі випрямляча з фільтром

Для моделювання електромагнітних процесів в схемі однофазного випрямляча з індуктивним і Г-подібним фільтрами, для дослідження осцилограм струмів та напруг, зняття зовнішньої характеристики, залежностей коефіцієнтів пульсацій та згладжування від струму навантаження використовуються моделі, приведені на рис.2.3. Для дослідження амплітудно-частотної та фазочастотної характеристик Г-подібного фільтру використовується модель, наведена на рис.2.4.



а) з індуктивним фільтром; б) з Г-подібним LC фільтром
Рисунок 2.3 – Однофазний випрямляч (мостова схема)

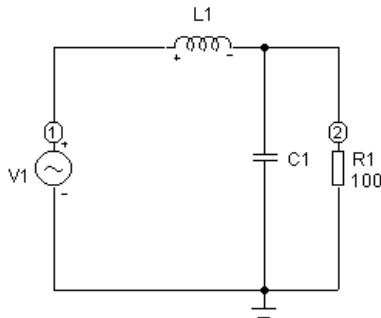


Рисунок 2.4 – Модель для дослідження АЧХ фільтру

2.3.1 Програма віртуального експерименту

Мета: Дослідження роботи однофазного двохнапівперіодного випрямляча з індуктивним фільтром

1. Синтезувати модель випрямляча з індуктивним фільтром.
2. Зняти криві струмів і напруг в схемі.
3. Зарисувати отримані криві і порівняти їх з теоретичними.
4. Зняти і побудувати зовнішню характеристику випрямляча.

Для цього необхідно обрати вид аналізу "Transient"; в режимі "Stepping": у графі "Step what" встановити "R1"; у графі "From" встановити максимальну величину "500"; у графі "To" встановити мінімальну величину "100"; у графі "Step Value" встановити крок.

Після завершення процесу розрахунку, заміряти сталі величини напруги на навантаженні R1, а також амплітуду першої гармоніки пульсацій;

5. За результатами моделювання побудувати **зовнішню характеристику** випрямляча, а також залежність коефіцієнта пульсацій та коефіцієнта згладжування від струму навантаження.

6. Зіставити одержані залежності з теоретичними

7. Синтезувати модель випрямляча з Г-подібним фільтром. Повторити п. 2 - 6.

8. Синтезувати модель фільтру для дослідження амплітудно-частотної характеристики. Розрахувати резонансну частоту Г-подібного фільтру за даними, вказаними в моделі. Використовуючи метод "АС" аналізу отримати та зарисувати амплітудно-частотну (АЧХ) та фазочастотну характеристики (ФЧХ) фільтру.

9. Зіставити одержані залежності з теоретичними.

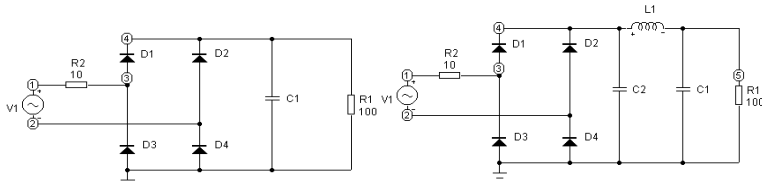
2.4 Дослідження однофазного випрямляча з ємнісним фільтром

Конденсатори, що включаються паралельно навантаженню випрямляча для згладжування пульсації вихідної напруги, істотно впливають на режим роботи всього пристрою. Найбільш суттєва особливість режиму роботи випрямляча при роботі на ємнісне навантаження – скорочення інтервалу провідності вентилів, яке призводить до імпульсного характеру анодних струмів і струмів в обмотках трансформа-

тора. Це відбувається тому, що напруга на ємності, значення якої близько до амплітуди вторинної ЕРС, прикладена до клапанів таким чином, що вони не можуть відкритися до тих пір, поки ЕРС трансформатора не перевищить напругу на конденсаторі.

2.4.1 Опис комп'ютерної моделі випрямляча з фільтром

Для дослідження осцилограм струмів та напруг, зняття зовнішньої характеристики, залежностей коефіцієнтів пульсацій та згладжування від струму навантаження використовуються моделі, приведені на рис.2.5. Для дослідження амплітудно-частотної та фазочастотної характеристик П-подібного фільтра використовується модель, приведена на рис.2.6.



а) з ємнісним фільтром; б) з П-подібним фільтром
Рисунок 2.5 – Однофазний випрямляч

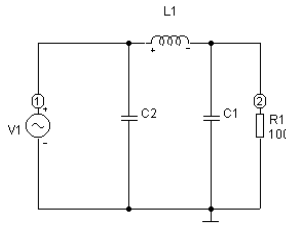


Рисунок 2.6 – Модель для дослідження АЧХ фільтра

2.4.2 Програма віртуального експерименту

Мета: вивчити електромагнітні процеси в схемі однофазного випрямляча з ємнісним і П-подібним фільтрами.

1. Синтезувати модель випрямляча з ємнісним фільтром;
2. Зняти криві струмів і напруг в схемі в режимі Transient.

3. Зняти і побудувати зовнішню характеристику випрямляча. Для цього необхідно в режимі "Analysis"/"Transient" натиснути кнопку "Stepping"; "Step what" встановити "R1"; у графі "From" встановити максимальну величину "500"; графі "To" встановити мінімальну величину резистора "100"; у графі "Step Value" встановити необхідний крок "400".

Після завершення процесу розрахунку, зміряти сталі величини напруги на навантаженні R1, та амплітуду першої гармоніки;

5. За результатами моделювання побудувати зовнішню характеристику випрямляча та залежність коефіцієнта пульсацій від струму навантаження.

6. Синтезувати модель випрямляча з П-подібним фільтром. Повторити п. 2 - 5.

7. Синтезувати модель фільтру для дослідження амплітудно-частотної характеристики. Розрахувати резонансну частоту П-подібного фільтру за даними, вказаними в моделі. Використовуючи "АС" аналіз, отримати АЧХ та ФЧХ.

8. Зіставити одержані залежності з теоретичними.

2.5 Питання для самоперевірки

1. Що таке випрямлення напруги.
2. Класифікація застосування та випрямлячів.
3. Робота діода в однофазному напівперіодному випрямлячі.
4. Явище «зриву випрямлення»: причини, методи запобігання.
5. Чим можна «згладити» пульсації вихідної напруги на виході?
6. Що таке коефіцієнт пульсації та коефіцієнт згладжування випрямленої напруги? Що впливає на коефіцієнт пульсацій?
7. Що таке резонансна частота фільтру?
8. Чому коефіцієнт згладжування індуктивного фільтру залежить від струму навантаження? Чим пояснюється спад зовнішньої характеристики випрямляча з ємнісним фільтром?
9. У яких випадках ефективні Г /П -подібні фільтри?
10. Що таке зовнішня характеристика.
11. Як визначити коефіцієнт пульсації при ємнісному фільтрі?
12. Як впливає ємнісний характер навантаження на роботу пристрою в цілому?

3 ОДНОФАЗНІ КЕРОВАНІ ВИПРЯМЛЯЧІ

3.1 Тиристорний випрямляч при активному навантаженні

Однофазна двохнапівперіодна схема випрямляча з виведенням нульової точки широко застосовується для живлення потужних радіоелектронних пристроїв [1, 2]. Вторинна обмотка трансформатора має вивід від середньої точки, яка називається нульовою. При цьому дві вторинні напівобмотки трансформатора мають напруги, що знаходяться в протифазі, тобто дві вторинні ЕРС e_2 зрушені по фазі на 180° . Таким чином, струм через навантаження протікає під впливом обох півхвиль синусоїди напруги живлячої мережі, тому така схема називається двохнапівперіодною схемою випрямляча.

Схема однофазного двопівперіодного випрямляча з нульовим виводом трансформатора приведена на рис.3.1.

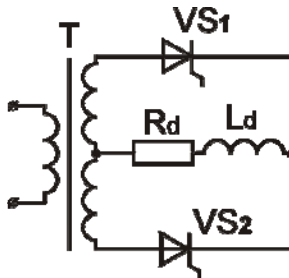


Рисунок 3.1 – Схема однофазного двопівперіодного випрямляча з нульовим виводом

Крива вихідної напруги випрямляча є такою, що огинає позитивні півхвилі вторинних ЕРС. При зміні моменту включення тиристорів змінюється середнє значення вихідної напруги. Якщо навантаження випрямляча має чисто активний характер, то при $\alpha > 0$ в кривій струму навантаження з'являється безструмова пауза і, відповідно, струм випрямляча стає переривистим. **У режимі переривистого струму** середнє значення вихідної напруги ідеального випрямляча (ЕРС холостого ходу) визначається рівнянням:

$$E_{d\alpha} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} E_2 \frac{1 + \cos \alpha}{2} = E_{d0} \frac{1 + \cos \alpha}{2} \quad (3.1)$$

Залежність середнього значення ЕРС холостого ходу від кута регулювання тиристорів $E_{d\alpha} = f(\alpha)$ називається **регулювальною характеристикою** випрямляча.

Регулювальна характеристика при активному навантаженні:

$$U_d = 0.9 \cdot U_2^{nom} \cdot \cos \alpha$$

У реальних схемах випрямлячів трансформатори і тиристори не ідеальні, тому при зміні струму навантаження середнє значення вихідної напруги випрямляча теж змінюється:

$$U_{d\alpha} = E_{d\alpha} - \Delta U_d, \quad (3.2)$$

де $\Delta U_d = f(I_d)$ — падіння напруги на внутрішньому опорі випрямляча, залежне від схеми випрямлення і параметрів її елементів.

Залежність середнього значення вихідної напруги від середнього значення струму навантаження (при постійній величині кута регулювання α) називається **зовнішньою характеристикою** випрямляча.

Оскільки кожному значенню кута регулювання відповідає своя зовнішня характеристика, керований випрямляч має сімейство зовнішніх характеристик. Строго кажучи, регулювальну характеристику, відповідну рівнянню (3.1), експериментально зняти неможливо, оскільки випрямляч з реальними тиристорами, що мають кінцеву величину зворотного струму, не може працювати в режимі холостого ходу. Тому ця характеристика може бути отримана лише приблизно, при невеликому і, бажано, постійному струмі навантаження:

$$E_{d\alpha} \approx U_{d\alpha} = f(\alpha) \quad \text{при } I_d = const \quad (3.3)$$

Зовнішня характеристика при активному навантаженні:

$$U_d = 0.9 \cdot U_2 \cdot \cos \alpha - \frac{I_d \cdot X_a}{\pi}$$

Інший спосіб отримання регулювальної характеристики полягає в тому, що використовуються дані, одержані при знятті сімейства зовнішніх характеристик випрямляча. При цьому кожна зовнішня характеристика, знята при заданому куті регулювання, екстраполюється до перетину з віссю ординат, на якій і відлічуються відповідні величини ЕРС холостого ходу.

При вимірюванні струмів і напруг в ланцюгах слід враховувати, що середнє значення струмів і напруг показують тільки прилади магнітоелектричної системи. Діюче значення струму або напруги

Максимальна зворотна напруга на тиристорі визначається:

$$U_{обр} = \pi \cdot U_d$$

Коефіцієнт пульсації вихідної напруги при нульовому куті керування становить:

$$q_o = \frac{2}{3}$$

Габаритна потужність трансформатора визначається:

$$S_T = 1.34 \cdot I_d \cdot U_d$$

Пульсність схеми випрямляча становить: $m = 2$.

Струм вторинної обмотки трансформатору:

$$I_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot I_d$$

Для моделювання електромагнітних процесів в схемі випрямляча можна запропонувати модель (рис. 3.2), в якій замість мережевого трансформатора використані два окремі трансформатори: один для силового контуру K1 і другий для ланцюга синхронізації системи управління K2. Для адекватного моделювання індуктивностей та трансформаторів активний опір обмоток врахований за допомогою резисторів R9, R10, R17 і R18, включених в ланцюги первинних і вторинних обмоток трансформаторів.

Для живлення транзисторного формувача імпульсів, використане джерело постійної напруги V1. Для зняття регульовальних характеристик випрямляча потрібно мати середнє значення вихідної напруги випрямляча. Для цього використаний спеціальний інтегруючий ланцюжок R16, C6, на виході якого (сигнал на ємності C6) формується напруга постійного струму, що дорівнює середньому значенню вихідної напруги випрямляча. По суті, цей ланцюжок є електричною моделлю вольтметра. Пропонована модель надає широкі можливості для дослідження електромагнітних процесів в схемі двохнапівперіодного випрямляча як в стаціонарних, так і в перехідних режимах.

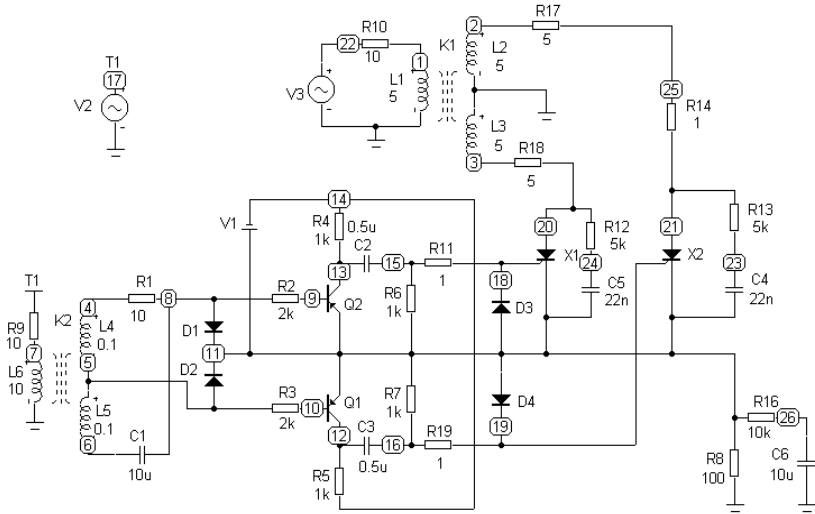


Рисунок 3.2 – Схематехнічна модель керованого випрямляча

3.2 Тиристорний керований випрямляч з активно-індуктивним навантаженням

Наявність індуктивності L_d в ланцюзі навантаження змінює характер електромагнітних процесів в схемі в порівнянні з режимом роботи при чисто активному навантаженні. Індуктивність L_d перешкоджає швидкій зміні струму в контурі, що викликає збільшення тривалості протікання струму у вентилях в порівнянні з режимом чисто активного навантаження. У зв'язку з цим в схемі можливі два режими роботи: режим безперервного струму (CCM) в навантаженні і режим переривистого струму (DCM).

Перехід з режиму безперервного струму в режим переривистого (або навпаки) відбувається при деякому куті регулювання, який називається **критичним**. Величина критичного кута регулювання визначається співвідношенням між активною і реактивною складовими опору навантаження і для однофазного випрямляча визначається співвідношенням:

$$\alpha_{кр} = \phi_H = \arctg\left(\frac{\omega L_H}{R_H}\right) \quad (3.4)$$

де $\omega = 2\pi f_1$ — кругова частота мережі живлення.

Регульовальна характеристика реального керованого випрямляча при активно-індуктивному навантаженні містить ділянку, відповідну режиму безперервного струму при $\alpha < \alpha_{кр}$, і ділянку, відповідну режиму переривистого струму при $\alpha > \alpha_{кр}$.

У режимі безперервного струму регульовальна характеристика керованого випрямляча описується рівнянням:

$$E_{d\alpha} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} E_2 \cos \alpha = E_{d0} \cos \alpha \quad (3.5)$$

Відповідно, в режимі переривистого струму:

$$E_{d\alpha} = E_{d0} \frac{\cos \alpha - \cos(\alpha + \lambda)}{2}, \quad (3.6)$$

де λ — тривалість протікання струму в тиристорах.

При чисто активному навантаженні, коли $\lambda = \pi - \alpha$ рівняння (3.6) перетворюється на співвідношення (3.4).

Для моделювання електромагнітних процесів можна використовувати модель, яка відрізняється від моделі рис.3.2 тільки наявністю додаткової індуктивності L у навантаженні.

3.3 Однофазний мостовий випрямляч на тиристорах

Схема випрямляча приведена на рис.3.3.

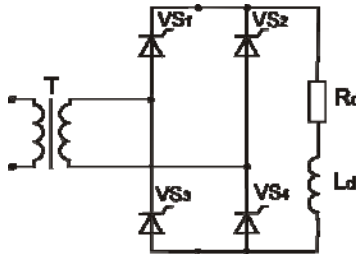


Рисунок 3.3 – Однофазний випрямляч (мостова схема)

Зовнішня характеристика має вигляд:

$$U_d = 0.9 \cdot U_2 \cdot \cos \alpha - \frac{2 \cdot I_d \cdot X_a}{\pi}$$

Регулювальна характеристика має вигляд:

$$U_d = 0.9 \cdot U_2^{\text{ном}} \cdot \cos \alpha$$

Максимальна зворотна напруга на тиристорі визначається:

$$U_{\text{обр}} = \frac{\pi}{2} \cdot U_d$$

Коефіцієнт пульсації вихідної напруги при нульовому куті керування становить:

$$q_o = \frac{2}{3}$$

Габаритна потужність трансформатора визначається:

$$S_T = 1.11 \cdot I_d \cdot U_d$$

Пульсність схеми випрямляча становить: $m = 2$.

Струм вторинної обмотки трансформатору:

$$I_2 = I_d$$

В більшості випадків навантаження випрямляча не є чисто активним. Оскільки випрямлена напруга, окрім постійної складової містить і змінну, характер навантаження (індуктивний або ємнісний) істотно впливає на режим роботи випрямляча [15]. Навантаження випрямляча носить індуктивний характер в тих випадках, коли використовується індуктивний або Г-подібний фільтри, або саме навантаження є індуктивним (наприклад, обмотки збудження електричних машин, електромагнітів, реле і т. п.). В цьому випадку струм навантаження є гладжений і звичайно в некерованих випрямлячах стає безперервним.

Зменшення пульсації струму навантаження приводить до зменшення пульсації напруги на навантаженні. Величина пульсації вихідної напруги кількісно оцінюється **коефіцієнтом пульсації**, рівним відношенню амплітуди першої гармоніки пульсацій до середнього значення випрямленої напруги (2.1).

$$Kn = \frac{U_{m(1)}}{U_d} = \frac{2}{(qm)^2 - 1} \quad (2.1)$$

3.4 Питання для самоперевірки

1. Як визначити ЕРС холостого ходу випрямляча?
2. Що таке зовнішня характеристика та як її отримати?
3. Що таке регульовальна характеристика керованого випрямляча та як її отримати?
4. Як впливає індуктивність в навантаженні керованого випрямляча на криву вихідної напруги?
5. Що таке критичний кут регулювання?
6. Чим відрізняються регульовальні характеристики керованого випрямляча при активному і активно-індуктивному навантаженнях?
4. Що таке режим безперервного і режим переривистого струму?
5. Як виглядає крива напруги між анодом і катодом тиристора при активно-індуктивному навантаженні в режимі безперервного струму / в режимі переривистого струму?

4 ДОСЛІДЖЕННЯ ТРИФАЗНИХ ВИПРЯМЛЯЧІВ

4.1 Трифазна однонапівперіодна схема випрямлення

При однонапівперіодному випрямленні трифазного струму (схема Міткевича) [1;2] вторинні обмотки трансформатора можуть включатися в зірку, чи в зигзаг, а первинні обмотки – або в трикутник, або в зірку. У даній роботі досліджується варіант, коли первинні і вторинні обмотки з'єднані в зірку, причому вивід нульової точки на вторинній стороні трансформатора є негативним виводом випрямляча.

Хід зовнішньої характеристики випрямляча визначається параметрами трансформатора, отриманими з досліду короткого замикання. Трансформатори малої потужності звичайно мають опір короткого замикання активного характеру, а трансформатори середньої і великої потужності – індуктивного характеру. Наявність відчутної індуктивності розсіювання в потужному трансформаторі приводить до збільшення часу, необхідного для зміни струмів у комутуючих фазах. Схема випрямляча приведена на рис.4.1.

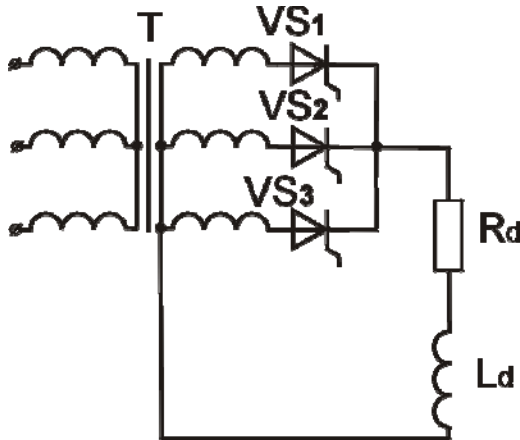


Рисунок 4.1 –Схема Міткевича

Зовнішня характеристика такого випрямляча описуються рівнянням:

$$U_d = 1.17 \cdot U_2 \cdot \cos \alpha - \frac{3 \cdot I_d \cdot X_a}{2 \cdot \pi}$$

Регулювальна характеристика має вигляд:

$$U_d = 1.17 \cdot U_2^{\text{ном}} \cdot \cos \alpha$$

Максимальна зворотна напруга на тиристорі визначається:

$$U_{\text{обр}} = \frac{2\pi}{3} \cdot U_d$$

Коефіцієнт пульсації вихідної напруги при нульовому куті керування становить:

$$q_o = \frac{1}{4}$$

Габаритна потужність трансформатора визначається:

$$S_T = 1.35 \cdot I_d \cdot U_d$$

Пульсність схеми випрямляча становить: $m = 3$

Струм вторинної обмотки трансформатору:

$$I_2 = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot I_d$$

4.1.1 Опис комп'ютерної моделі випрямляча

Для моделювання електромагнітних процесів у схемі випрямляча використовується комп'ютерна модель керованого випрямляча (рис. 4.1), розроблена в MC11. В моделі замість трифазного мережного трансформатора використані три окремих джерела напруги (V1, V6, V7), напруги яких зрушені по фазі друг відносно друга на 120 ел.град. Параметри короткого замикання трансформатора враховуються за допомогою індуктивностей L1, L2, L3 і опорів R5, R6, R7. Як силові прилади використані тиристори, навантаження представлено резистором R1 та індуктивністю L4.

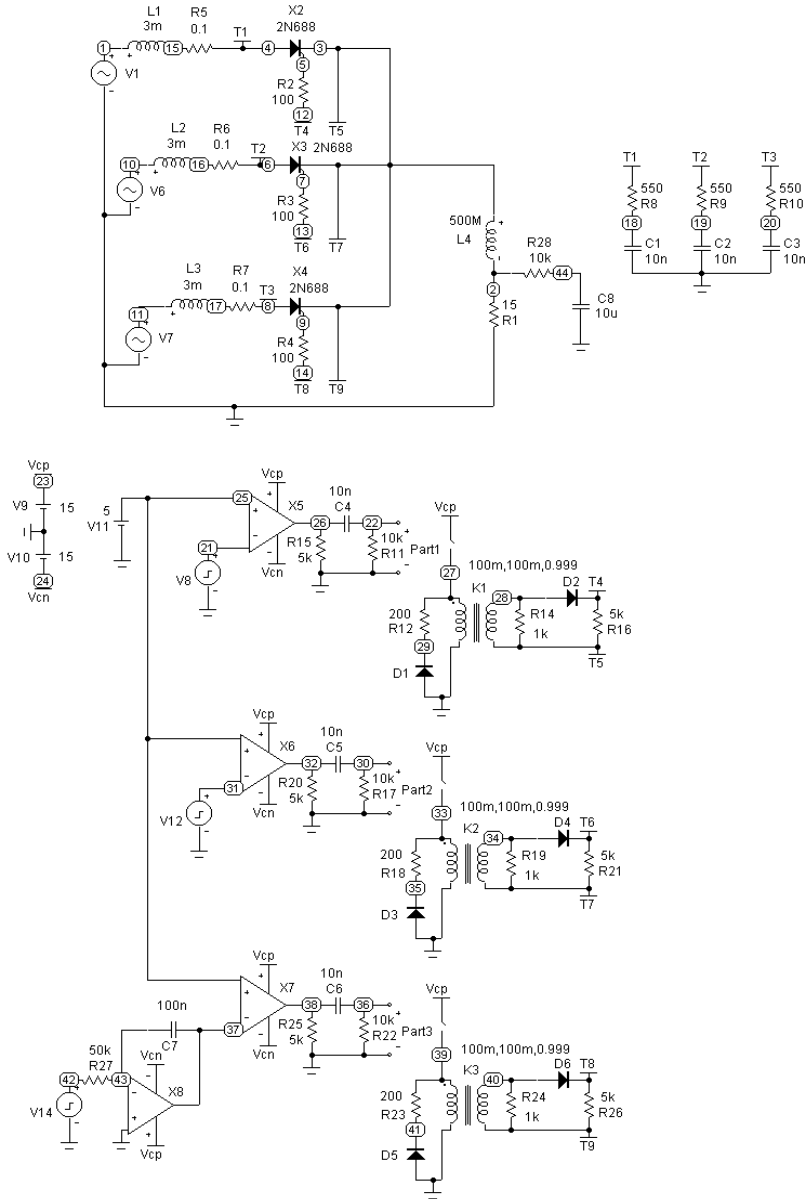


Рисунок 4.1 – Модель трифазного однонапівперіодного

Для керування трифазним випрямлячем побудована модель триканальної системи імпульсно-фазового керування з "вертикальним" принципом керування. Як відомо [3,7] при "вертикальному" принципі керування формування сигналу керування відбувається в момент рівності двох напруг: якої-небудь повторюваної напруги (у більшості випадків пилкоподібної), синхронізованої від живильної мережі, і постійної напруги керування.

Побудована модель системи "вертикального" керування, внаслідок програмних можливостей пакету MC11, має два однакових канали формування керуючих імпульсів і один канал, відмінність якого полягає лише в схемотехніці. Слід зазначити, що побудована система використовується як для керування випрямлячем, так і для керування інвертором, веденим мережею.

Розглянемо перші два канали. Обидва канали містять наступні елементи: генератори пилкоподібної напруги V8 (V12), компаратори X5 (X6), інтегратори C4-R11 (C5-R17), ключі Part1 (Part2), розв'язуючі трансформатори K1 (K2). Джерело V11 дозволяє моделювати спільну напругу керування, що подається на компаратори всіх каналів.

Формування імпульсів керування відбувається в такий спосіб. Генератор V8 формує пилкоподібну напругу, прямий хід якого починається в момент рівності позитивних значень ЕРС фази А (e_{2a}) і ЕРС фази С (e_{2c}), а закінчується в момент рівності негативних значень ЕРС фази А (e_{2a}) і ЕРС фази С (e_{2c}) (рис.4.2).

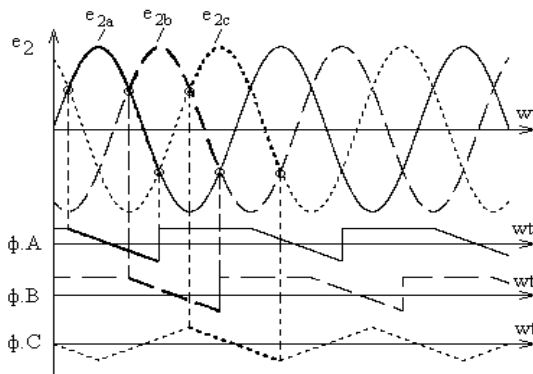


Рисунок 4.2 – Формування пилкоподібних напруг тиристорного випрямляча з системою «вертикального керування»

Таким чином, з однієї сторони забезпечується діапазон зміни кута у випрямлячі і кута випередження в інверторі. Далі ця пилкоподібна напруга подається на інвертуючий вхід компаратора X5. На неінвертуючий вхід того ж компаратора подається постійна напруга керування від джерела V11.

У момент порівняння цих двох напруг компаратор перемикається і змінює свою вихідну напругу з негативного значення на позитивне. Таким чином, при зміні значення напруги керування змінюється момент порівняння напруг, що еквівалентно зміні кута керування перетворювачем. Момент «рівності» приходить на «зворотний» хід пилкоподібної напруги і компаратор при цьому перемикається у вихідний стан. Через період (360 ел.град.) процес повторюється.

До виходу компаратора підключений диференціюючий ланцюг R4-C11, що реагує на фронт вихідної напруги і формує короткі імпульси позитивної і негативної полярності. Далі, за допомогою впливу позитивного імпульсу на ключ Part1, напруга живлення Vcp прикладається до первинної обмотки трансформатора K1. Внаслідок цього, на вторинній обмотці формуються короткі імпульси з пласкою вершиною. Для надання імпульсам однополярної форми використовується діод D2. Далі через резистор R2, призначений для обмеження струму керуючого електроду, імпульс керування подається на керуючий електрод тиристора X2 відносно його катода.

Другий канал функціонує таким самим чином, відмінність полягає тільки у формуванні прямого ходу пилкоподібної напруги від моменту рівності ЕРС фази А і фази В, що еквівалентно зрушенню "пилки" першого каналу на 120 ел.град.

Структура третього каналу трохи відрізняється. Замість стандартного генератора повторюваної напруги створений генератор трикутної напруги на операційному підсилювачі (елементи X8, R27, 37), на вхід якого подається прямокутна напруга від джерела V14, яку синхронізовано з мережею живлення. Структура і робота третього каналу не відрізняються від розглянутих вище.

Для отримання середнього значення вихідної напруги використаний спеціальний інтегруючий ланцюг R28-C8, на виході якого (сигнал на ємності C8) формується напруга постійного струму, яка дорівнює середньому значенню вихідної напруги випрямляча. Власне кажучи, цей ланцюг є електричною моделлю вольтметра.

4.2 Дослідження трифазної мостової схеми випрямляча

4.2.1 Короткі теоретичні відомості

У трифазній мостовій схемі випрямлення (схема Ларіонова) [1,2] послідовно сполучені дві трифазні діодні групи, анодна і катодна, кожна з яких повторює роботу трифазного випрямляча з виведенням нульової точки трансформатора. Отже, при такому ж діючому значенні ЕРС вторинної обмотки трансформатора, як і в трифазному випрямлячі з виведенням нульової точки, середнє значення випрямленої напруги даного випрямляча буде в 2 рази більше. Схема випрямляча приведена на рис.4.3.

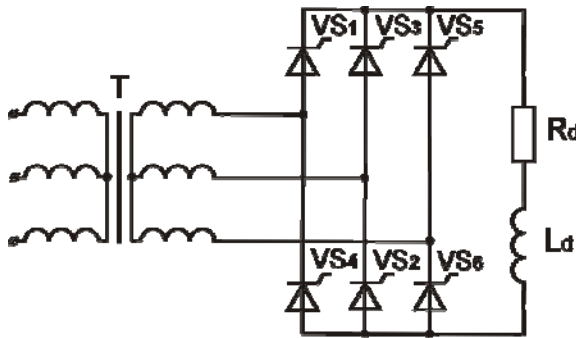


Рисунок 4.3. – Схема Ларіонова

У трифазному мостовому випрямлячі, так само, як і в однофазному, одночасно пропускають струм два діоди: у катодній групі – діод з найбільш позитивним потенціалом анода щодо нульової точки трансформатора; у анодній групі – діод з найбільш негативним потенціалом катода. Таким чином, черговість роботи силових напівпровідникових приладів визначається: у катодній групі – чергуванням позитивних півхвиль фазних ЕРС вторинних обмоток трансформатора; у анодній групі – чергуванням негативних півхвиль фазних ЕРС вторинних обмоток трансформатора.

У трифазному мостовому випрямлячі немає вимушеного намагнічування осердя трансформатора, оскільки струм вторинної обмотки кожної фази складається з анодних струмів двох діодів, розміщених в різних групах і, відповідно, протікає двічі за період, причому в протилежних напрямках.

Зовнішня характеристика має вигляд:

$$U_d = 2.34 \cdot U_2 \cdot \cos \alpha - \frac{3 \cdot I_d \cdot X_a}{\pi}$$

Регулювальна характеристика має вигляд:

$$U_d = 2.34 \cdot U_2^{ном} \cdot \cos \alpha$$

Максимальна зворотна напруга на тиристорі визначається:

$$U_{обр} = \frac{\pi}{3} \cdot U_d$$

Коефіцієнт пульсації вихідної напруги при нульовому куті керування становить:

$$q_o = \frac{2}{35}$$

Габаритна потужність трансформатора визначається:

$$S_T = 1.05 \cdot I_d \cdot U_d$$

Пульсність схеми випрямляча становить: $m = 6$
Струм вторинної обмотки трансформатора:

$$I_2 = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot I_d$$

4.2.2 Програма віртуального експерименту

Мета: вивчити електромагнітні процеси в схемі трифазного мостового некерованого випрямляча і дослідити його характеристики.

1. Відкрити в MC11 файл Rectifier_6_PULSE.cir (рис.4.3).

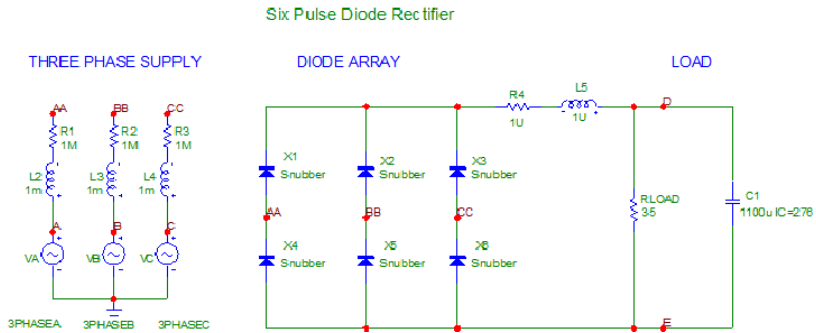


Рисунок 4.4 – Модель трифазного некерованого випрямляча

2. Запустити необхідний вид аналізу та отримати часові характеристики фазної, лінійної напруги та напруги на навантаженні та середнє значення вихідної напруги ($AVG(V(LOAD))$).

3. Визначити кут регулювання.

4. Отримати зовнішню характеристику. Оскільки вона лінійна, то для її побудови для кожного значення кута досить мати тільки дві точки цієї характеристики. Для моделювання такого режиму можна використовувати режим Stepping, що дозволяє автоматично змінювати величину резистора навантаження RLOAD в межах: від 10 до 50 із кроком 10 Ом.

5. За результатами моделювання побудувати регульовальну характеристику випрямляча.

6. Зіставити одержані залежності з теоретичними.

7. Повторити експеримент для керованого випрямляча (відкрити в MC9 файл Rectifier_Controlled_45.cir (рис.4.4) В одинадцятій версії програмі MC11 більш жорстке обмеження на кількість допустимих вузлів для демо-версії).

8. Зняти криві струмів і напруг для різних кутів регулювання

9. Зберегти у звіт отримані криві. Порівняти з кривими, отриманими для $\alpha=0$.

10. За результатами моделювання побудувати регульовальну характеристику випрямляча.

Three Phase SCR Converter with Gate Control Derived From Zero Crossing Detectors
From Modern Power Electronics, by Andrzej Trzynadlowski, Page 141-142

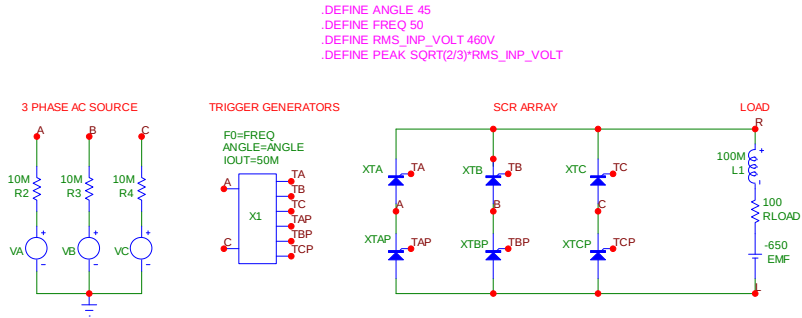


Рисунок 4.5 – Модель керованого випрямляча

4.3 Питання для самоперевірки

1. Як можуть з'єднуватися обмотки трансформатора в однонапівперіодних схемах випрямлення трифазного струму?
2. Чим визначається черговість роботи діодів у досліджуваній схемі?
3. Чим визначається тривалість протікання струму в діоді?
4. Як формується крива первинного струму анодного трансформатора?
5. Як формується крива зворотної напруги на вентилі?
6. Що таке напруга короткого замикання трансформатора і як вона вимірюється?
7. Що таке кут комутації?
8. Чим визначається черговість роботи вентилів?
9. Чому дорівнює коефіцієнт перетворення ідеального трифазного мостового випрямляча?
10. Чому дорівнює тривалість протікання струму вентиля?
11. Як пов'язано діюче значення струму вторинної обмотки з середнім значенням струму навантаження?
12. Як формується крива зворотної напруги на вентилі?

5 ІНВЕРТОРИ ТА ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ЧАСТОТИ

5.1 Інвертори

Інвертуванням називають процес перетворення енергії постійного струму в енергію змінного струму (**DC / AC**).

Інвертори, ведені мережею (Grid-tie) – це перетворювальні пристрої, що забезпечують передачу енергії від джерела напруги постійного струму у мережу напруги змінного струму, значення напруги та частота якої зумовлені стороннім потужним джерелом. Інвертори керовані мережею здійснюють таке перетворення з передачею енергії в мережу змінного струму, тобто вирішують задачу зворотну (інверсну) відносно випрямленню.

Керовані мережею інвертори виконують по тих же схемах, що і керовані випрямлячі. Відмінність полягає в тому, що замість навантаження підключається машина постійного струму, що працює в генераторному режимі, а на вході індуктивність, що згладжує вхідний струм інвертора.

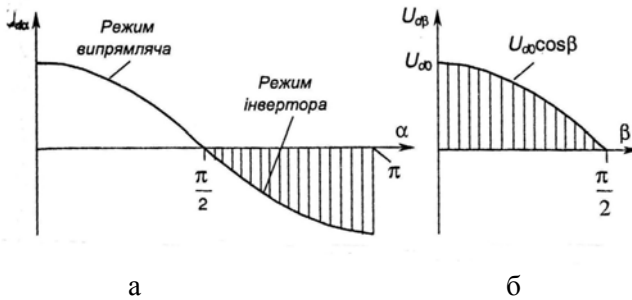
Таким чином, для перевodu випрямляча в інверторний режим необхідно:

- підключити джерело постійного струму з полярністю, зворотною режиму випрямлення;
- забезпечити протікання струму через тиристори переважно при негативній полярності вторинних напруг, проводячи їх відмикання з кутом випередження β .

Для такого способу перетворення характерне збереження колишнього напрямку струму і зміна полярності постійної напруги. Також може бути реалізований режим збереження полярності постійної напруги і зміни полярності струму. Обидва ці режими використовуються в реверсивних перетворювачах.

Grid-tie інвертори встановлюються між відновлювальними джерелами енергії (сонячними батареями, ветрогенераторами тощо) і електричною мережею. Ведені мережею інвертори використовують для плавного регулювання швидкості обертання двигунів (режим випрямляча); для регульованого гальмування двигунів (режим інверто-

ра). Регулювальні характеристики інвертора, веденого мережею, для режимів керованого випрямляча та інвертора наведено на рис.5.1.



а) регулювальні характеристики інвертора для режимів керованого випрямляча та інвертора;

б) залежності напруги від кута керування та кута випередження: $\beta = \pi - \alpha$

Рисунок 5.1 – Характеристики інвертора, веденого мережею

Автономним (незалежним) інвертором (АІ) є перетворювач, вихідні параметри якого (форма, амплітуда, частота вихідної напруги) визначаються схемою перетворювача, системою управління та режимом його роботи на відміну від інвертора, веденого мережею, вихідні параметри якого визначаються параметрами мережі.

За видом вхідного струму або напруги АІ поділяються на:

автономні інвертори струму (АІС).

автономні інвертори напруги (АІН).

резонансні (коливальні) автономні інвертори (РАІ).

За вентилями, що використовуються, АІ поділяються на:

АІ на вентилях з неповним керуванням (звичайних тиристорів та симісторів); АІ на вентилях з повним керуванням (транзисторів і блокованих тиристорів).

За способом комутації АІ на SCR тиристорах поділяються на:

АІ з одноступінчастою комутацією, в яких комутація здійснюється за допомогою комутуючих конденсаторів основними вентилями схеми без застосування додаткових тиристорів;

АІ з двоступеневою комутацією, в яких для комутації застосовуються спеціальні комутуючі вентиля.

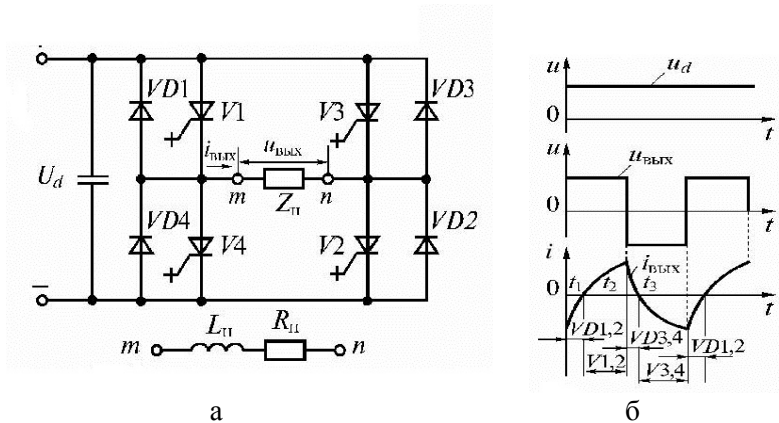
За місцем ввімкнення комутуючих конденсаторів АІ з одноступінчастою комутацією поділяються на паралельні АІ (комутуючі кон-

денсатори ввімкнені паралельно навантаженню); послідовні АІ (комутуючі конденсатори ввімкнені послідовно з навантаженням) [3,6].

До автономних інверторів і перетворювачів частоти висуваються такі вимоги:

- забезпечення максимального ККД .;
- мінімальна встановлена потужність окремих вузлів і елементів;
- можливість широкого регулювання вихідної напруги;
- забезпечення стабільності вихідної напруги при зміні величини і характеру навантаження, а також вхідної напруги;
- забезпечення синусоїдальної або близької до синусоїдальної форми кривої вихідної напруги;
- можливість регулювання в певних межах вихідний частоти, що перш за все необхідно в установках вентильного електроприводу;
- можливість роботи в режимі холостого ходу.

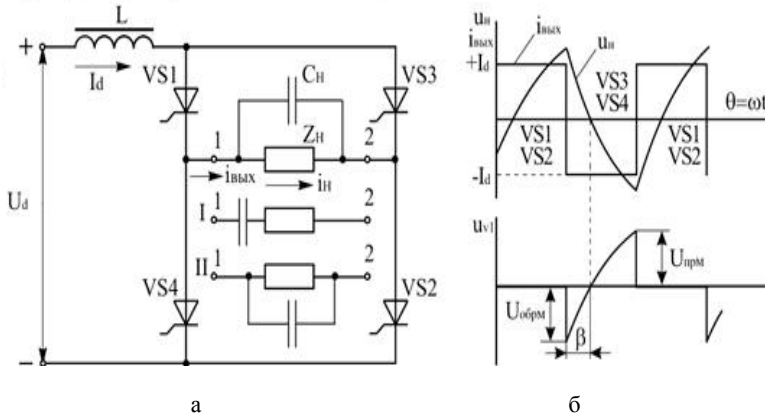
Автономний інвертор напруги (АІН) формує в навантаженні напругу, а форма струму визначається параметрами навантаження. В схемі АІН використовуються повністю керовані ключі. Схема АІН дуальна по відношенню до схеми АІН (рис.5.2).



а) схема; б) часові діаграми
Рисунок 5.2 – Однофазний АІН

Мостова схема інвертора застосовується на великих потужностях. Сигнали управління надходять таким чином, що в кожному напівперіоді два транзистора увімкнені, а два інших вимкнені.

Автономний інвертор струму (AIC) отримує живлення від джерела струму, для чого в ланцюг постійного струму включена досить велика індуктивність L , і тому форма вихідного струму визначається тільки порядком перемикання ключів, а форма напруги залежить від характеру навантаження (див. рис.5.3).



а) варіанти схем підключення навантаження; б) часові діаграми
Рисунок 5.3 – AIC

Конструктивне виконання автономного інвертора наведено на рис.5.4.

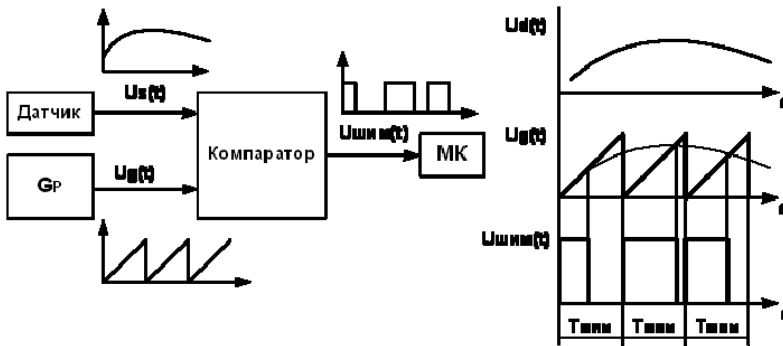


Рисунок 5.4 – Автономний інвертор PM-0800LC

Інвертор струму отримує живлення від джерела струму, для чого в ланцюг постійного струму включена досить велика індуктивність L , і тому форма вихідного струму визначається тільки порядком перемикання ключів, а форма напруги залежить від характеру навантаження. Форма кривої струму передбачає можливість миттєвої зміни струму в ланцюзі навантаження, що неможливо, якщо навантаження інвертора носить індуктивний характер. Однак, якщо навантаження зашунтувати конденсатором досить великої ємності, то миттєва зміна струму виявляється можливою. Таким чином, загальне навантаження інвертора струму має ємнісний характер. При цьому конденсатор повинен компенсувати не тільки реактивну потужність навантаження, а й інвертора.

5.2 Принцип ШІМ

Для керування ключами в інверторах використовують широтно-імпульсну модуляцію ШІМ/PWM (pulse-width modulation), принцип якої пояснює рис.5.5 [3,16,17].



а) структурна схема; б) часові діаграми

Рисунок 5.5 – ШІМ

Метод широтно-імпульсного регулювання (ШІР) полягає у тому, що при сталому періоді надходження імпульсів змінюють їхню тривалість – ширину. У результаті маємо:

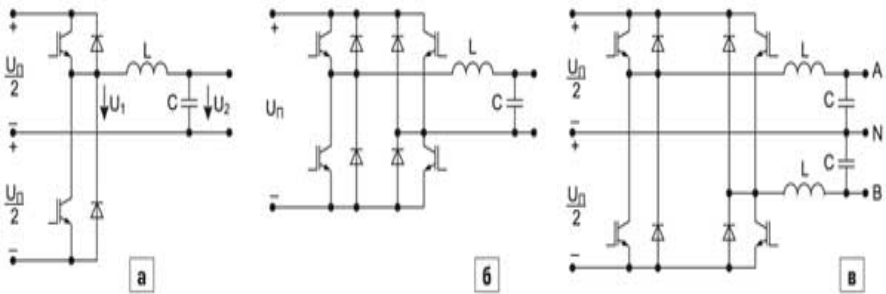
$$U_d = \frac{t_i}{T} E = \gamma E, \quad (5.1)$$

де E – ЕРС джерела постійного струму; t_i – тривалість імпульсу; T – період надходження імпульсів; γ – коефіцієнт заповнення

$$\gamma \equiv \frac{t_i}{T} = (0 \dots 1). \quad (5.2)$$

Змінюючи γ , можна змінювати U_d від нуля (при $\gamma=0$) до напруги живлення (при $\gamma=1$).

Структури однофазних ШІМ – інверторів наведено на рис. 5.6: а) диференціальна схема; б) мостова схема з одним джерелом живлення; в) мостова схема з двома джерелами живлення.



а) диференціальна схема; б) мостова схема з одним джерелом живлення; в) мостова схема з двома джерелами живлення

Рисунок 5.6 – Структури однофазних ШІМ – інверторів

5.3 Реверсивні перетворювачі

Часто при регулюванні постійної напруги виникає необхідність отримати на навантаженні регульовану напругу різної полярності. Так, в електроприводі, для регулювання швидкості обертання двигуна постійного струму та зміни напрямку обертання треба забезпечувати на навантаженні регульовану напругу будь-якої полярності. Таку напругу отримують при живленні навантаження від двох паралельно працюючих імпульсних регуляторів, кожен з яких забезпечує свою полярність вихідної напруги. Кожен регулятор повинен мати свою систему управління, а в момент зміни полярності вихідної напруги,

слід забезпечувати їхню узгоджену роботу. З цією метою використовують реверсивні регулятори, які будують за мостовою схемою, в діагональ якої включають навантаження Z_H .

На основі схеми інвертора побудований **реверсивний перетворювач напруги**, який призначений для регулювання швидкості обертання і реверсу (зміни напрямку обертання) двигуна постійного струму (так званий **H-Bridge**).

Схема реверсивного перетворювача напруги наведена на рис. 5.7. Ліва і права частини пристрою можуть працювати, як у режимі керованого випрямляча, так і у режимі інвертора, веденого мережею.

Реверсивний широтно-імпульсний перетворювач, реалізований на IGBT та його характеристики, зображені на рис.5.8.

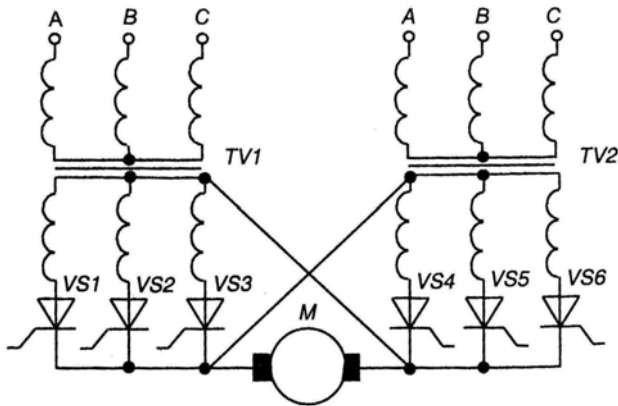
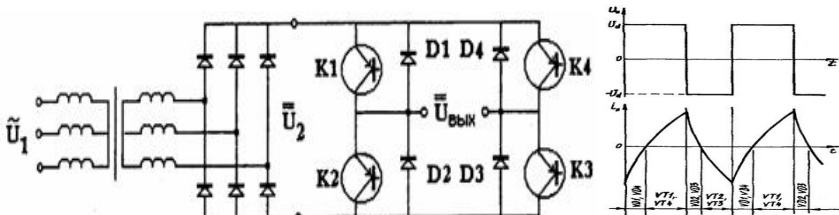


Рисунок 5.7 – Схема керування двигуном постійного струму



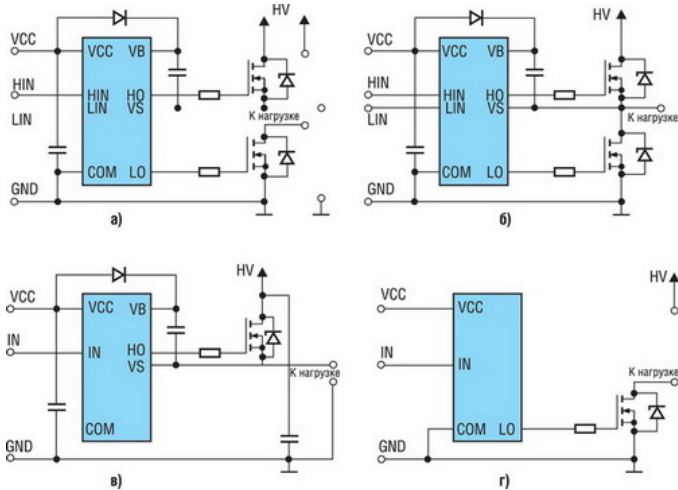
а) принципова схема; б) часові діаграми

Рисунок 5.8 – Реверсивний широтно-імпульсний перетворювач

5.4 Драйвери для ключів перетворювачів

Потужні польові MOSFET-транзистори і біполярні транзистори з ізолюваним затвором (IGBT-транзистори) є базовими елементами сучасної силової електроніки і використовуються в якості елементів комутації великих струмів і напруг. Однак для узгодження низьковольтних логічних керуючих сигналів з рівнями управління затвора MOSFET та IGBT-транзисторів потрібні проміжні пристрої узгодження – високовольтні драйвери (надалі, для стислості, під «високовольтними драйверами» будемо розуміти «високовольтні драйвери MOSFET та IGBT-транзисторів»).

На рис. 5.9 показані відповідні цим типам драйверів схеми управління: незалежні драйвери верхнього і драйвери нижнього плеча напівмоста, інтегровані в одній мікросхемі (High and Low Side Driver) (рис. 5.9, а); драйвери верхнього і драйвери нижнього плеча, включені за схемою напівмоста (Half-Bridge Driver) (рис. 5.9, б); драйвери верхнього плеча (High Side Driver) (рис. 5.9, в); драйвери нижнього плеча (Low Side Driver) (рис. 5.9, г).



а) High and Low Side Driver; б) Half-Bridge Driver; в) High Side Driver; г) Low Side Driver

Рисунок 5.9 – Драйвери для керування силовими ключами

Більшість драйверів компанії International Rectifier містять в одному корпусі два вихідних канали для управління верхнім і нижнім ключем перетворювача. Ці драйвери керують вхідними каналами незалежно, що може бути використано для одночасного відкриття обох ключів, або залежно – це має на увазі неможливість одночасного відкриття ключів (навіть на короткий період за рахунок вбудованої паузи між перемиканням ключів – так званий **Dead-Time (DT)**), що забезпечує принципову відсутність наскрізного струму через ключі.

На рис.5.10 наведено структуру напівмостового драйверу (**Half-Bridge driver**) IR2214 для керування силовими ключами для електроприводів.

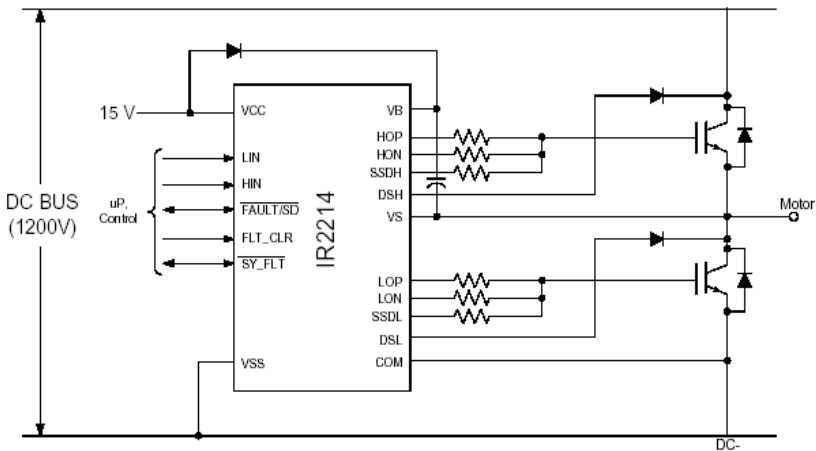


Рисунок 5.10 – Напівмостовий драйвер IR2214 для керування силовими ключами

В мікропроцесорних схемах керування електроприводом, наприклад на основі мікроконтролера PIC16C62 використовується драйвер IR2131. Мікросхема IR2131 є драйвером 6-ти ключів (IGBT або MOSFET), що має три виходи для верхніх ключів мосту і три виходи для ключів із плаваючим потенціалом управління.

У ній передбачений захист по струму, який вимикає всі ключі і видає сигнал помилки FAULT, коли сигнал на виводі ITRIP перевищує 0,5 В. Це зручно для розробника, оскільки організація такого захисту потребує від нього лише правильного визначення величини резистора датчика. Входи драйвера узгоджуються з ТТЛ логікою, що дозволяє керувати ним за допомогою мікроконтролерів з 5-В живлен-

ням без додаткових перетворювачів рівня. Крім цього, у IR2131 є окремий вхід виключення всіх ключів і вхід скидання сигналу помилки, а у IR2130 замість них є вбудований підсилювач струму навантаження, і скидання тригера помилки здійснюється при подачі на всі входи управління неактивного рівня. Допустима напруга на інверторі, з яким працює мікросхема, становить 600 В. В даний час фірмою INTERNATIONAL RECTIFIER виробляються аналогічні драйвери з робочою напругою 1200 В.

Структурна схема драйвера IRS2110 [17] наведена на рис. 5.11.

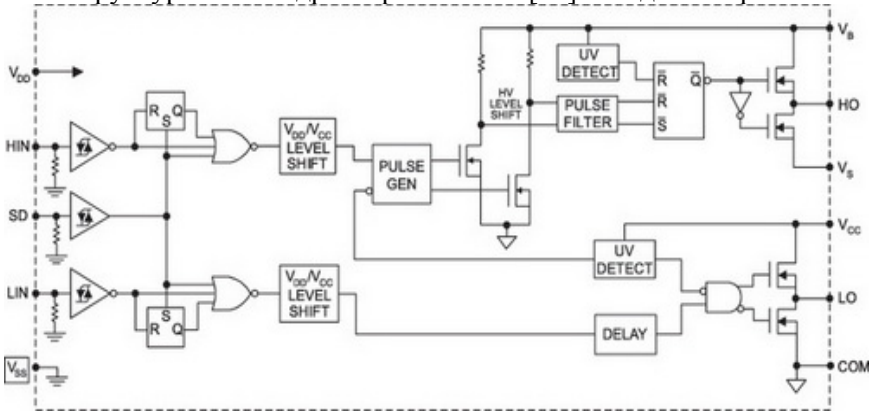
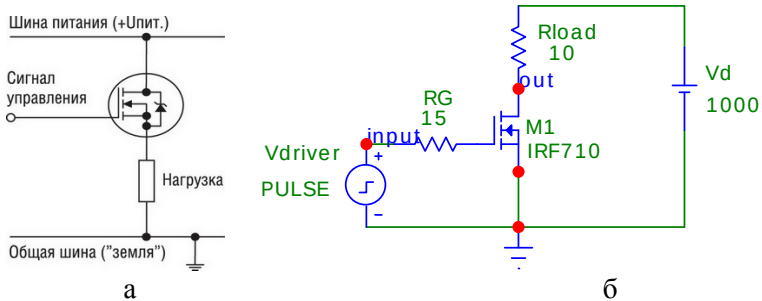


Рисунок 5.11 – Структурна схема драйвера IRS2110



а) в якості верхнього; б) в якості нижнього ключа (праворуч)

Рисунок 5.12 – Пример схем включення MOSFET

Типова схема включення семиканального трифазного драйвера наведена на рис. 5.13.

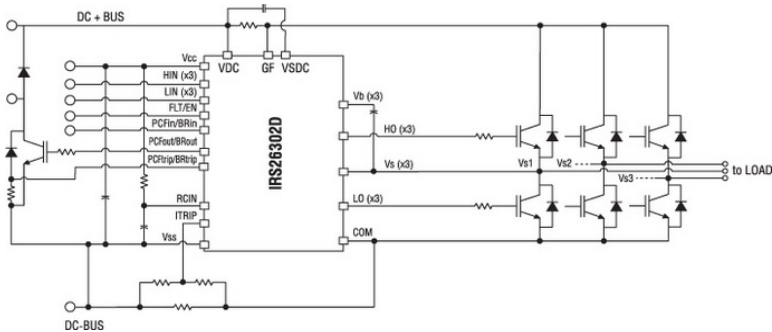


Рисунок 5.13 – Типова схема включення семиканального трифазного драйвера

Частини інвертора, поодинокі ключі та інвертори різної фазності досить часто виробляються у вигляді модулів (інтелектуальних силових модулів/IPM). Модуль може містити у собі окрім власне силового приладу (наприклад, MOSFET або IGBT) захисний зворотний діод. Він може являти собою півмостову схему з керованим силовим приладом і діодом, чи півмостову схему з двома керованими приладами (можливо також із захисними діодами), навіть повністю керовану мостову одно- чи трифазну схему тощо.

На рис. 5.14 наведено схему силового модуля CPV364MM фірми International Rectifier, США), що являє собою трифазний повністю керований міст на силових IGBT VT1-VT6 із захисними зворотними діодами VD1-VD6. Габаритні розміри модуля складають 66×22×8 см із односторонніми виводами.

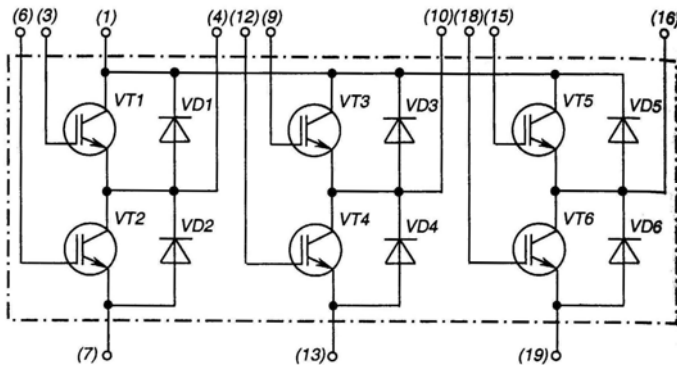


Рисунок 5.14 – Мостовий трифазний модуль CPV364MM

Модуль CPV364MM забезпечує комутацію напруги до 600 В при струмі до 22 А (встановлюється на тепловідводі) і частоті до 10 кГц.

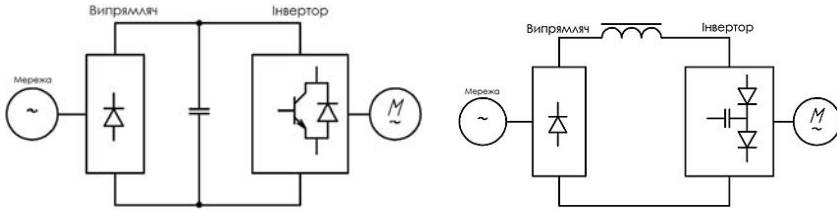
5.5 Перетворювачі частоти

Перетворювач частоти (AC/AC Converter) – електронний пристрій для зміни частоти електричного струму (напруги). Він перетворює вхідну синусоїдну напругу фіксованої частоти та амплітуди у вихідну імпульсну напругу змінної частоти та амплітуди за допомогою широтно-імпульсної модуляції. Таким чином, плавно збільшуючи частоту і амплітуду напруги, що подається на статорні обмотки асинхронного електродвигуна, можна забезпечити плавне регулювання швидкості обертання валу електродвигуна [1,2,4].

Класифікація перетворювачів частоти (ПЧ) та варіанти структурних схем наведені на рис. 5.15 та рис.5.16 відповідно.



Рисунок 5.15 – Класифікація ПЧ



а) джерела напруги; б) джерела струму

Рисунок 5.16 – Структури перетворювачів частоти, виконаних по схемі

Структурну схему перетворювача з проміжною ланкою постійного струму наведено на рис. 5.17. Змінна напруга мережі живлення U_1 з частотою f_1 випрямляється керованим випрямлячем КВ, що має систему керування СКВ, згладжується LC-фільтром 3Φ і надходить на автономний інвертор АІ з системою керування СКІ. На виході інвертора отримують змінну напругу частотою f_2 . Функцію регулювання частоти здійснює інвертор, а напруги U_d – випрямляч, що регулює напругу, яка надходить на АІ. У сучасних перетворювачах в АІ використовується принцип широтно-імпульсної модуляції (ШІМ), тому в сучасних перетворювачах обидві функції регулювання виконує інвертор, а випрямляч при цьому є некерованим.

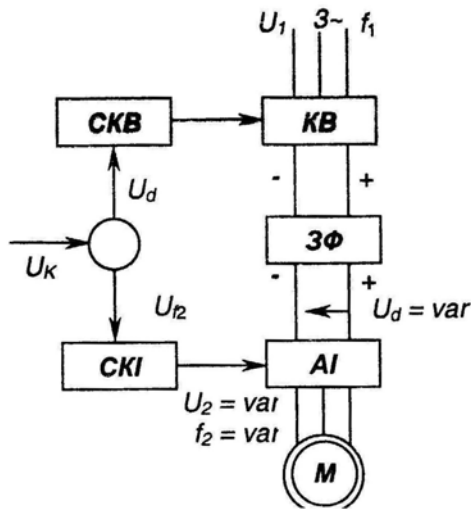
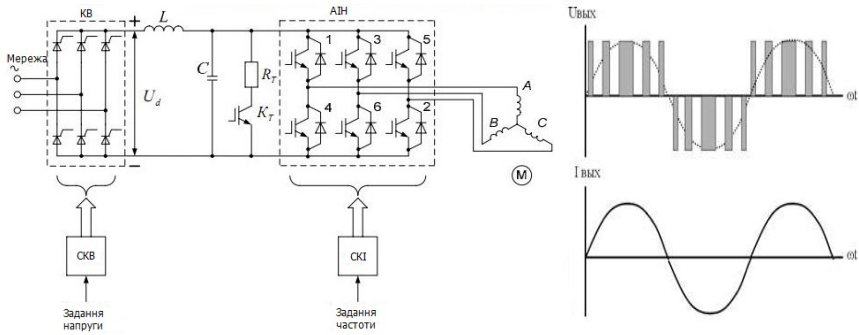


Рисунок 5.17 – Структура перетворювача частоти з проміжною ланкою постійного струму для управління частотою обертання асинхронного двигуна

Схема керування двигуном змінного струму на основі перетворювача частоти та спосіб формування квазісінусоїди зображені на рис.5.18.



а) схема перетворювача частоти з ланкою постійного струму; б) часові діаграми
Рисунок 5.18 – Керування двигуном/вентильний електропривод

На рисунку 5.18 використані позначення:

КВ – керований випрямляч;

АН – автономний інвертор напруги;

СКВ – система керування випрямлячем;

СКІ – система керування інвертором.

Частотний асинхронний перетворювач частоти служить для перетворення мережевого трифазного або однофазного змінного струму частотою 50 (60) Гц в трифазний або однофазний струм, частотою від 1 Гц до 800 Гц.

5.6 Опис комп'ютерних моделей для дослідження

Мета: вивчити електромагнітні процеси в автономному інверторі струму та в схемі H-Bridge.

Для дослідження АІС можна використати модель, представлену на рис. 5.19. На вході схеми генератор постійного струму (емулюється батареєю V1) та котушка із значною індуктивністю, яка згладжує пульсації струму і не дозволяє їм спотворювати роботу вхідного джерела сигналу. На виході RC ланцюг (навантаження), параметри якого дозволяють отримати квазісінусоїдне коливання внаслідок заряду та

розряду конденсатора із певною постійною часу (ці процеси відбуваються за експоненційним законом).

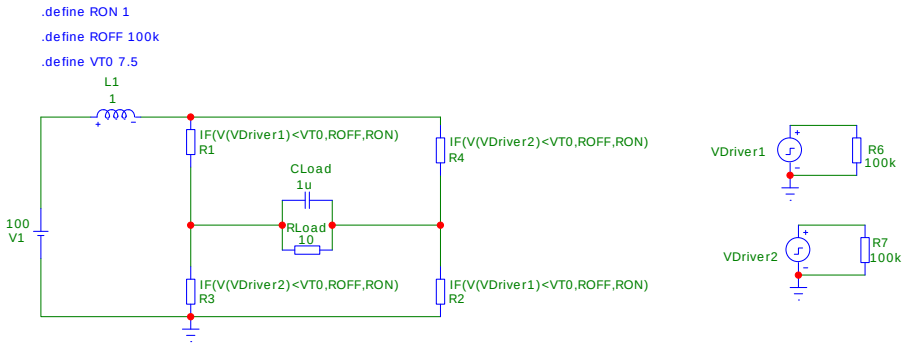


Рисунок 5.19 – Модель AIC

Замість активних елементів (наприклад, MOS FET, IGBT), для простоти в схемі моста використано резистори R1-R4, опори яких змінюються в залежності від сигналів схем керування, підсхеми яких зображені праворуч (драйверів VDriver1, VDriver2 із резисторами, які організують контур для струму) за наступним алгоритмом: коли приходить високий рівень напруги, більший за половину від рівня «логічної одиниці» (прописаний як параметр VT0=7.5 в операторі define), опір стає рівним RON (маленький опір включеного приладу), в іншому випадку, стає рівним ROFF (великий опір вимкненого приладу), що також прописано у відповідних операторах define.

Також в алгоритмі їхньої роботи врахований Dead Time (часу /паузи між перемиканням силових ключів для запобігання появи наскрізних струмів, коли один ключ ще не замкнувся, інший вже відкрився).

Для дослідження напівмостових (Half-Bridge) схем, які застосовуються в інверторах, в реверсивний широтно-імпульсних перетворювачах тощо, дослідимо схему з бібліотеки MC11 (файл DATA / Switched models / HB w Deadtime.cir), яка включає генератор сигналу із завданням Dead Time для узгодженої та адекватної роботи MOS FET. Схему для дослідження наведено на рис.5.20 [18].

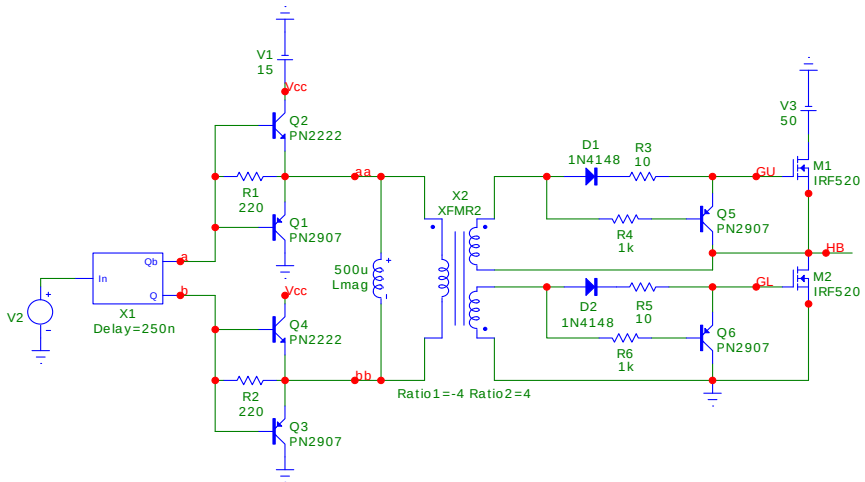


Рисунок 5.20 – Модель для HB із завданням Deadtime

На цій схемі представлений так званий затворний трансформатор, який виконує роль гальванічної ізоляції високовольтних драйверів, а також додатковим запобіжним засобом від одночасного увімкнення обох MOS FET.

Для запобігання негативної напруги на затворах ставлять діоди, резистор – для обмеження струму у затвор для більш контрольованого відкриття. Ланцюжок з p-n-p транзистором, який відкривається на негативному імпульсі трансформатора, призначений для швидкого та ефективного закриття силових транзисторів.

Необхідно також зазначити, що напруга на затворі верхнього ключа створюється драйвером відносно витоку транзистора, тому досліджувати її необхідно відносно витоку, а не нульового потенціалу схеми. Необхідно розбити схему на структурні елементи.

5.7 Програма віртуального експерименту

1. Синтезувати модель інвертора рис.5.19.
2. Провести аналіз перехідних процесів, отримати криві, вхідної напруги U_d , вхідного струму I_d і напруги на вентилі (він емулюється керованим опором).

- 3.Отримати графіки перехідних процесів (напруги і струму) на ємності навантаження.
- 4.Зняти і побудувати сімейство вхідних характеристик інвертора та обмежувальну характеристику. Для отримання середнього значення вхідної напруги необхідно, щоб в результатах моделювання відображалася напруга на ємності Cload.
- 5.За результатами моделювання побудувати регулювальну характеристику інвертора.
- 6.Провести аналіз характеристик в схемі HB w Deadtime.cir (рис.5.20), описати принци функціонування цього пристрою.
- 7.Отримати графіки напруг на затворах польових транзисторів та вихідної напруги. Визначити Dead Time.
- 8.Виписати параметри моделі трансформатора, блока формування Dead Time.
- 9.Сформулювати звіт.

5.8 Питання для самоперевірки

1. Що таке інвертування?
2. Класифікація інверторів.
3. Як перевести випрямляч в інверторний режим?
4. Як працює схема керованого мережею інвертора з виводом нульової точки?
5. Що таке вхідна характеристика інвертора?
6. Що таке обмежувальна характеристика інвертора керованого мережею?
7. Застосування автономних інверторів.
8. Принцип ШІМ.
9. Реверсивні широтно-імпульсні перетворювачі: схеми, принцип дії, використання.
10. Частотний електропривод/вентильне керування частотою двигунів.
11. Схеми керування в електроприводі.
12. Реверсивний широтно-імпульсний перетворювач.

6 ІМПУЛЬСНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ

6.1 Короткі теоретичні відомості

Імпульсні перетворювачі отримують широке поширення в дже-релах живлення побутової апаратури, зарядних пристроях, зварюваль-них агрегатах і в цілому ряді нових застосувань (автономні джерела живлення, схеми заряду-розряду акумуляторів, пускорегулюючі при-строї освітлювальних установок, електрофільтри, коректори коефіцієн-тів потужності тощо).

Імпульсний перетворювач постійної напруги (ІППН) можна від-нести до системи автоматичного регулювання струму, або напруги. В англomовній технічній літературі ці пристрої отримали назву імпульс-них регуляторів (ІР), імпульсних стабілізаторів та відносяться до кла-су DC/DC перетворювачів, використовуються в SMPS [18,20,21], тоб-то в потужних пристроях, що працюють в ключовому режимі; так на-зиваються імпульсні джерела вторинного електроживлення.

Схему простого і найбільш відомого імпульсного регулятора на-ведено на рис.6.1, а. Тут силовий ключ, дросель і навантаження уві-мкнені послідовно. Дросель з конденсатором утворюють Г-подібний LC-фільтр.

При замкненому ключі навантаження R_i живиться від джерела постійного струму E (тече струм i'_d), а елементи фільтра накопичують енергію. Коли ключ розімкнутий, то навантаження живиться енергією, накопиченою в конденсаторі і дроселі. Для забезпечення передачі енергії, накопиченої в дроселі, у навантаження (струм i''_d), в схему введено діод VD, який називають зворотним. Діапазон регулювання вихідної напруги складає від 0 до напруги джерела живлення E .

Цей регулятор є регулятором знижуючого типу. Його ще називають *chopper* – переривач, або *Buck Converter*, *Step-down Converter* – знижуючий перетворювач).

Змінюючи порядок з'єднання елементів регулятора, можна отримати ще дві схеми. Так схему регулятора з вмиканням дроселя послідовно з навантаженням, а ключа паралельно до нього наведено на рис.6.1, б. Цей регулятор дозволяє отримати значення напруги на навантаженні U_d більші за напругу джерела живлення E . Тому його

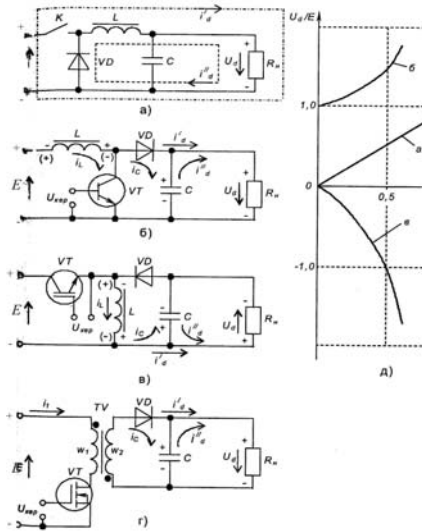
називають регулятором підвищуючого типу або бустером (англ. Boost Converter або Step-up Converter – підвищуючий перетворювач).

Тут при замкненому ключі (оскільки ключем є біполярний транзистор VT, то замкненому стану ключа відповідає увімкнений стан транзистора) дросель L підключається до джерела живлення E і через нього протікає струм i_L (перехідний процес – експонента, що зростає). За рахунок цього в дроселі накопичується енергія. Полярність напруги на дроселі вказана у дужках. Після розмикання ключа (при вимиканні транзистора VT) відкривається діод VD і конденсатор ємнісного фільтра C заряджається під дією напруги, що дорівнює сумі напруг джерела живлення E і ЕРС самоіндукції дроселя. Полярність останньої вказано без дужок. Протікають струм зарядки конденсатора i_C та струм навантаження i'_d . При наступному замиканні ключа діод закривається під дією напруги на конденсаторі. Дросель знову накопичує енергію, а навантаження живиться за рахунок енергії, накопиченої в конденсаторі – протікає струм i''_d .

Схему регулятора з вмиканням дроселя паралельно до навантаження, а ключа послідовно з ним наведено на рис.6.1, в. Такий регулятор називають регулятором інвертуючого типу (англ. Buck-Boost Converter), бо він дозволяє отримувати на навантаженні напругу полярністю, протилежною до полярності напруги джерела живлення. При цьому значення напруги на навантаженні можуть бути більші, так і менші за напругу джерела живлення.

При замиканні ключа (яким тут є IGBT) дросель L під'єднується до джерела живлення і за рахунок протікання струму i_L в ньому накопичується енергія. Полярність напруги на дроселі вказана у дужках. При розмиканні ключа (вимиканні транзистора) відкривається діод і енергія, накопичена в дроселі, за рахунок протікання струму i_C передається в конденсатор C, а за рахунок протікання струму i'_d в навантаження. При наступному замиканні ключа діод закривається, знову накопичується енергія в дроселі, а навантаження живиться енергією, накопиченою в конденсаторі – через навантаження тече струм i''_d .

Регулювальні характеристики розглянутих регуляторів показано на рис.6.1, д, де їх відповідно позначено літерами а, б і в.



а – знижуючого; *б* – підвищуючого; *в* – інвертуючого типів; *г* – зворотного-
вий/Flyback Converter; *д* – регулювальні характеристики
Рисунок 6.1 – Імпульсні регулятори напруги постійного струму:

6.2 Використання ІППН в джерелах живлення

Системи електроживлення за будовою можна поділити на: централізовані та децентралізовані (розподілені). Централізована система (рис. 6.2) містить один потужний, великогабаритний перетворювач постійної напруги, який формує на виходах всі необхідні рівні напруг та струмів. ІППН використовуються в джерелах вторинного електроживлення, в джерелах безперебійного живлення ДБЖ / UPS- Uninterruptible Power Supply (автономних системах) в якості схем корекції коефіцієнта потужності, в блоках заряду-розряду акумуляторів.

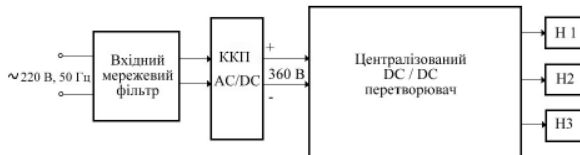


Рисунок 6.2 – Централізована система джерела живлення

Тут використані позначення: ККП – коректор коефіцієнта потужності; Н – навантаження

Структурні схема ДБЖ із подвійним перетворенням енергії наведені на рис.6.3.

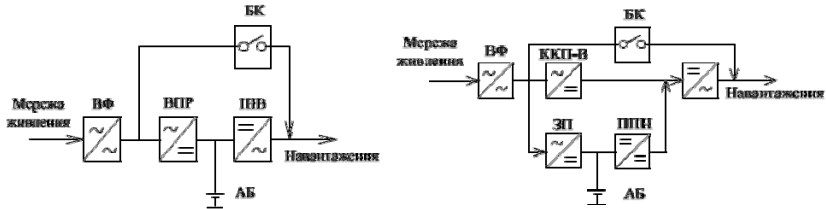


Рисунок 6.3 – Структурні схема ДБЖ із подвійним перетворенням енергії

ДБЖ із подвійним перетворенням і коректором коефіцієнта потужності використовується у однофазних ДБЖ потужністю до 3 кВА й містить блок коректора коефіцієнта потужності, поєднаного з некертованим випрямлячем (ККП-В), блок зарядного пристрою (ЗП), імпульсний перетворювач постійної напруги (ІПН). ККП-В забезпечує перетворення напруги мережі змінного струму в стабільну напругу постійного струму. Цим досягається практично синусоїдальна форма струму, яка споживається з мережі, що дозволяє мати вхідний коефіцієнт потужності близьким до одиниці; ЗП формує необхідну напругу заряду акумуляторної батареї, номінальне значення якої обирається залежно від потужності ДБЖ і перебуває в межах від 36 до 96 В; ІПН забезпечує узгодження напруги батареї з високовольтною напругою живлення інвертора й розрахований на максимальну потужність навантаження.

Функціональну схему джерела живлення на базі ІПН знижувального типу / чоппера, наведено на рис.6.4.

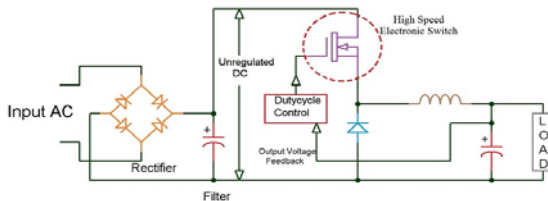


Рисунок 6.4 – Функціональна схема джерела живлення на базі чоппера

В цій схемі випрямлений струм до чоппера є нерегульованим, а на навантаженні (Load) рівень сигналу регулюється завдяки ШІМ-керуванню силовим транзистором IGBT.

Поширена структура джерела вторинного електроживлення (AC/DC) для електронних пристроїв наведена на рис.6.5.

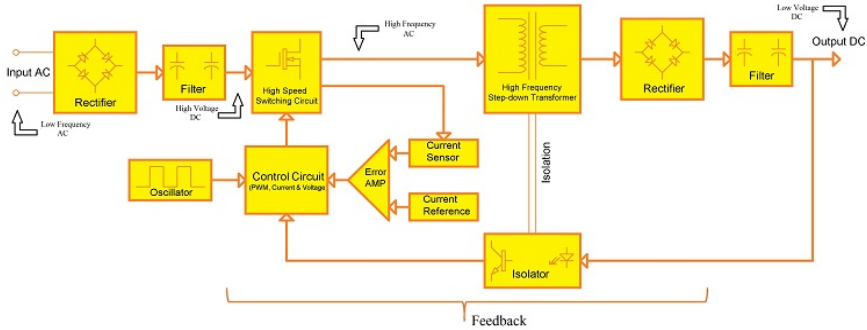


Рисунок 6.5 – Структурна схема джерела живлення для мікроелектронних пристроїв

6.3 Моделі ІППН в програмі MC

Програми CAD мають в своїх бібліотеках набір макромоделей для ІППН різних типів. Основний розподіл макромоделей – по типу перетворювача, роботу якого вони мають моделювати. Крім макромоделей основних ІППН різного роду, наприклад, знижувального та підвищувального типів (Buck, Boost, Buck-Boost), до бібліотеки занесено макромоделі й інших перетворювачів (Додаток А) [19].

В MC11 існує два способи моделювання ІППН: за допомогою Switch (ключових) та Averaged (усереднених) макромоделей, на належність до певного типу вказує префікс a_ або S_ у назвах файлів перетворювачів. В робочих папках CAD-програм вкладено готові для аналізу схеми: в них є навантаження, джерела живлення, контролер й перетворювач, представлений в Averaged моделях «чорним ящиком», схеми яких можна проглянути при переході в інформаційний режим. Існує також поділ за режимом контролю: за струмом (current mode – CM), або по напрузі (voltage mode – VM). Назви файлів мають інформативний характер та відображають властивості макромоделі згідно наведеної класифікації: наприклад, файл A_BUCK_VM вміщує усере-

днену макромодель перетворювача знижувального типу, в режимі контролю вихідної напруги.

Switch – макромоделі створені із урахуванням усіх нелінійностей, які властиві транзисторам, вентилям, трансформаторам, дроселям; їхнє використання обмежується режимами розрахунку перехідних характеристик. Однак, при редагуванні бібліотечних моделей та подальшому моделюванні перехідних характеристик за допомогою ключових макромоделей можливі проблеми незбіжності, що є слідством поганої обумовленості моделі схеми (підвищеної жорсткості математичної моделі схеми MMC).

В Averaged-макромоделях немає ключових елементів, функціонування пристрою в режимі малого сигналу описано квазістатичним нелінійним рівнянням із параметричними коефіцієнтами, які залежать від коефіцієнту заповнення. Ці економічні макромоделі набули найбільшого поширення, їх використовують для дослідження IP в частотному діапазоні.

У моделях перетворювачів центральне місце займає інкапсульована макромодель системи управління – ядро, де управління здійснюється шляхом зміни коефіцієнта заповнення, так звана «широтно-імпульсна» модуляція – PWM. У ключових макромоделях кількість виводів СУ дорівнює кількості виводів у реальних мікросхемах, сама модель СУ набагато складніша, ніж в усереднених макромоделях. Як правило, при проектуванні ІППН спочатку здійснюється аналіз за допомогою усереднених макромоделей, потім – за допомогою ключових.

Із ціллю порівняння двох типів макромоделей, схеми заміщення їхніх Spice-макромоделей та результати моделювання для Buck-конвертера (IP знижувального типу) в форматі MC11 наведено на рис.6.6 та 6.7.

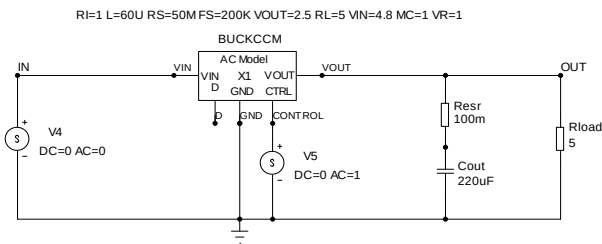


Рисунок 6.6 – Схема усередненої макромоделі перетворювача знижувального типу

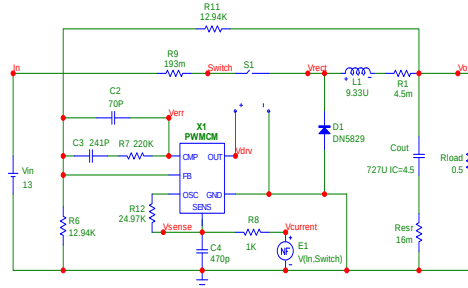


Рисунок 6.7 – Ключова модель перетворювача знижувального типу

У моделях перетворювачів центральне місце займають інкапсульовані макромоделі систем управління (СУ) PWM CM. У ключових макромоделях кількість виводів СУ дорівнює кількості виводів у реальних мікросхемах (див. Додаток Б), сама модель СУ набагато складніша, ніж в усереднених макромоделях.

6.4 Програма віртуального експерименту

1. Дослідити вихідний струм та напругу в ІППН підвищувального та знижувального типів (ключові S-моделі) в програмі MC11.
2. Оцінити час виходу ІППН в стаціонарний режим, пульсації та частоту ШІМ.
3. Отримати частотні характеристики ІППН підвищувального та знижувального типів за усередненими моделями в програмі MC11.
4. Знайти частоту Найквіста, оцінити фазу та амплітуду коефіцієнта передачі.

6.5 Питання для самоперевірки

1. Призначення/використання ІППН.
2. Принцип широтно-імпульсної модуляції.
3. ІППН як САР – структура, принцип дії.
4. Класифікація ІППН.
5. Прилади, які використовуються в якості ключів в ІППН.
6. Особливості моделювання ІППН в ECAD.

7 МЕТОДИКА ВИКОНАННЯ КОНТРОЛЬНОЇ РОБОТИ

Теоретична частина

1. Привести схему випрямляча згідно варіанту (додаток Г) і короткі теоретичні відомості з вказівкою достоїнств і недоліків. Дати основні розрахункові співвідношення.

2. Отримати моделюванням, чи накреслити часові діаграми вихідних струмів і напруг трансформатора (u_1, u_2, i_1, i_2), струму вентиля і напруги на вентилі (i_6, u_6), вихідних струмів і напруг (i_d, u_d). Діаграми накреслити для випадку: $\alpha=0$.

Розрахункова частина

1. Провести розрахунок випрямляча і вибрати елементи вентиляльного комплекту.

2. Визначити діапазон зміни кутів регулювання, що забезпечує стабільні напруги на навантаженні.

3. Визначити коефіцієнт пульсації випрямленої напруги при мінімальній, номінальній і максимальній напрузі мережі.

4. Визначити струми і напруги обмоток трансформатора і його габаритну потужність

5. Побудувати регулювальну і сімейство зовнішніх характеристик керованого випрямляча.

Початкові дані для виконання контрольної роботи вказані в таблиці Додатках Г,Д згідно номеру варіанту. Нестабільність напруги живлення для всіх варіантів складає $\pm 10\%$.

Основні розрахункові співвідношення можна приводити для ідеального випрямляча, тобто втрати в елементах відсутні, вентиля вважаються ідеальними, відсутні індуктивності розсіювання і активні опори трансформатора.

При розрахунках необхідно враховувати індуктивні опори обмоток трансформатора X_a . При розрахунках, також слід враховувати, що мінімальний кут управління ($\alpha_{\min}=0$) відповідає мінімальній напрузі в мережі (a отже і $U_{2\min}$) і максимальному струму навантаження $I_{d\max}$. Тиристри вибираються по середньому струму, максимальній прямій і зворотній напрузі.

Сімейство зовнішніх характеристик випрямляча будуються для трьох кутів регулювання $-\alpha_{\min}$, $\alpha_{\text{ном}}$, $\alpha_{\max}$.

7.1 Приклад виконання розрахункової частини

Дано:

Варіант схеми	U_d , В	$I_d^{\min}$, А	$I_d^{\max}$, А	X_a , Ом
Однофазна нульова	66	3	10	0.66

Вибір елементів вентильного комплекту.

Максимальна зворотна напруга на вентилі:

$$U_{\text{обр}}^{\max} = 3.14 \cdot U_d = 3.14 \cdot 66 = 27.24 \text{ В}.$$

Максимальний середній струм вентиля:

$$I_a^{\max} = 0.5 \cdot I_d^{\max} = 0.5 \cdot 10 = 5 \text{ А}.$$

Вибір тиристорів вентильного комплекту виконуємо із запасом:

$K_{\text{зап.струм}} = 3$. $K_{\text{зап.напр}} = 2$:

$$I_a' = K_{\text{зап.струм}} \cdot I_a^{\max} = 1.5 \cdot 5 = 7.5 \text{ А}$$

$$U_{\text{обр}}' = K_{\text{зап.напр}} \cdot U_{\text{обр}}^{\max} = 3 \cdot 27.24 = 81.72 \text{ В}$$

Вибираємо тиристор: Т 112-16-1.

Визначення діапазону зміни кута регулювання.

Зовнішня характеристика випрямляча має вигляд:

$$U_d = 0.9 \cdot U_2 \cdot \cos \alpha - \frac{I_d \cdot X_a}{\pi} \quad (7.1)$$

Знайдемо з (7.1) напругу вторинної обмотки трансформатора:

$$U_2 = \frac{U_d + \frac{I_d \cdot X_a}{\pi}}{0.9 \cdot \cos \alpha} \quad (7.2)$$

Приймаємо по умові $\alpha_{\min} = 0$.

Режим при $\alpha_{\min} = 0$ відповідає значенням $U_2^{\min}$ і $I_d^{\max}$. Таким чином з (2) може бути визначено значення $U_2^{\min}$:

$$U_2^{\min} = \frac{U_d + \frac{I_d^{\max} \cdot X_a}{\pi}}{0.9 \cdot \cos \alpha^{\min}} = \frac{66 + \frac{10 \cdot 0.66}{3.14}}{0.9 \cdot \cos 0^\circ} = 75.7 B$$

По умові відомо, що діапазон зміни діючої напруги в мережі $\pm 10\%$ від номінального. Тоді:

$$U_2^{\text{ном}} = \frac{U_2^{\min}}{0.9} = \frac{75.7}{0.9} = 84.1 B$$

$$U_2^{\max} = \frac{U_2^{\text{ном}}}{0.9} = \frac{84.1}{0.9} = 92.5 B$$

Для визначення діапазону зміни кута регулювання виразимо значення кута з (7.1):

$$\alpha = \arccos \left(\frac{U_d + \frac{I_d \cdot X_a}{\pi}}{0.9 \cdot U_2} \right) \quad (7.3)$$

Для відповідних кутів регулювання:

$$\alpha^{ном} = f(I_d^{\max}, U_2^{ном}) = \arccos \left(\frac{U_d + \frac{I_d^{\max} \cdot X_a}{0.9 \cdot U_2^{ном}}}{\pi} \right) =$$

$$\arccos \left(\frac{66 + \frac{10 \cdot 0.66}{0.9 \cdot 84.1}}{3.14} \right) = 25.9^\circ$$

$$\alpha^{\max} = f(I_d^{\min}, U_2^{\max}) = \arccos \left(\frac{U_d + \frac{I_d^{\min} \cdot X_a}{0.9 \cdot U_2^{\max}}}{\pi} \right) =$$

$$\arccos \left(\frac{66 + \frac{3 \cdot 0.66}{0.9 \cdot 92.5}}{3.14} \right) = 36.8^\circ$$

Визначення коефіцієнтів пульсації.

Коефіцієнти пульсації визначаються для знайдених значень кутів регулювання, що відповідають максимальній, номінальній і мінімальній діючій напрузі мережі:

$$q^{\min}(\alpha^{\min}) = q_o \cdot \sqrt{1 + m^2 \cdot tg^2 \alpha^{\min}} = \frac{2}{3} \cdot \sqrt{1 + 2^2 \cdot tg^2 0^\circ} = 0.66$$

$$q^{ном}(\alpha^{ном}) = q_o \cdot \sqrt{1 + m^2 \cdot tg^2 \alpha^{ном}} = \frac{2}{3} \cdot \sqrt{1 + 2^2 \cdot tg^2 25.9^\circ} = 0.92$$

$$q^{\max}(\alpha^{\max}) = q_o \cdot \sqrt{1 + m^2 \cdot tg^2 \alpha^{\max}} = \frac{2}{3} \cdot \sqrt{1 + 2^2 \cdot tg^2 36.8^\circ} = 1.88$$

Розрахунок параметрів трансформатора.

Габаритна потужність трансформатора:

$$S_T = 1.34 \cdot I_d^{\max} \cdot U_d = 1.34 \cdot 10 \cdot 66 = 884.4 \text{ ВА}$$

Коефіцієнт трансформації:

$$K_T = \frac{U_1^{ном}}{U_2^{ном}} = \frac{220}{84.1} = 2.6$$

Діюче значення струму вторинної обмотки:

$$I_2^{\max} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot I_d^{\max} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot 10 = 7.1 A$$

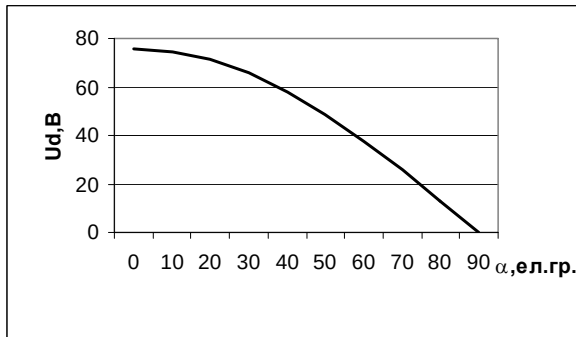
Діюче значення напруги первинної обмотки:

$$I_1^{\max} = \frac{I_d^{\max}}{K_T} = \frac{10}{2.6} = 3.85$$

Регулювальна характеристика будується відповідно до виразу:

$$U_d(\alpha) = 0.9 \cdot U_2^{ном} \cdot \cos \alpha$$

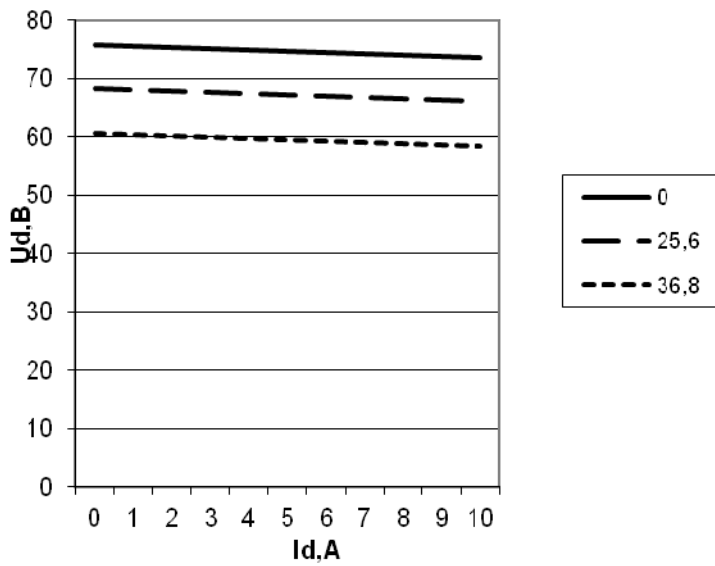
α°	$U_{d,B}$
0	76
10	75
20	71
30	66
40	58
50	49
60	38
70	26
80	13
90	0



Сімейство зовнішніх характеристик будують відповідно до виразу, або за таблицею розрахованих точок:

$$U_d(\alpha) = 0.9 \cdot U_2^{ном} \cdot \cos \alpha - \frac{I_d \cdot X_a}{3.14}$$

I_d, A	U_d, B		
	$\alpha=0^\circ$	$\alpha=25.9^\circ$	$\alpha=36.8^\circ$
0	76	68	61
1	75	68	60
2	75	68	60
3	75	68	60
4	75	67	60
5	75	67	60
6	74	67	59
7	74	67	59
8	74	67	59
9	74	66	59
10	74	66	59



СПИСОК РЕКОМЕНДОВАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

Базова

1. **Бойко, В.І.** Основи технічної електроніки: У 2-х книгах: Підручник для студ. вищ. техн. навч. закл. Кн. 2: Схемотехніка. [Текст] / В.І. Бойко, А.М. Гуржій, В.М. Співак, В.Я. Жуйков, А.А. Зорі. – К.: Вища шк., 2007. – 510 с.
2. **Будіщев, М. С.** Електротехніка, електроніка та мікропроцесорна техніка: підручник. [Текст] / М. С. Будіщев. – Львів: Афіша, 2001. – 424 с.
3. **Кашкаров, А. П.** Импульсные источники питания: схемотехника и ремонт. [Текст] / А. П. Кашкаров– М.: ДМК Пресс, 2012. – 184 с.
4. **Шустов, М.А.** Практическая схемотехника. Кн. 3: Преобразователи напряжения [Текст] / М.А. Шустов– 2-е изд., стереотип. – М.: Додэка-XXI: Альтекс, 2007. – 192 с
5. **Василега, П.О.** Електропостачання: навч. посібник [Текст] / П.О. Василега – Суми: ВТД "Університетська книга", 2008. – 415 с.
6. **Сенько, В.І.** Електроніка і мікросхемотехніка: у 4 т. : підручник для вузів. Т.1: Елементна база електронних пристроїв [Текст] / В.І. Сенько, М.В. Панасенко, С.В. Сенько – Київ: Обереги, 2000. – 300 с.
7. **Голубев, В.В.** Импульсное преобразование переменного напряжения [Текст] / В.В. Голубев – Киев: Наукова думка, 2014. – 248 с.

Допоміжна

8. **Праховник, А.В.** Малая энергетика: распределенная генерация в системах энергоснабжения [Текст] /А.В. Праховник– К.: Освіта України, 2007. – 464с.
9. **Півняк, Г.Г.** Розрахунки електричних мереж систем електропостачання: навч. посібник [Текст] / Г.Г.Півняк, Г.А. Кігель, Н. С. Волотковська, за ред. Г. Г. Півняка. – 2-е вид., перероб. і доп. – Дніпропетровськ: НГУ, 2002. – 219 с.
10. **Матвійків, М. Д.** Елементна база електронних апаратів: підручник для студентів вищ. навч. закладів. [Текст] / М. Д. Матвійків, В. М. Когут, О. М. Матвійків, 2-ге вид. – Львів: Львівська Політехніка, 2007. – 428 с.

Інформаційні ресурси

11. Integrated gate-commutated thyristors (IGCT) [Electronic resource]. – Access mode: [https://new.abb.com/semiconductors/integrated-gate-commutated-thyristors-\(igct\)](https://new.abb.com/semiconductors/integrated-gate-commutated-thyristors-(igct))
12. International rectifier. [Electronic resource]. – Access mode: <http://www.irf.com/product/>
13. International rectifier. IGBT [Electronic resource]. – Access mode: http://www.irf.ru/html/igbt_transistor.html
14. International rectifier. IRG4MC30F [Electronic resource]. – Access mode: <http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irg4mc30f.pdf>
15. AC/DC Converters [Electronic resource]. – Access mode: <https://www.electronics-tutorials.ws/connectivity/ac-dc-converters.html>
16. Справочник по преобразовательной технике / под ред. И. М. Чиженко [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://www.znvo.kz/books/43-preobrazovanie/566-chijenko.pdf>
17. IRS2110(-1,-2,S)PbF-IRS2113(-1,-2,S) - Infineon Technologies [Electronic resource]. – Access mode: <https://www.infineon.com/dgdl/irs2110.pdf?fileId=5546d462533600a40153567660ff27b0>
18. Switch Mode Power Supply (SMPS) [Electronic resource]. – Access mode: <https://www.electronicshub.org/switch-mode-power-supply-smps/>
19. Micro-Cap 11, Electronic Circuit Analysis Program Reference Manual, Spectrum Software [Electronic resource]. – Access mode: <http://www.spectrum-soft.com/down/rm11.pdf>/document (in English)
20. SMPS: Basics & Working of Switched Mode Power Supply <https://electronicsforu.com/resources/learn-electronics/smps-basics-switched-mode-power-supply>
21. Power Supplies for Beginners [Electronic resource]. – Access mode: <https://www.electronics-tutorials.ws/supplies/power-supplies-for-beginners-part-1.html>
22. Каталог продукції АББ [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <https://new.abb.com/ua/products-and-services>
23. ABB Thyristors [Electronic resource]. – Access mode: <https://new.abb.com/semiconductors/thyristors>
24. IGCT – Integrated gate-commutated thyristors [Electronic resource]. – Access mode: http://www.brown.edu/Departments/Engineering/Courses/ENG1931F/ABB_Flyer_IGCT_2015.pdf

The schematic diagram illustrates a 100W Class D amplifier with an IGBT driver. The circuit is divided into several functional blocks:

- Power Supply (A3):** A transformer (T1) with a primary of 220V and a secondary of 3x18V is connected to a full-bridge rectifier (VD1-VD4) and a filter capacitor (C1, 4x4700µF x 450V). The output is connected to a 100V 2000mA power supply (PSU).
- IGBT Driver (A1):** A base-emitter driver (VT1, APT30GT) and a collector-emitter driver (VT2, 30ET106) are connected to a transformer (T2) and a diode (VD5). The driver is powered by a 10V 10mA supply (PSU).
- Main Power Stage (A2):** An IGBT (VT3, 30ET106) and a MOSFET (VT4, 4x4700µF x 450V) are connected to a transformer (T3) and a diode (VD6). The stage is powered by a 10V 10mA supply (PSU).
- Output Filter (A4):** A transformer (T4) with a primary of 10V and a secondary of 10V is connected to a diode (VD7) and a filter capacitor (C2, 4x4700µF x 450V). The output is connected to a 10V 10mA supply (PSU).
- Thermal Protection (A5):** A thermistor (T5) is connected to a relay (R1) and a diode (VD11). The relay is controlled by a 10V 10mA supply (PSU).

The circuit also includes a 100V 2000mA power supply (PSU) and a 10V 10mA supply (PSU). The output is connected to a 10V 10mA supply (PSU).

Додаток Б

Моделі імпульсних регуляторів в MC11

Ім'я файла	Тип перетворювача	Тип перетворювача (на англ.)
S_2FLY_CM	Зворотногоходовий двохключевий	Two-switch flyback converter
S_2FOR_CM	Прямоходовий двохключевий	Two-switch forward converter
S_BOOST_CM	Підвищувальний (контроль за струмом)	Boost converter with current mode (CM) control
S_BOOST_VM	Підвищувальний (контроль напруги)	Boost converter with VM control
S_BUCK_CM	Знижувальний із ключем та діодом	Buck converter with CM control
S_BUCK_SYN	Знижувальний синхронний із р-і n-канальними MOSFET	Synchronous buck converter with voltage mode (VM) control
S_BUCKBOOST_CM	Знижувальний інвертуючий із ключем та діодом (контроль за струмом)	Buck-boost converter with current mode control
S_FLYBACK_CM	Зворотногоходовий одноключевий (контроль за струмом)	Flyback converter with current mode control
S_FLYBACK_VM	Зворотногоходовий одноключевий (контроль за напругою)	Flyback converter with voltage mode control
S_FORWARD_CM	Прямоходовий одноключевий (контроль за струмом)	Forward converter with current mode control
S_FORWARD_VM	Прямоходовий одноключевий (контроль за напругою)	Forward converter with voltage mode control
S_FULL_CM	Мостова із безпосереднім керуванням ключами (контроль за струмом)	Isolated full-bridge converter with current mode (CM) control
S_FULL_VM	Мостова із безпосереднім керуванням ключами (контроль за напругою)	Isolated full-bridge converter with voltage mode control
S_FULL_XFMR	Мостова, верхні ключі управляються ч/з трансформатор	Isolated full-bridge converter with CM and isolated switch control
S_HALF_CM	Напівмостова із безпосереднім керуванням ключами (контроль струму)	Isolated half-bridge converter with current mode control
S_HALF_XFMR	Напівмостова, верхні ключі керуються ч/з трансформатор	Isolated full-bridge converter with CM and isolated switch control
S_PUSH_CM	Двохтактна прямоходова (контроль за струмом)	Push-pull converter with current mode control

Додаток В

Довідкові дані PWM контролера для ІППН



UC1842, UC2842, UC3842, UC1843, UC2843, UC3843
UC1844, UC2844, UC3844, UC1845, UC2845, UC3845

SLUS223E – APRIL 1997 – REVISED JANUARY 2017

UCx84x Current-Mode PWM Controllers

1 Features

- Optimized for Off-Line and DC-to-DC Converters
- Low Start-Up Current ($< 1 \text{ mA}$)
- Automatic Feedforward Compensation
- Pulse-by-Pulse Current Limiting
- Enhanced Load-Response Characteristics
- Undervoltage Lockout With Hysteresis
- Double-Pulse Suppression
- High-Current Totem-Pole Output
- Internally Trimmed Bandgap Reference
- Up to 500-kHz Operation
- Error Amplifier With Low Output Resistance

2 Applications

- Switching Regulators of Any Polarity
- Transformer-Coupled DC-DC Converters

3 Description

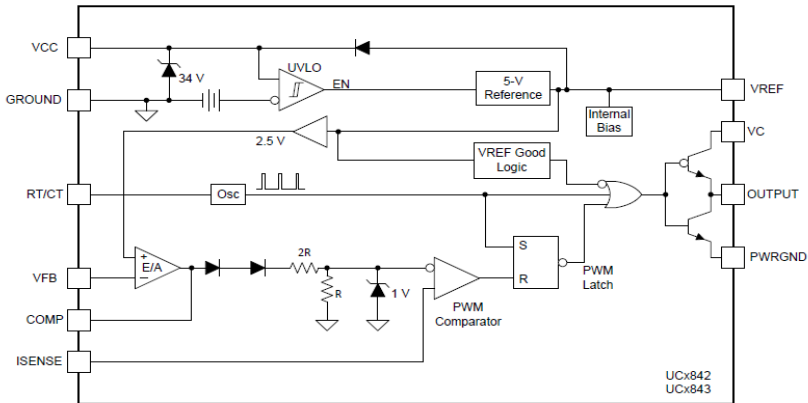
The UCx84x series of control integrated circuits provide the features that are necessary to implement off-line or DC-to-DC fixed-frequency current-mode control schemes, with a minimum number of external components. The internally implemented circuits include an undervoltage lockout (UVLO), featuring a start-up current of less than 1 mA , and a precision

The UCx84x family offers a variety of package options, temperature range options, choice of maximum duty cycle, and choice of turnon and turnoff thresholds and hysteresis ranges. Devices with higher turnon or turnoff hysteresis are ideal choices for off-line power supplies, while the devices with a narrower hysteresis range are suited for DC-DC applications. The UC184x devices are specified for operation from -55°C to 125°C , the UC284x series is specified for operation from -40°C to 85°C , and the UC384x series is specified for operation from 0°C to 70°C .

Device Information⁽¹⁾

PART NUMBER	PACKAGE (PIN)	BODY SIZE (NOM)
UC184x	CDIP (8)	9.60 mm $\times$ 6.67 mm
	LCCC (20)	8.89 mm $\times$ 8.89 mm
	CFP (8)	9.21 mm $\times$ 5.97 mm
UC284x	SOIC (8)	4.90 mm $\times$ 3.91 mm
	SOIC (14)	8.65 mm $\times$ 3.91 mm
	PDIP (8)	9.81 mm $\times$ 6.35 mm
UC384x	SOIC (8)	4.90 mm $\times$ 3.91 mm
	SOIC (14)	8.65 mm $\times$ 3.91 mm
	PDIP (8)	9.81 mm $\times$ 6.35 mm
	CFP (8)	9.21 mm $\times$ 5.97 mm

(1) For all available packages, see the orderable addendum at



Copyright © 2016, Texas Instruments Incorporated

Figure 11. UCx842 and UCx843 Block Diagram, No Toggle

Додаток Г

Варіанти завдань для контрольної роботи

№ варіанту	Варіант схеми	U_d , В	$I_d^{\min}$, А	$I_d^{\max}$, А	X_a , Ом
1	Трифазна мостова	10	5	20	0,2
2	Однофазна мостова	12	10	30	0,12
3	Трифазна однонапівперіодна	15	5	30	0,3
4	Однофазна мостова	9	10	20	0,09
5	Трифазна мостова	20	5	20	0,4
6	Трифазна однонапівперіодна	25	10	30	0,25
7	Трифазна мостова	22	5	30	0,44
8	Трифазна однонапівперіодна	28	10	20	0,28
9	Однофазна мостова	30	5	20	0,6
10	Трифазна мостова	35	10	30	0,35
11	Однофазна мостова	40	5	30	0,8
12	Трифазна однонапівперіодна	45	10	20	0,45
13	Однофазна мостова	50	5	20	1
14	Трифазна мостова	52	10	30	0,52
15	Трифазна однонапівперіодна	54	5	30	1,08
16	Трифазна мостова	55	10	20	0,55
17	Трифазна однонапівперіодна	56	5	20	1,12
18	Однофазна мостова	58	10	30	0,58
19	Трифазна мостова	12	5	30	0,24
20	Однофазна мостова	14	10	20	0,14
21	Трифазна однонапівперіодна	17	5	20	0,34
22	Однофазна мостова	11	10	30	0,11
23	Трифазна мостова	22	5	30	0,44
24	Трифазна однонапівперіодна	27	10	20	0,27
25	Трифазна мостова	24	5	20	0,48

Додаток Д
Довідкові дані для вибору тиристора

Позначення тиристора	Максимально допустимий середній струм у відкритому стані при $f=50$ Гц, $T_K=180^\circ$, А	Імпульсна повторювана напруга, в закритому стані, В
T112-10-1	10	100
T112-10-5	10	500
T112-10-10	10	1000
T112-10-12	10	1200
T112-16-1	16	100
T112-16-10	16	1000
T112-16-12	16	1200
T122-20-1	20	100
T122-20-10	20	1000
T122-20-12	20	1200
T122-25-1	25	100
T122-25-5	25	500
T122-25-10	25	1000
T122-25-12	25	1200
T131-40-1	40	100
T131-40-5	40	500
T131-40-10	40	1000
T131-40-12	40	1200
T131-50-5	50	500
T131-50-10	50	1000
T131-50-12	50	1200