

Міністерство освіти і науки України

Луцький національний технічний університет
(повне найменування закладу вищої освіти)

Факультет робототехніки та штучного інтелекту
(повне найменування факультету)

Кафедра електроніки, фізики та SMART-систем
(повне найменування кафедри)

**КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА
ЗА СТУПЕНЕМ ВИЩОЇ ОСВІТИ «БАКАЛАВР»**

**ДОСЛІДЖЕННЯ ТРАНЗИСТОРНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА
ЧАСТОТИ ПОТУЖНІСТЮ ДО 10 КВТ**

**RESEARCH ON A TRANSISTOR FREQUENCY CONVERTER
WITH A POWER OF UP TO 10 KW**

спеціальність 171 Електроніка
(шифр і назва спеціальності)

освітня програма «Електроніка»
(назва освітньої програми)

Виконав: здобувач вищої освіти
групи ЕЛ-41
Древінський Максим Андрійович
(підпис)

Керівник:
к.т.н., доцент
Селепина Йосип Романович
(підпис)

Кваліфікаційну роботу
допущено до захисту
« » 2026 р.
Гарант освітньої програми:
к.т.н., доцент
Мороз Сергій Анатолійович

(підпис)

Луцьк – 2026 року

АНОТАЦІЯ

Древінський М. А. Дослідження транзисторного перетворювача частоти потужністю до 10 кВт. Рукопис. Кваліфікаційна робота бакалавра ОП «Електроніка» спеціальності 171 Електроніка. Луцький національний технічний університет. Луцьк, 2026. 66 с. Кваліфікаційна робота бакалавра складається з вступу, чотирьох розділів, висновків, списку використаних джерел.

У роботі проведено аналіз перспективних транзисторних перетворювачів частоти потужністю 10 кВт. Зроблено аналіз та розрахунок розсіюваної потужності трифазного транзисторного перетворювача частоти для індукційного нагрівання, тепловий розрахунок перетворювача частоти, розрахунок і вибір випрямляча та демпфера. Змодельовано роботу трифазного транзисторного перетворювача частоти потужністю та трифазного випрямляча 10 кВт у MATLAB/Simulink.

Ключові слова: транзистор, IGBT, MOSFET, випрямляч, перетворювач частоти, моделювання, індукційне нагрівання.

ABSTRACT

Drevinsky M. Research of a transistor frequency converter with a power of up to 10 kW. Manuscript. Bachelor's qualification work OP «Electronics» specialty 171 Electronics. Lutsk National Technical University. Lutsk, 2026. 66 p. Bachelor's qualification work consists of an introduction, four sections, conclusions, a list of sources used.

The paper analyzes promising transistor frequency converters with a power of 10 kW. The analysis and calculation of the power dissipation of a three-phase transistor frequency converter for induction heating, thermal calculation of the frequency converter, calculation and selection of a rectifier and damper are made. The operation of a three-phase transistor frequency converter with a power of 10 kW and a three-phase rectifier are simulated in MATLAB/Simulink.

Keywords: transistor, IGBT, MOSFET, Rectifier, Frequency Converter, Modeling, Induction Heating.

ЗМІСТ

	стор.
ВСТУП	6
РОЗДІЛ 1 ПОРІВНЯЛЬНИЙ АНАЛІЗ ТРАНЗИСТОРНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ЧАСТОТИ	9
1.1 Транзисторні перетворювачі частоти для індукційного нагріву ...	9
1.2 DC-AC транзисторні перетворювачі частоти	11
1.3 Трирівневі та багаторівневі інвертори	12
1.4 Порівняльний аналіз транзисторів IGBT і MOSFET.....	16
1.5 Особливості перспективних джерел постійного струму.....	23
РОЗДІЛ 2 ТРАНЗИСТОРНИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ ЧАСТОТИ ДЛЯ ІНДУКЦІЙНОГО НАГРІВАННЯ	27
2.1 Розрахунок розсіювальної потужності трифазного транзисторного перетворювача частоти	29
2.2 Розрахунок транзисторного перетворювача частоти 10 кВт	32
2.3 Тепловий розрахунок перетворювача частоти	36
2.4 Розрахунок випрямляча	38
2.5 Розрахунок демпфера.....	40
РОЗДІЛ 3 МОДЕЛЮВАННЯ ПЕРЕТВОРЮВАЧА ЧАСТОТИ НА IGBT ТРАНЗИСТОРАХ	44
3.1 Імітаційна модель трифазного перетворювача частоти на IGBT транзисторах	49
3.2 Моделювання керованого випрямляча	53
РОЗДІЛ 4 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА ЖИТТЄДІЯЛЬНОСТІ	58
4.1 Аналіз небезпечних та шкідливих виробничих факторів	58
4.2 Заходи захисту під час експлуатації транзисторного перетворювача частоти.....	59
ВИСНОВКИ	64
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	66

ВСТУП

Актуальність теми. Силова електроніка дуже важлива у сучасних технологіях та в наш час використовується в різних галузях [1, 2]. Схеми силової електроніки можна поділити: діодні випрямлячі; перетворювачі змінного струму (керовані випрямлячі); перетворювачі змінного струму з однією частотою в змінний струм з іншою частотою (контролери змінного струму); перетворювачі постійного струму (DC-конвертери); перетворювачі постійного струму в змінний (інвертори) та статичні перетворювачі. Транзисторні перетворювачі частоти перетворюють постійну напругу в змінну напругу зі стабільною частотою. Найпростішою топологією, яка може бути використана для цього перетворення є дворівневий інвертор, що складається з чотирьох перемикачів.

Технології високочастотного індукційного нагрівання набули значного поширення як у промисловому виробництві, так і в науково-дослідній діяльності. Вони активно використовуються під час вирощування та обробки напівпровідникових матеріалів, плавлення й термічної обробки кольорових і чорних металів. Перспективність даних технологій сприяє постійному розширенню сфер їх застосування, зокрема в системах електричного опалення, електрокотлах та водонагрівальних установках. Високий коефіцієнт корисної дії, компактні розміри, невелика маса обладнання, а також можливість формування індукторів різної конфігурації забезпечують ефективне нагрівання навіть у важкодоступних зонах. Це дозволяє отримувати необхідний розподіл температури в оброблюваному об'єкті та забезпечує високу ефективність реалізації технологічних процесів на основі високочастотного індукційного нагріву.

Завдяки досягненням у галузі напівпровідникових технологій у 1980-х роках було розроблено ефективні пристрої, такі як IGBT та MOSFET, а перетворювачі постійного в змінний струм стали широко застосовуватись у промисловості.

Транзисторний перетворювач частоти є силовою електронною системою,

яка синтезує синусоїдну напругу на виході з кількох джерел постійного струму. В даний час методи перетворення DC-AC можуть бути згруповані у дві категорії: широтно-імпульсна модуляція (PWM) (ШІМ) та багаторівнева модуляція (MLM). Кожна категорія має багато схем, які реалізують модуляцію.

Розвиток і застосування силової електроніки, поява потужніших напівпровідників MOSFET і IGBT призвело до завищених вимог напівпровідникових пристроїв, зокрема, вихідна напруга однофазного перетворювача повинна бути синусоїдною, високі значення ККД, нижчі показники коефіцієнта спотворення і також пристрій повинен мати малогабаритні розміри.

Мета роботи: дослідити транзисторний перетворювач частоти потужністю 10 кВт для індукційного нагрівання.

Основні завдання які поставлені в роботі:

- аналіз перспективних транзисторних перетворювачів частоти;
- аналіз трирівневих і багаторівневих інверторів;
- вибір компонентів транзисторного перетворювача частоти потужністю 10 кВт;
- моделювання роботи транзисторного перетворювача частоти потужністю 10 кВт у MATLAB/Simulink;
- аналіз питань охорони праці при роботі з силовим транзисторним перетворювачем.

Об'єктом дослідження є процеси перетворення електричної енергії у транзисторних перетворювачах частоти для систем індукційного нагрівання.

Предметом дослідження є режими роботи, енергетичні характеристики та параметри силових елементів транзисторного перетворювача частоти для індукційного нагрівання.

У роботі використано методи теоретичного аналізу електромагнітних процесів у силових напівпровідникових перетворювачах, методи математичного моделювання електротехнічних систем, методи розрахунку енергетичних та теплових характеристик силових ключів, а також комп'ютерне моделювання режимів роботи транзисторного інвертора у

програмному середовищі MATLAB/Simulink.

Практичне значення роботи полягає у розробленні та розрахунку транзисторного перетворювача частоти для індукційного нагрівання потужністю 10 кВт, який може бути використаний у системах нагрівання рідин, промислових індукційних установках, електричних котлах та інших високочастотних електротермічних пристроях. Отримані результати можуть бути використані під час проєктування енергоефективних систем індукційного нагрівання з покращеними масогабаритними та енергетичними характеристиками.

Під час виконання кваліфікаційної роботи бакалавра було використано інструменти штучного інтелекту для редагування та форматування тексту, виключно як допоміжний засіб для пошуку ідей, уточнення формулювань та опрацювання літератури. Усі твердження, висновки та результати дослідження належать автору та ґрунтуються на власному аналізі, а отримані результати від генеративного ШІ були перевірені на достовірність та відповідність академічній доброчесності.

РОЗДІЛ 1

ПОРІВНЯЛЬНИЙ АНАЛІЗ ТРАНЗИСТОРНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ЧАСТОТИ

1.1 Транзисторні перетворювачі частоти для індукційного нагріву

Індукційне нагрівання як високоефективний спосіб термообробки при впливі на метал змінних струмів високої частоти широко поширений у різних галузях промисловості (пайка, загартування, плавка, лиття тощо.). У якості джерел живлення систем індукційного нагріву для всієї різноманітності технологічних процесів застосовуються частотні перетворювачі зі колом постійного струму на основі комбінації мережевого випрямляча та однофазного автономного інвертора. Автономні інвертори таких схем можуть бути виконані в якості інвертора струму або напруги, із використанням різних типів силових напівпровідникових ключів. Найбільш ефективно регулювання електричних режимів електротермічних установок великої та середньої потужності забезпечується застосуванням транзисторних перетворювачів підвищеною частоти (від 500 Гц до 22 кГц) на основі автономних інверторів струму.

Електроніка дуже важлива в сучасних технологіях і нині використовується в різних галузях [1, 4], в тому числі в системах контролю тепла, керування освітленням, керування двигуном, джерелах живлення, транспортних системах двигунів, гнучких системах передачі змінного струму (FACTS) та високих напругах DC (HVDC). Схеми силової електроніки можна поділити на наступні категорії:

- діодні випрямлячі;
- перетворювачі змінного струму (керовані випрямлячі);
- перетворювачі змінного струму з однієї частотою в змінний струм з іншою частотою (контролери змінного струму);
- перетворювачі постійного струму (DC-DC перетворювачі);
- перетворювачі постійного струму в змінний (DC-AC інвертори);
- статичні перетворювачі [5].

Перетворювач DC-AC також відомий як інвертор. Функція інвертора

полягає у створенні змінної напруги / струму з контрольованою величиною та частотою. На рисунку 1.1 представлено концептуальну блок-схему інвертора. Джерелом постійної напруги перетворювача може бути або керований / некерований випрямляч, або батарея (акумуляторна, сонячна тощо).

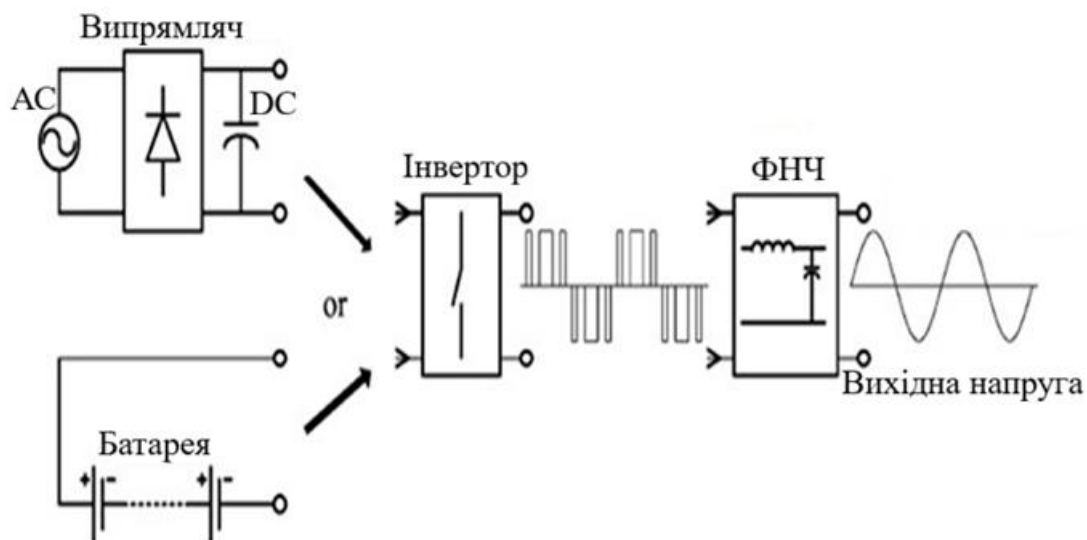


Рисунок 1.1 – Блок-схема інвертора [14]

Транзисторні перетворювачі перетворюють постійну напругу змінну напругу зі стабільною частотою. Найпростішою топологією, яка може бути використана для цього перетворення є дворівневий інвертор, що складається з чотирьох перемикачів. Кожен перемикач потребує антипаралельного діода, тому повинні бути також чотири антипаралельні діоди.

Існують також інші топології для інверторів. Багаторівневий інвертор представляє собою силову електронну систему, яка синтезує синусоїдну напругу на виході з кількох джерел постійного струму. Цими джерелами постійного струму можуть бути акумулятори, сонячні батареї, ультраконденсатори тощо. Основна ідея багаторівневих інверторів полягає у покращенні синусоїдної напруги та струму на виході з використанням перемикачів. Оскільки багато перемикачів включені послідовно, кути перемикачів важливі в багаторівневих інверторах, тому що всі перемикачі повинні перемикатися таким чином, щоб вихідна напруга та струм мали низьке гармонічне спотворення [3].

1.2 DC-AC транзисторні перетворювачі частоти

DC-AC інвертори [3,4] широко не використовувалися в промисловості до 1960-х років через їхню складність і вартість. Вони використовувалися в більшості двигунів змінного струму в 1970-х роках, оскільки двигуни змінного струму мають такі переваги, як нижча вартість, ніж двигуни постійного струму, невеликі розміри, і вони не потребують технічного обслуговування. Завдяки досягненням у галузі напівпровідникових технологій у 1980-х роках було випущено більш ефективні пристрої, такі як IGBT та MOSFET, а перетворювачі стали широко застосовуватись у промисловості. В даний час методи перетворення DC-AC можуть бути згруповані в дві категорії: широтно-імпульсна модуляція (PWM) і багаторівнева модуляція (MLM). Кожна категорія має багато схем, які реалізують модуляцію. Використовуючи PWM, ми можемо проєктувати різні інвертори, такі як інвертори джерела напруги (VSI), інвертори джерела струму (CSI), інвертори джерела імпедансу (ZSI) та багатоступінчасті інвертори PWM.

Як правило, основні силові кола різних PWM-перетворювачів можуть бути однаковими. Різниця між ними – тип джерела живлення або мережі.

Однофазний напівмостовий ШІМ-інвертор показаний на рисунку 1.2.

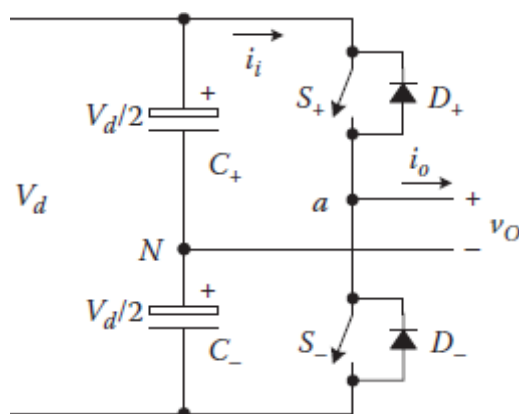


Рисунок 1.2 — Однофазний напівмостовий ШІМ інвертор [5]

Можлива імпульсна фазова модуляція (PPM), але це не так зручно. Імпульсна амплітудна модуляція (PAM) не підходить для перетворення постійної на змінну, оскільки вхідна напруга зазвичай є постійною напругою.

При роботі PWM всі передні фронти імпульсів починаються з початку періоду імпульсу, а їх задній фронт регулюється.

1.3 Трирівневі та багаторівневі інвертори

Перетворювач постійного струму в змінний призначений для перетворення потужності постійного струму в змінний. Форма хвилі змінного струму може бути квадратною формою хвилі або чистою синусоїдною хвилею. Квадратна хвиля будується шляхом додавання всіх непарних гармонік для непарного сигналу. Чиста синусоїдна хвиля може мати лише основну частоту, інші гармоніки непарного порядку мінімізовані до нуля [5, 6]. Чисту синусоїдну хвилю можна отримати, додавши правильне значення фільтра на вихідний сигнал змінного струму [8, 9]. Інвертор може бути спроектований для різних застосувань зі змінною частотою та вихідною напругою. Найбільш поширеним додатком перетворювача є підключення поновлюваних джерел мережі електромережі. Ще одне застосування перетворювача – джерела безперебійного живлення (ДБЖ) для постійної регульованої напруги. Перетворювач також використовується у пасивному / активному фільтрі.

1.3.1 Трирівневі інвертори

Трирівневий інвертор складається з трьох основних частин: позитивної, нульової і негативної напруги або струму. Ці рівні можна повторювати кілька раз за один цикл. Ці повтори (перемикання) залежить від несучої частоти широтно-імпульсної модуляції. Форма сигналу, що генерується з схеми вихідного інвертора з квадратною хвилею, містить всі гармоніки непарного числа. Тим не менш, існує можливість зменшити або звести до мінімуму деякі з гармонік, контролюючи коефіцієнт включення перемикачів [13].

Цей трирівневий інвертор може бути сконструйований у вигляді напівмостової або мостової конфігурації інвертора. На рисунку 1.3, а та 1.3, б показані принципові схеми напівмостового та мостового трирівневого інвертора. Цей тип інвертора включає всі числа гармонік у вихідній формі сигналу, тому повне гармонійне спотворення (THD) цього сигналу дуже велике

[8]. THD можна зменшити або мінімізувати, використовуючи фільтри для скасування амплітуди гармонічних порядків. Існують і інші способи зменшення THD шляхом збільшення несучої частоти у формі керуючої модуляції (що означає збільшення частоти перемикання протягом одного вихідного циклу), тоді гармоніки низького порядку будуть зведені до мінімуму. Крім того, гармоніки нижнього порядку можуть бути зближені до мінімуму або скасовані, маючи більше два або три рівні вихідного сигналу [8].

З іншого боку, і для зменшення гармонік, пов'язаних із трирівневими інверторами, електронні пристрої (перемикачі) повинні працювати на більш високій частоті, що в свою чергу збільшує втрати на комутацію. Хоча збільшення частоти перемикання не зменшує THD, проте гармоніки нижчого порядку витісняються з діапазону частотних спектрів, щоб стати гармоніками вищого порядку [8]. Ці гармоніки вищого порядку легше фільтрувати порівняно з їхньою попередньою позицією на низьких частотах. Це пов'язано з тим, що розмір фільтра (LC), необхідний для фільтруючих дій, менший за розміром у порівнянні з тими, що використовуються для фільтрації гармонік нижнього порядку. Амплітудна модуляція може змінюватися від 0 до 1. При нульовій амплітудній модуляції вихідна напруга рівна нулю і при 1 амплітудній модуляції вихідна напруга буде мати квадратну форму хвилі.

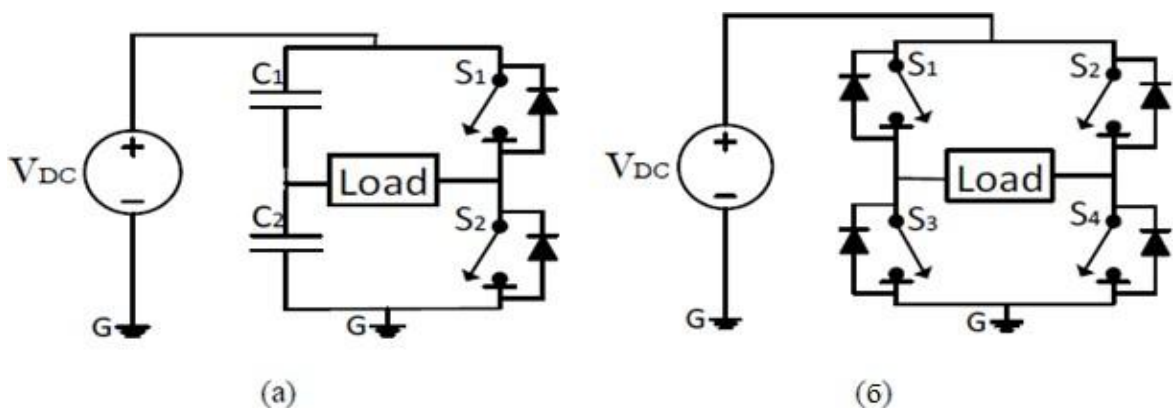


Рисунок 1.3 – Принципова схема інвертора (а) напівмостова, (б) мостова [5]

1.3.2 Широтно-імпульсна модуляція (PWM)

Трирівневий інвертор може являти собою напівмостову або мостову квадратну форму змінного струму. Ця квадратна хвиля зумовлена відношенням

високої амплітудної модуляції (M_a) або відношенням низькочастотної модуляції (M_f), що означає, що несуча частота та основна частота модуляції однакові. Основна ідея широтно-імпульсної модуляції полягає у збільшенні коефіцієнта модуляції частоти для мінімізації величини гармонік низького порядку. Гармоніки низького порядку, створювані схемами інвертора, створюють дисбаланс і нестабільність та зменшують коефіцієнт потужності в рівнях розподілу / передачі. Такі гармоніки можуть бути отримані зі схем інверторів, підключених до джерел поновлюваної енергії [11].

Кількість перемикань за цикл залежить від коефіцієнта модуляції. Частотна модуляція є співвідношенням між несучою частотою і основною частотою. Наприклад, якщо несуча частота в 20 разів перевищує основну частоту, то кількість перемикань (імпульсів) в циклі 20 разів. Робочий цикл широтно-імпульсної модуляції (ШІМ) залежить від коефіцієнта амплітудної модуляції. Робочий цикл може бути від нуля до одиниці, який залежить від співвідношення між опорним сигналом і сигналом несучої модуляції. Це співвідношення керує амплітудою вихідного сигналу інвертора, а також впливає на спотворення форми вихідного сигналу. Мостовий інвертор рисунок 1.3, б працює таким чином, що 4 перемикачі керують струмом під час позитивних (S1, S4) та негативних (S2, S3) напівперіодів. Значення вихідного сигналу напруги інвертора контролюється шляхом керування коефіцієнтом амплітудної модуляції (M_a), яке може керуватися через апаратні аналогові схеми або програмну систему цифрового мікроконтролера. Ці керуючі імпульси знаходяться на низькій напрузі, і їх можна використовувати безпосередньо через керуючі кола для керування основними інверторними напівпровідниковими перемикачами (MOSFET, IGBT і тощо) [5].

На рисунку 1.4 показаний приклад імпульсів ШІМ, де несуча частота в 14 разів більша за частоту квадратної форми. Керуючі імпульси генеруються шляхом порівняння трикутних та прямокутних сигналів. Керуючі вихідні сигнали від компаратора набувають форми послідовності імпульсів, які можуть бути подані у схему драйвера для керування перемикачами. Керуючі імпульси можуть генеруватися як цифрові імпульси від мікроконтролера, а потім

подаватися в кола драйвера для керування комутаторами. Коефіцієнт амплітудної модуляції – M_a .

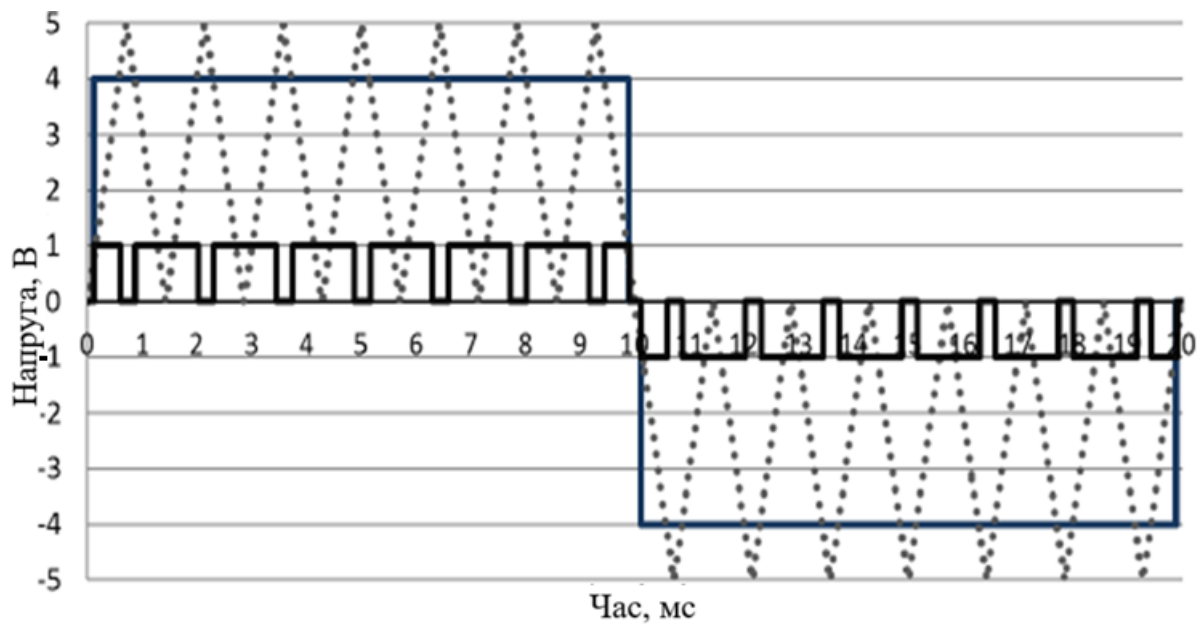


Рисунок 1.4 – Форма сигналу широтно-імпульсної модуляції [14]

Всі імпульси, що генеруються, є позитивними, і це дія інверторних перемикачів, генеруючих позитивні і негативні вихідні сигнали від керуючих імпульсів. Система керування таким перетворювачем може бути виконана у вигляді відкритого або замкнутого контуру. Обидва методи керування можуть використовувати аналогові, а також цифрові контролери [9].

Синусоїдна широтно-імпульсна модуляція (SPWM) може зменшити THD в вихідній формі хвилі, маючи різну ширину імпульсу на кожному з напівперіоді. Амплітудна напруга синусоїдної хвилі є основною напругою (V_{in}) для модуляції. Амплітуда сигналу трикутника є несучою напругою (V_{tri}) для модуляції.

На рисунку 1.5 показаний приклад SPWM для вихідної частоти 50 Гц. M_a для цього прикладу становить 0,8. Це означає що значення *r.m.s* вихідної напруги змінного струму становить 0,8 від джерела постійної напруги. M_f визначає бічні смуги вихідної частоти. Наприклад, M_f на рисунку 1.5 становить 14, тому перші гармоніки у вихідній формі становлять 13 та 15, а потім 27 та 29 тощо згідно теорії модуляції [2].

THD можна зменшити лише за рахунок використання пасивних та активних фільтрів або із застосуванням багаторівневих інверторів. Однак перевага збільшення M_f переважно зводиться до зменшення розміру фільтра.

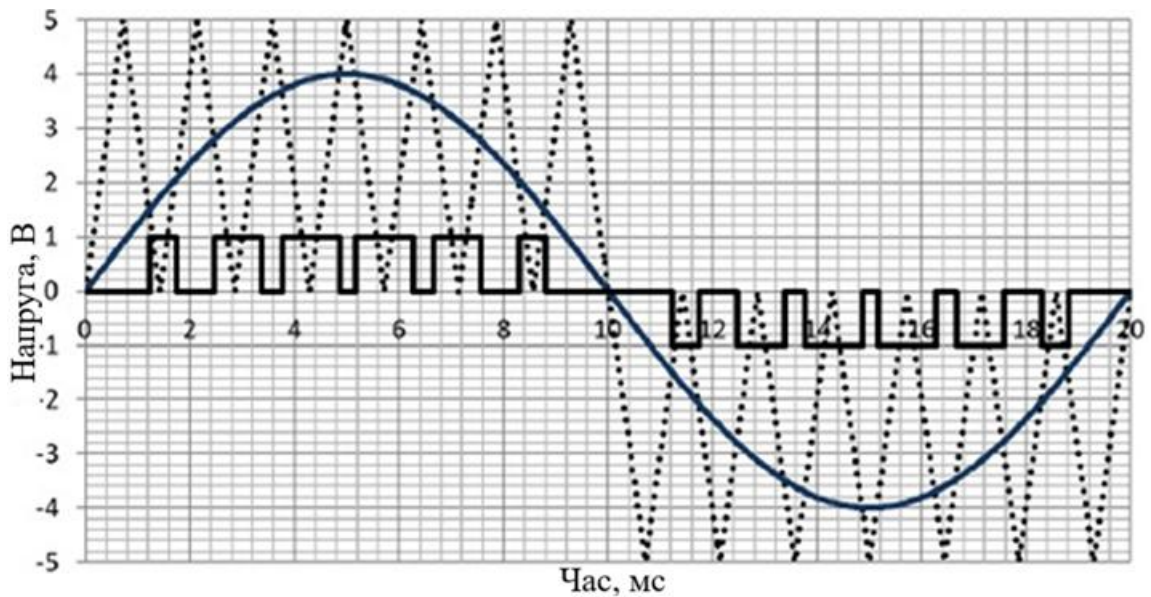


Рисунок 1.5 – Синусоїдна широтно-імпульсна модуляція (SPWM) [14]

1.4 Порівняльний аналіз транзисторів IGBT і MOSFET

Постійні удосконалення якостей силових кристалів, покращення існуючих науково-технічних процесів та пошуки нових рішень призводять до постійного розвитку характеристик силових ключів. Введення пов'язані, перш за все, з введенням тонких плівок і нових широкозонних матеріалів, використання яких дає можливість не тільки збільшити економічну ефективність процесу виробництва, але і формувати силові ключі з новими характеристиками. Виробники кристалів прагнуть досягти ідеального ключа через як «тріаду компромісів» (рис. 1.6). «Майже ідеальний» ключ, в першу чергу, повинен мати близькі до нуля витрати провідності, що маються на увазі напругою насичення V_{CEsat} для IGBT або опором відкритого каналу R_{dson} для MOSFET. Також транзистор повинен проводити найменші втрати вимкнення E_{off} і витримувати зворотню високу напругу V_{CE} у заблокованому стані [10].

Відповідність характеристик V_{CEsat} , V_{CE} та E_{off} формулює властивості IGBT як біполярного силового ключа. Для уніполярної MOSFET-структури як

ключовий аспект застосовується співвідношення $R_{ds(on)}$ і зворотної напруги V_{DSS} . Безпосереднім третім параметром є область безпечної роботи ОБР (Safe Operating Area, SOA) від якої залежить надійність та безпека роботи транзистора у всіх режимах. Цей параметр повинен гарантуватися в триключевих режимах, згідно з трьома елементами: ОБР в стані провідності (Forward Biased SOA, FBSOA), у вимкненому стані (Reverse Biased SOA, RBSOA) та при короткому замиканні (Short Circuit SOA, SCSOA) [3].

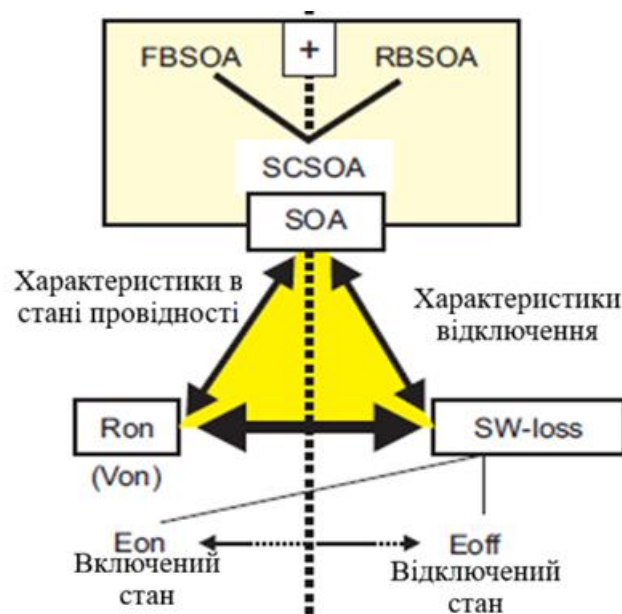


Рисунок 1.6 – Тріада компромісних вимог [3]

1.4.1 Характеристики силових транзисторів IGBT і MOSFET

Робоча напруга. У більшості випадків силові перетворювачі отримують живлення від однофазних або трифазних випрямлячів, стандартні показники блокуючої здатності IGBT і MOSFET (600, 1200, 1700 В) зумовлюються обліком параметрів промислових мереж. У таблиці 1.1 наведено рекомендації щодо робочої напруги силових частин при роботі від некерованого випрямляча (або при нульовому куті відсічки для керованого випрямляча) V_N або безпосередньо від DC-шини (V_{CC} , V_{DC}).

Наведені в таблиці 1.1 граничні значення V_{CES} або V_{DES} в основному відносяться до кристалів, а не модуля. При розрахунках слід враховувати динамічний перепад сигналу між силовими терміналами.

Таблиця 1.1 – Рекомендована робоча напруга MOSFET / IGBT для різних варіантів напруги живлення

V_N , В	Схема випрямлення	V_{CC} , V_{DC} , В	V_{DSS} , V_{CES} , В
24	B2	22	50
48	B2	44	100
125	B2	110	200
200–246	B2	180–220	500,600
400–480	B6	540–648	1200
575–690	B6	777–932	1800

Частота комутації. Сенс та опис паразитних елементів MOSFET наведено в таблиці 1.2. Якщо не врахувати внутрішні опір і ємності, в цьому випадку еквівалентну схему можна представити як «ідеальний MOSFET» з n - p - n -транзистором в області затвора: n^+ -область витоку (емітер)/ p^+ -кишеня (база)/ n -дрейфова зона (колектор) з бічним резистором p^+ -кишені під емітер. Цей резистор і перехід база-колектор паразитного біполярного транзистора утворюють антипаралельний діод, що забезпечує зворотну провідність MOSFET [3].

Таблиця 1.2 – Паразитні елементи структури MOSFET

Позначення	Найменування	Фізичний сенс
C_{GS}	Ємність «затвор-витік»	Утворена перекриваючою металізацією областей затвора та витоку; залежить від напруги «затвор-витік»; не залежить від напруги «стік-витік»
C_{DS}	Ємність «стік-витік»	Ємність переходу між n -дрейфовою зоною і p -кишені; залежить від площі поверхні осередки, напруги пробою і напруги «стік-витік»
C_{GD}	Ємність «затвор-стік»	Ємність Міллера; утворена перекриваються областями затвора і n -дрейфової зони
R_G	Внутрішній опір затвора	Опір полікристалічного кремнію; необхідна установка індивідуальних резисторів кожному паралельному кристалу для вирівнювання струмів
R_D	Опір стоку	Опір n -зони; основна частина опору відкритого каналу MOSFET
R_W	Бічний опір p -кишені	Опір «база-емітер» паразитного біполярного n - p - n транзистора

Увімкнення. Як показано на рисунку 1.7, напруга «стік-витік» силового MOSFET падає до рівня насичення приблизно за 10 нс, його величина визначається за формулою:

$$V_{DC(on)} = I_D \cdot R_{DS(on)}. \quad (1.1)$$

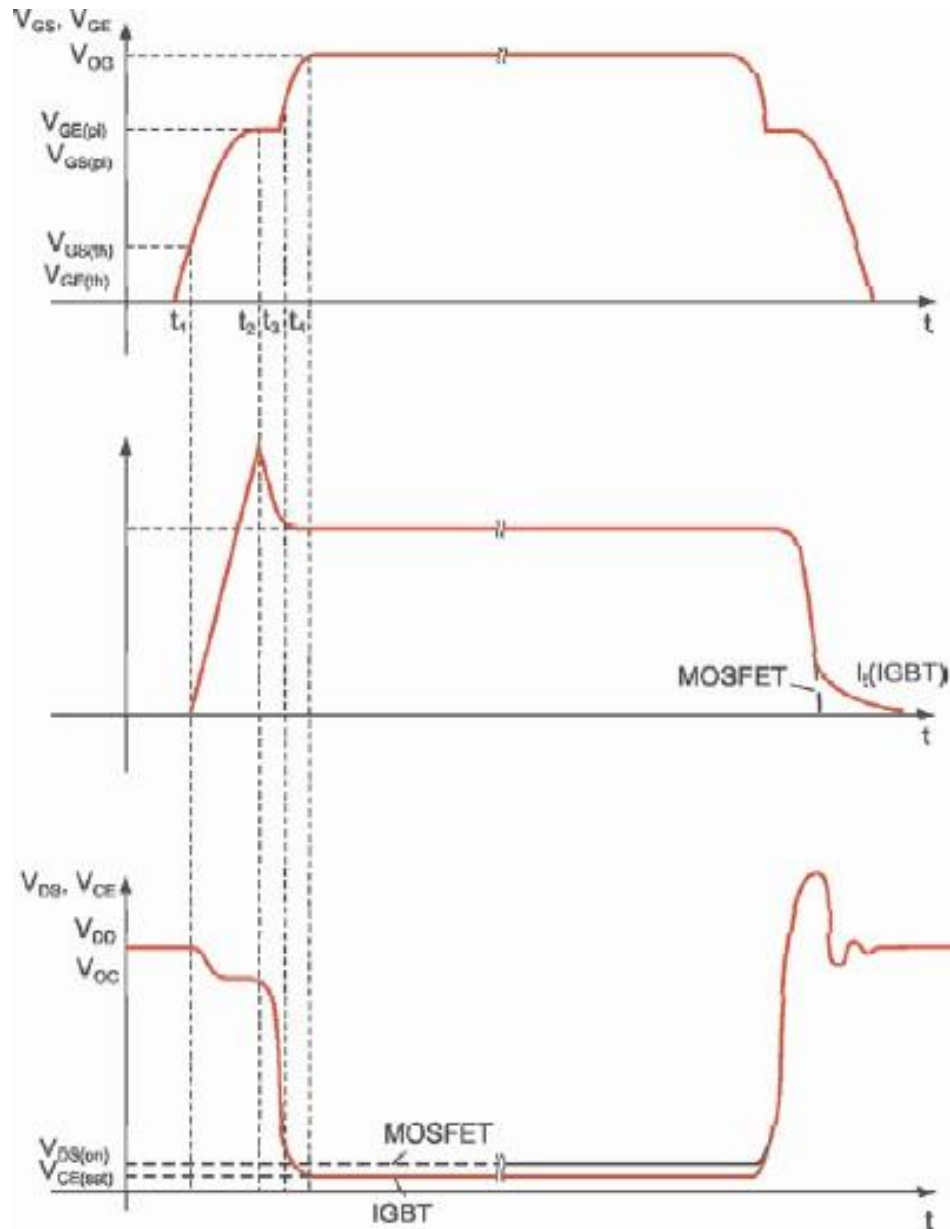


Рисунок 1.7 – Процес жорсткого включення і виключення на резистивно-індуктивне навантаження MOSFET та IGBT [13]

У проміжку часу $0-t_1$ транзистор залишається заблокованим. Струм затвора I_G починає протікати з появою сигналу керування, він заряджає ємність C_{GS} доти, поки заряд не досягне рівня Q_{G1} . Напруга V_{GS} лінійно росте з

постійною часу, зумовленою C_{GS} і резистором затвора R_G . Оскільки рівень сигналу керування все ще знаходиться нижче за поріг $V_{GS(th)}$ то канал MOSFET залишається закритим.

На інтервалі часу t_1-t_2 струм стоку I_D починає наростати при досягненні напругою на затворі рівня $V_{GS(th)}$ (Момент t_1). Величина I_D пов'язано з сигналом керування через крутість g_{fs} ($I_D = g_{fs} \times V_{GS}$), і напруга на затворі збільшується до значення $V_{GS1} = I_D / g_{fs}$ (t_2). Оскільки опозитний діод може заблокувати перебіг струму тільки в момент часу t_2 напруга V_{DS} до цього знижується несуттєво. При $t = t_2$ заряд затвора досягає значення Q_{G2} .

На даному інтервалі часу в транзисторі генерується найбільша частина втрат включення E_{on} . До тих пір поки $I_D < I_L$ і частина струму I_L все ще продовжує текти через опозитний діод, рівень V_{DS} не може стати набагато нижчою напруги живлення V_{DD} . Різниця V_{DD} і V_{DS} відзначена на рисунку 1.7, і здебільшого викликана перехідним динамічним спадом сигналу на паразитних індуктивностях в колах комутації.

Інтервал часу t_2-t_3 відповідає повністю включеному транзистору. Коли опозитний діод замикається, напруга «стік-витік» падає до рівня насичення.

Між моментами t_2 і t_3 струм стоку і напруга на затворі все ще пов'язані між собою через параметр крутизни, а величина V_{GS} практично не змінюється. Після відкриття MOSFET струм затвора I_G розряджає ємність Міллера рівня ($Q_{G3}-Q_{G2}$). При $t = t_3$ на затворі залишається кількість заряду, що дорівнює Q_{G3} . Коли весь струм навантаження I_L починає проходити через відкритий канал MOSFET, починається вимкнення опозитного діод. Процес зворотного відновлення діода призводить до того, що протягом часу t_{rr} струм стоку I_D перевищує I_L на величину I_{RR} (струм зворотнього відновлення) і транзистор розсіює додаткову енергію, зумовлену зарядом Q_{rr} .

Інтервал часу t_3-t_4 відповідає омичній області характеристики. У момент t_3 транзистор увімкнений, його робоча точка пройшла активну зону і досягла кордону омичної робочої області. Сигнал керування V_{GS} не пов'язаний більше зі струмом I^D через крутизну g_{fs} . Накопичення заряду затвора ($Q_{Gtot}-Q_{G3}$) призводить до подальшого зростання V_{GS} , що досягає рівня вихідної напруги

драйвера V_{GG} .

Вимкнення. При вимиканні польового транзистора всі процеси відбуваються, як описано вище, але у зворотному порядку. Заряд Q_{Gtot} повинен бути розсмоктаний зворотним струмом затвора, при цьому, на відміну від IGBT, силові MOSFET не потребують замикання негативною напругою ($V_{GSoff} = 0$). У процесі вимкнення необхідно розрядити лише власні ємності MOSFET до рівня, коли припиняється вплив носіїв заряджена область каналу [4].

Перенапруга на стоку, зазначена на рисунку 1.7 в момент вимкнення, викликана наявністю паразитних індуктивностей в колі комутації, її рівень пропорційний швидкості спаду струму dI_D/dt .

Що сильніше режим комутації MOSFET відрізняється від «ідеального жорсткого перемикачання», то більш спотвореною виявляється ступінчаста характеристика затвора [4].

При рості частоти комутації F_{sw} пропорційно зростають також і втрати. Для збільшення частоти необхідно застосовувати поліпшений потужний ключ або модуль з відповідними динамічними показниками. Існують обмеження, пов'язані з часовими затримками включення і відключення $t_{d(on)}$ і $t_{d(off)}$, часом зворотного відновлення діодів t_{rr} , мінімальною величиною «мертвого часу» t_{dt} . При застосуванні кіл формування траєкторії перемикачання (демпферів) для зменшення динамічних втрат обмеження рівня перенапруги необхідно прийняти до уваги розсіювану ними потужність і час перезаряджання. У ряді моментів період відновлення демпфера треба додавати до «мертвого» часу [12].

Напруга керування і опір в колі затвора впливають на період включення $t_{on} = t_{d(on)} + t_r$, відключення $t_{off} = t_{d(off)} + t_f$ і тривалість хвостового струму t . Для включення IGBT ємності затвора необхідно зарядити до порогового значення, час перезаряду між циклами комутації (затримка включення і вимкнення $t_{d(on)}$ і $t_{d(off)}$) знижуватиметься при зменшенні значенні резистора R_G .

З іншої сторони, час наростання і спадання струму (t_r/t_f) і, таким чином, істотна частина енергії втрат E_{on} і E_{off} високою мірою залежить від параметрів кола керування: V_{GG+} , V_{GG-} та R_G . У технічних властивостях IGBT приводяться

графіки залежності часу комутації та енергії перемикання з протидії затвора; в більшості ситуацій вони нормовані для номінального струму і режиму жорсткої комутації активно-індуктивного навантаження (рис. 1.8).

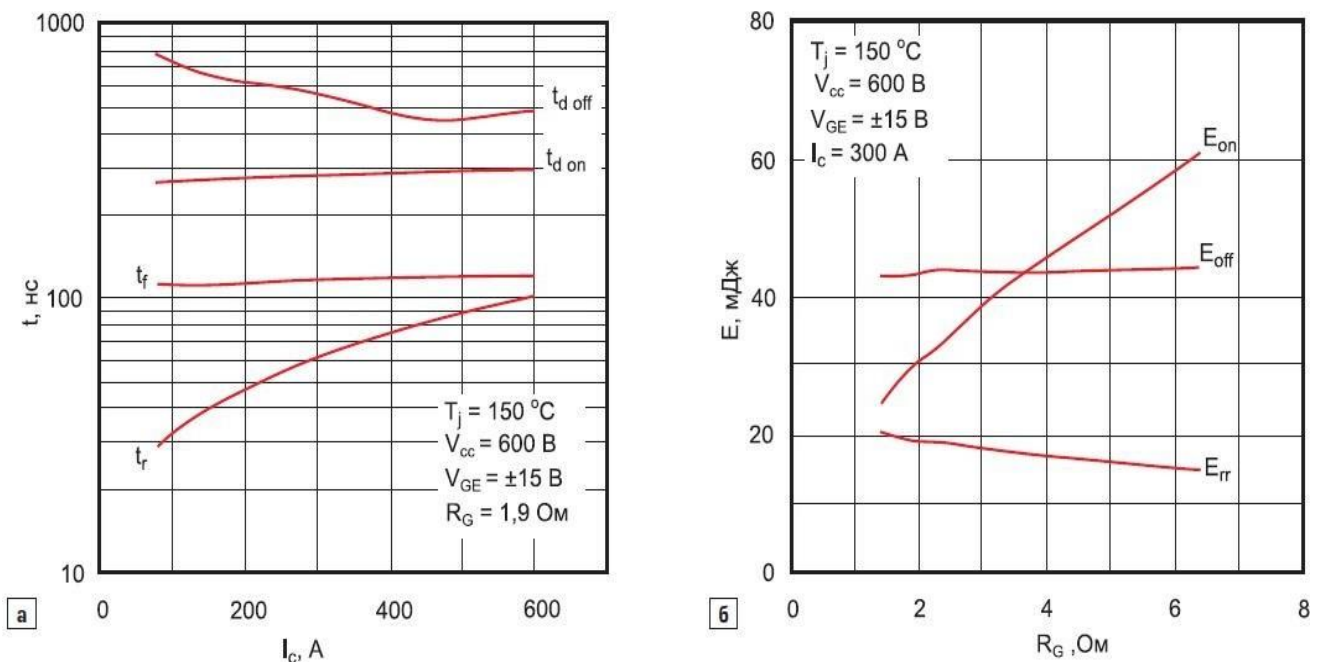


Рисунок 1.8 – Залежність а) часів комутації IGBT4 від величини зовнішнього опору затвора R_G і б) втрат перемикання [9]

З кожною появою нових поколінь силових ключів темп перемикання збільшується, внаслідок чого ключовими факторами, що обмежують розширення частотного діапазону, робляться розподілені індуктивності терміналів модулів і динамічні характеристики кристалів діодів (час t_{rr} та заряд Q_{rr} зворотного відновлення). В першу чергу вищесказане відноситься до режиму «жорсткої» комутації при високих рівнях напруги на DC-шині, тому що швидкість вимкнення обмежена ступенем комутаційного перенапруги, а гранична швидкість включення обумовлюється допустимою величиною пікового струму, що складається з суми струму навантаження і струму зворотного відновлення I_{rr} опозитного діода (який залежить від di/dt).

Високі значення dv/dt та di/dt нинішніх інверторів вважаються передумовою генерації сильних електромагнітних перешкод, не рахуючи того, що їхній вплив призводить до погіршення ізолюючих властивостей певних типів електричних машин. Ці проблеми особливо виявляються в діапазоні

великих потужностей. Для вирішення цього питання необхідний компроміс між технічними вимогами для певного застосування, швидкістю комутації і ступенем витрат, розсіювальною потужністю і електромагнітною сумісністю (ЕМС).

До недавнього часу області використання IGBT і MOSFET, де їх переваги виявляються більш наочно, були позначені достатньо точно (табл. 1.3). Незважаючи на те що існують пограничні режими, що вимагають більш детального аналізу, остаточний висновок завжди відбувається на основі розрахунку потужності втрат і температури кристалів у критичних режимах роботи. Детально питання аналізу імпульсних характеристик і теплових режимів наведені в [9].

Таблиця 1.3 – Рекомендовані значення робочої частоти кремнієвих MOSFET та IGBT

Режим комутації	Тип ключа	Робоче напруга	Частота комутації, кГц
HS	MOSFET	Низьковольтні	до 250
		Високовольтні	до 100
	IGBT	600 В	до 30
		1200 В	до 20
		1700 В	до 10
		3300 В	до 3
SS	MOSFET	Низьковольтні	до 500
		Високовольтні	до 250
	IGBT		до 150

1.5 Особливості перспективних джерел постійного струму

Одним з джерел вхідної постійної напруги для транзисторного перетворювача частоти може бути Сонячна енергія. Сонячна електростанція складається з низки функціональних частин, якими є фотогальванічні елементи, акумулятори, інвертори та контролери заряду. У той же час однією з ключових ланок усієї системи є саме акумуляторна батарея, оскільки найчастіше вона має

найнижчий термін експлуатації. Ця батарея швидше, ніж інші компоненти, приходить в непридатність, а також дуже вимоглива до умов експлуатації. Для забезпечення безперебійної роботи акумуляторів, спільно з іншими компонентами, крім забезпечення необхідних експлуатаційних умов, необхідно також забезпечити оптимальний режим її заряду та розряду. Від правильної обраної ємності акумуляторних батарей, струму заряду, а також параметрів перемикання акумулятора, що заряджається, на живлення споживачів залежить остаточний термін служби акумуляторів та ефективність усієї системи в цілому.

Зараз у світі існують фотоелектричні установки, що перетворюють сонячну енергію в електричну на основі методу прямого перетворення, і термодинамічні установки, в яких сонячна енергія спочатку перетворюється на тепло, потім в термодинамічному циклі теплової машини перетворюється в механічну енергію, а в генераторі перетворюється в електричну [8]. Сонячні елементи як джерело енергії можуть застосовуватись:

- в промисловості (авіопромисловість, автомобілебудування тощо)
- в сільському господарстві;
- в побутовій сфері;
- в будівельній сфері (наприклад, екодім);
- на сонячних електростанціях;
- в автономних системах відеоспостереження;
- в автономних системах освітлення;
- в космічній галузі.

Безпосередня технічна реалізація окремих модулів та підсистем сонячної електростанції може змінюватись, проте їх функціональне призначення, як правило, залишається незмінним. Сонячна електростанція складається з декількох обов'язкових елементів (рис. 1.9):

1. Сонячна панель.
2. DC-DC конвертор.
3. Інвертор.
4. Акумулятор.

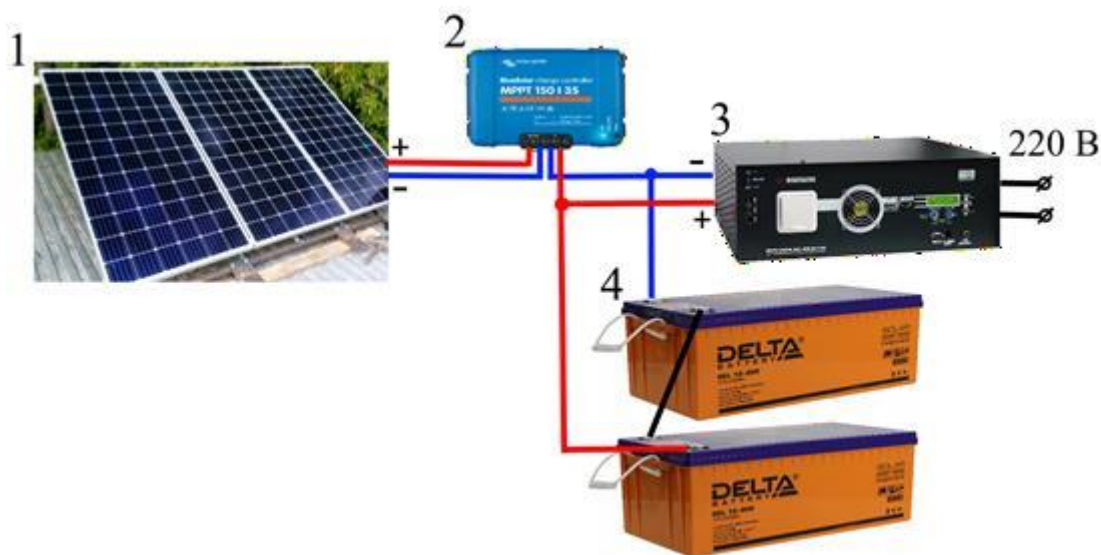


Рисунок 1.9 – Система сонячна батарея – конвертор – акумулятор–інвертор

1. Сонячна панель – ключовий елемент, що відрізняє сонячну електростанцію від інших видів систем відновлювальних джерел енергії (ВДЕ). Служить первинним перетворювачем світлової енергії Сонця в електричну. Матеріал, типи, розміри і кількість сонячних панелей в одній електростанції можуть змінюватись, причому нерідко оптимальне проєктне рішення пов'язане з комбінацією різних сонячних панелей в одній станції.

2. Конвертор – пристрій перетворення постійної напруги однієї величини в постійну напругу іншої величини (DC-DC). Необхідний для підтримання вхідної постійної напруги інвертора на необхідному рівні.

3. Інвертор – це пристрій, який перетворює постійний струм на змінний (DC-AC). Оскільки основне навантаження більшості споживачів розраховане на 230 В змінної напруги інвертор практично завжди є обов'язковим елементом будь-якої сонячної електростанції.

4. Акумулятори – пристрої, необхідні накопичення електричної енергії від сонячних панелей. В силу низки причин сонячні панелі далеко не завжди можуть видавати стабільні вихідні характеристики, що зумовлює використання акумуляторних батарей у будь-яких системах ВДЕ. Більше того, у темний або похмурий час доби використання фотогальванічних елементів неможливе, тому споживачі повинні отримувати заздалегідь запасену в світлий час доби електричну енергію.

5. Регулятор заряду – основний контрольний пристрій, необхідний для керування режимом роботи фотогальванічних елементів, заряду та розряду акумуляторів, підтримання заданого рівня вихідної напруги та інших функцій. Від вибору алгоритму керування та контролю залежить ефективність усієї фотоелектричної системи в цілому.

РОЗДІЛ 2

ТРАНЗИСТОРНИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ ЧАСТОТИ ДЛЯ ІНДУКЦІЙНОГО НАГРІВАННЯ

Відомо безліч перетворювачів частоти для індукційного нагрівання загальнопромислового та спеціального виконання. Завдання перетворення електроенергії однієї частоти в іншу, в даний час, вирішується переважно так званими статичними перетворювачами, найбільш ефективними серед яких за ККД та масогабаритними показниками є напівпровідникові перетворювачі [5].

Одним з таких є багатофазний перетворювач, що містять керовані випрямлячі, обмотку індуктора та конденсатори. Недоліками даного перетворювача частоти є те, що він виконаний на тиристорах і під час живлення від постійного струму ускладнюється комутація тиристорів при великих індуктивних струмах навантаження.

Однонапівперіодна форма кривої вихідної напруги призводить до суттєвого збільшення масогабаритних розмірів трансформатора та зниження потужності в індукторі.

Крім того, вихідна випрямлена напруга має бути синусоїдної форми, а виходить прямокутної форми. Тому виникають вищі гармоніки вихідної напруги, для усунення яких потрібна установка відповідних фільтрів.

В роботі пропонується розрахувати транзисторний перетворювач частоти індукційного нагріву потужністю до 10 кВт. Такий перетворювач можна використовувати для нагрівання рідин в промисловості, а також в проточних електричних котлах чи бойлерах.

На рисунку 2.1 представлена схема перетворювачів частоти для індукційного нагрівання.

Перетворювач частоти для індукційного нагріву, містить керований випрямляч, транзисторний інвертор, трансформатор та індуктор. На вхід перетворювача частоти подається змінна трифазна напруга, яка керованим випрямлячем перетворюється на постійну напругу. Транзисторний інвертор постійно напругу перетворюється на змінну трифазну напругу дуже високою

частотою. Трансформатор знижує змінну напругу до необхідної величини, а блок керування формує напругу заданої високої частоти, що подаються до навантаження. Вихід – підключений до первинної обмотки трансформатора, а вторинна обмотка підключена до нагрівачів R_H .

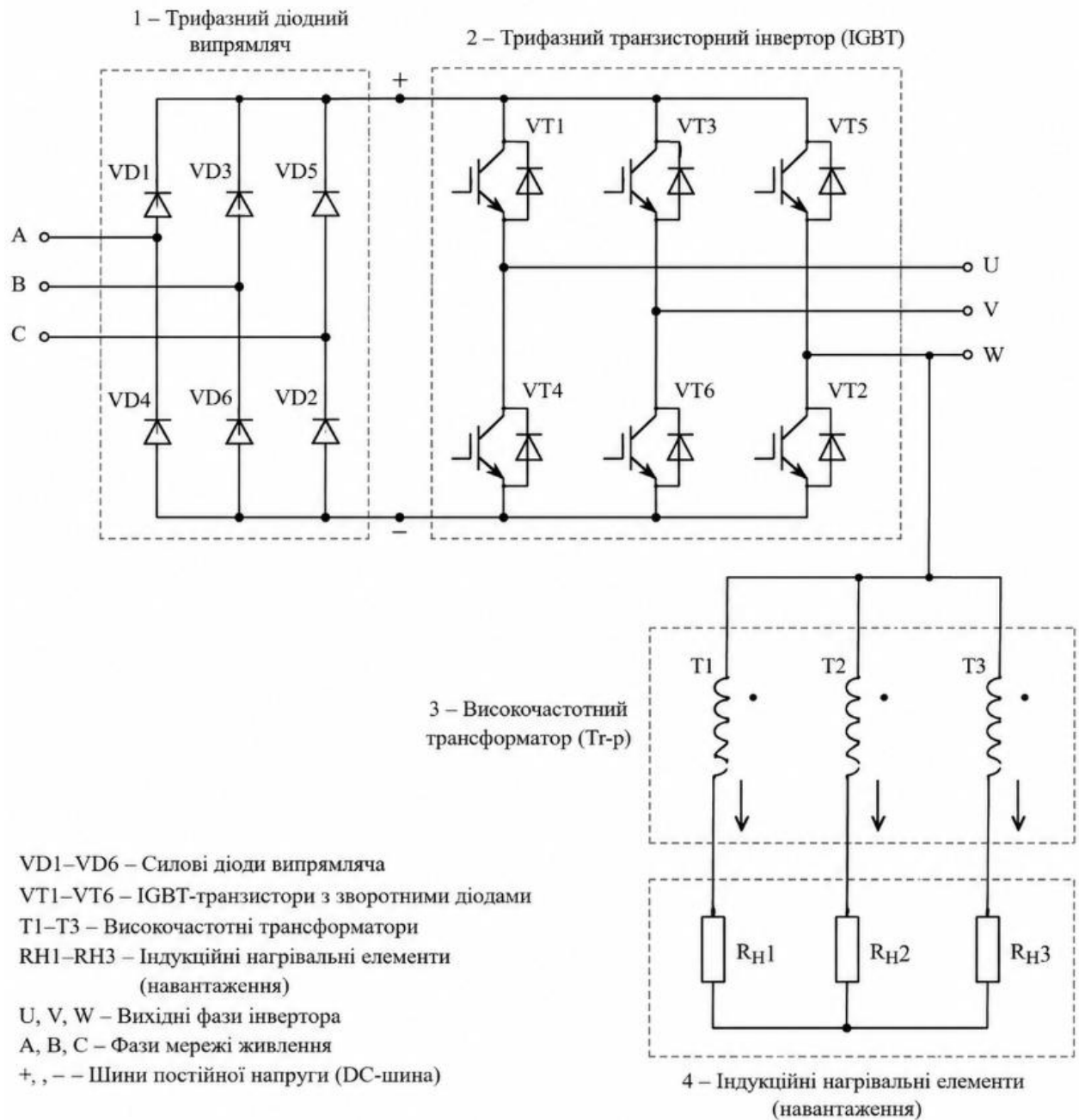


Рисунок 2.1 – Транзисторний трифазний перетворювач частоти для індукційного нагрівання

Транзисторний інвертор працює наступним чином. Інвертором постійна напруга перетворюється на змінну напругу високої проміжної частоти f_n і ця

напруга трансформатором збільшується або зменшується до необхідного значення.

Відомо, що при високій частоті напруги масогабаритні розміри трансформатора знижуються, тому інвертор, що живить трансформатор працює при високій проміжній частоті. Також відомо, що в інверторі основним складовим параметром масогабаритних показників є трансформатор, і зниження цих показників трансформатора призводить до зниження масогабаритних розмірів всього інвертора.

2.1 Розрахунок розсіювальної потужності трифазного транзисторного перетворювача частоти

Вихідні дані інвертора:

- $I_{вих}$, А – вихідний струм інвертора, для якого робиться розрахунок;
- $F_{ШИМ}$, Гц – частота ШІМ інвертора (частота перемикання транзисторів).

Потрібні теж наступні параметри IGBT транзистора з паспортних даних:

- $t_{(on)}$, мкс – час включення транзистора;
- $t_{(off)}$, мкс – час вимикання транзистора;
- $V_{ce(sat)}$, В – спад напруги на ввімкненому транзисторі;
- V_{ec} , В – спад напруги на зустрічно-паралельному діоді транзистора;
- E_{rec} , мДж/імпульс – енергія зворотного відновлення зустрічно-паралельного діода транзистора.

На рисунку 2.2 наведено схему транзисторного інвертора з живленням від джерела постійної напруги, наприклад сонячних панелей.

Параметри IGBT беруться по графікам для максимальною робочої температури кристалу (для International Rectifier $T_C = 125^\circ\text{C}$) і при піковому струмі $I_{пik}$ для заданого $I_{вих}$:

$$I_{пik} = I_{вих} \cdot \sqrt{2}. \quad (2.1)$$

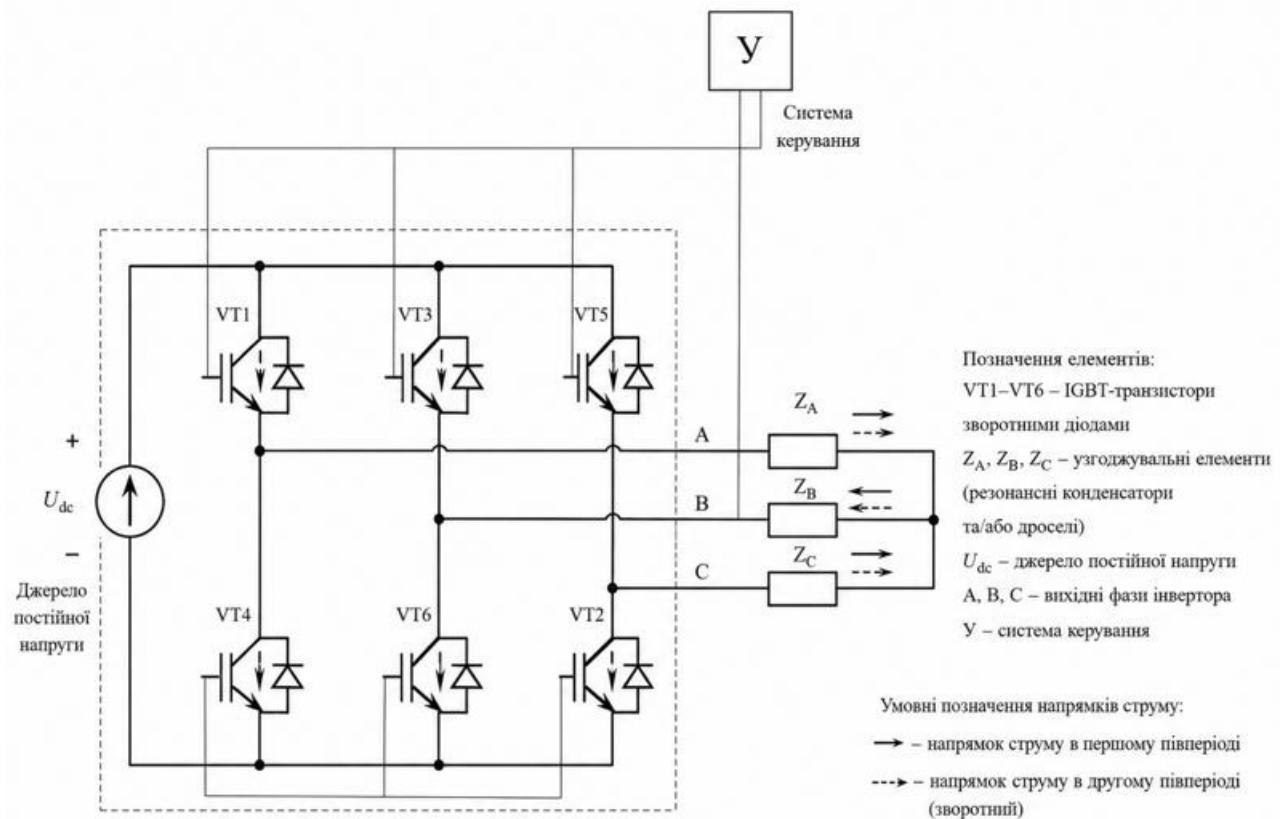


Рисунок 2.2 – Трифазний інвертор

Параметри інвертора:

- вхідна напруга $U_{вх} = 230$ В, частота 50 Гц;
- вихідна напруга $U_{вих} = 230$ В, частота 20 кГц;
- номінальний вихідний струм $I_{вих} = 10$ А ($I_{пик} = I_{вих} \cdot \sqrt{2} = 10\sqrt{2} = 14,1$ А);
- частота $F_{ШИМ} = 340000$ Гц (у нашому інверторі використовується алгоритм широтно-імпульсного регулювання, де для будь-якої вихідної частоти кожен транзистор виконує 17 циклів перемикання за період, тобто для частоти 20000 Гц ($F_{ШИМ} = 17 \cdot 20000 = 340000$ Гц)).

Типове значення $F_{ШИМ}$ у стандартних частотників від 5 до 20 кГц.

Виберемо модуль PM150DSA120 виробництва Intellimod Module (рис. 2.3) ($U_{макс} = 1200$ В, $I_{вих(макс)} = 150$ А при температурі корпусу 125°C і 10А при 25°C).

Його параметри при 10А і 25°C температури кристалу:

- $t_{(on)} = 0,06$ мкс (час включення IGBT);

- $t_{(off)} = 0,16$ мкс (час виключення IGBT);
- $V_{ce(sat)} = 0,15$ В (спад напруги на двімкненому IGBT);
- $V_{ec} = 0,075$ В (прямий спад напруги на діоді);
- $E_{rec} = 0,04$ (енергія зворотного відновлення діода);
- $R_{igbt(j-c)} = 0,13$ °C/Вт (тепловий опір кристал IGBT – корпус);
- $R_{vd(j-c)} = 0,25$ °C/ Вт (тепловий опір кристал діода – корпус);
- $R_{mod(c-s)} = 0,1$ °C/ Вт (тепловий опір корпус модуля – радіатор).

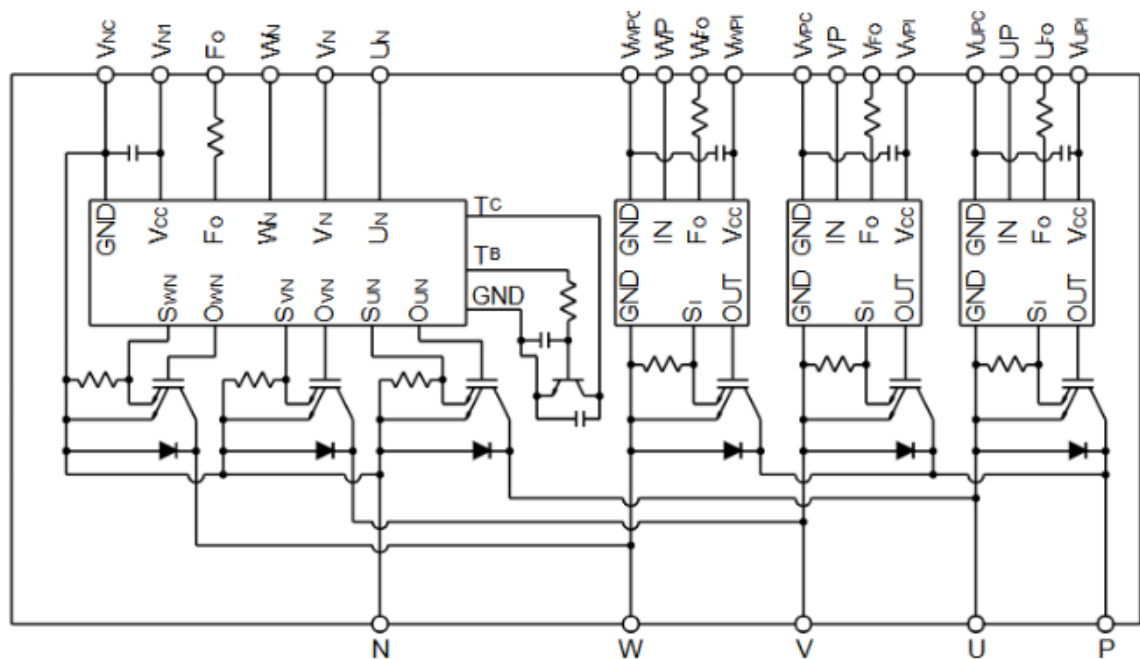


Рисунок 2.3 – Загальний вигляд та електрична схема модуля PM150DSA120 [4]

1. Втрати провідності IGBT:

$$P_{(igbt)CT} = I_{ник} \cdot V_{ce(sat)} \cdot 0,23 = 14,1 \cdot 0,15 \cdot 0,23 = 0,48 \text{ Вт.}$$

2. Втрати перемикання IGBT:

$$P_{(igbt)\partial_{ин}} = (t_{(on)} + t_{(off)}) \cdot F_{ШИМ} \cdot \frac{1}{\pi} = (0,06 + 0,16) \cdot 10^{-3} \cdot 3400 \cdot \frac{1}{\pi} = 0,23 \text{ Вт.}$$

3. Сумарні втрати IGBT:

$$P_{(igbt)сум} = P_{(igbt)CT} + P_{(igbt)\partial_{ин}} = 0,48 + 0,23 = 0,71 \text{ Вт.}$$

4. Втрати провідності діода:

$$P_{(vd)CT} = I_{ник} \cdot V_{ec} \cdot 0,1 = 14,1 \cdot 0,15 \cdot 0,1 = 0,21 \text{ Вт.}$$

5. Втрати перемикування діода:

$$P_{(vd)\partial_{ин}} = E_{rec} \cdot F_{ШИМ} \cdot \frac{1}{\pi} = 0,004 \cdot 10^{-3} \cdot 3400 \cdot \frac{1}{\pi} = 0,043 \text{ Вт.}$$

6. Сумарні втрати діоду:

$$P_{(vd)сум} = P_{(vd)CT} + P_{(vd)\partial_{ин}} = 0,21 + 0,0043 = 0,25 \text{ Вт.}$$

7. Сумарні втрати одного транзистора (разом з діодом):

$$P_{(igb-vd)} = P_{(vd)сум} + P_{(igbt)сум} = 0,71 + 0,25 = 0,96 \text{ Вт.}$$

8. Сумарні втрати потужності інвертора:

$$P_{инв(сум)} = 6 \cdot P_{(igb-vd)} = 6 \cdot 0,96 = 5,587 \text{ Вт.}$$

9. Для IGBT максимальна допустима температура корпуса модуля:

$$T_{m(igbt)} = T_{igbt}(j - c)_{(igbt)сумMAX} \text{ } ^\circ\text{C.} \quad (2.2)$$

10. Аналогічно для діода максимальна температура корпуса модуля:

$$T_{m(vd)} = T_{vd}(j - c)_{(vd)сумMAX} \text{ } ^\circ\text{C.} \quad (2.3)$$

11. Вибираємо критичну – температуру кристала IGBT, тоді максимальна допустима температура радіатора:

$$T_{sin k} = T_{m(igbt)} - R_{mod(c-s)} \cdot P_{инв(сум)} = 124,9 - 0,1 \cdot 0,71 = 124,82 \text{ } ^\circ\text{C.}$$

2.2 Розрахунок транзисторного перетворювача частоти з потужністю 10 кВт

1. Номінальна потужність: $P_{ном} = 10$ кВт.
2. Діапазон вихідних частот: 20 кГц.
3. Частота напруги мережі: $f_m = 50$ Гц.
4. Діапазон регульованої напруги від 0 до $U_{жив.мер}$.

$$U_{вх} = 400 \pm 20\% = U_{жив.мер}.$$

Вибір діодів та транзисторів. Максимально-допустимий струм через ключі інвертора визначається за формулою (2.4):

$$I_{сmax} = \frac{P_{ном} \cdot k_1 \cdot \sqrt{2} \cdot k_2}{\eta_{ном} \cdot \cos \varphi \cdot \sqrt{3} \cdot U_{л}}, \quad (2.4)$$

де $P_{ном}$, $\eta_{ном}$ – номінальна потужність, Вт та ККД;

$k_1 = 1,2 - 1,5$ – коефіцієнт допустимого короточасного навантаження за струмом;

$k_2 = 1,1 - 1,2$ – коефіцієнт допустимої миттєвої пульсації струму;

$U_{л}$ – лінійне напруга, В.

Ключі IGBT вибираємо за постійним (номінальним) струмом колектора за умови: $I_c \geq I_{сmax}$.

$$I_{сmax} = \frac{10000 \cdot 1,4 \cdot \sqrt{2} \cdot 1,2}{0,91 \cdot 0,89 \cdot \sqrt{3} \cdot 400} = 87,8 \text{ А.}$$

За довідником вибираємо модулі IGBT фірми Mitsubishi третього покоління типу CM200DY-12H (рис. 2.4) на напругу 600 В та з іншими параметрами наведеними в таблиці 2.1.



Рисунок 2.4 – Вигляд модуля CM200DY-12H [4]

Таблиця 2.1 – Граничні параметри модуля IGBT фірми Mitsubishi третього покоління типу CM200DY-12H [4]

Граничні параметри	
1. Максимальна напруга колектор-емітер U_{CES} , В	600
2. Максимальний струм колектора I_C , А	200
3. Максимальна розсіювана потужність P_C , Вт	780
Електричні параметри	
1. Типове U_{CES} в відкритому стані $U_{CE(sat)}$, В	2,1
2. Максимальне U_{CES} в увімкненому стані $U_{CE(sat)}$, В	2,8
3. Вхідна ємність C_{ies} , нФ	20
4. Вихідна ємність C_{oes} , нФ	7
5. Ємність зворотнього зв'язку (прохідна) C_{res} , нФ	4
6. Час затримки включення $t_{d(on)}$, нс	200
7. Час наростання t_r , нс	550
8. Час затримки виключення $t_{d(off)}$, нс	300
9. Час спаду t_f , нс	300
Зворотній діод	
1. Прямий спад напруги на зворотньому діоді транзистора U_f , В	2,8
2. Час відновлення зворотнього діода при виключенні t_{rr} , нс	110
Теплові і механічні характеристики	
1. Тепловий опір корпус-охолоджувач $R_{th(c-f)}$, °C/Вт	0,13
2. Тепловий опір перехід-корпус IGBT $R_{th(j-c)}$, °C/Вт	0,16
3. Тепловий опір перехід-корпус діода $R_{th(j-c)}$, °C/Вт	0,35

4. Маса, г	270
------------	-----

2.2.1 Розрахунок втрат перетворювача частоти

Визначення втрат потужності в інверторі при формуванні на виході синусоїдного струму методом широтно-імпульсної модуляції (ШІМ) передбачає розрахунок основних складових втрат у силових елементах схеми. До них належать втрати в IGBT-транзисторах під час їх роботи в провідному режимі та в процесі комутації, а також втрати енергії в зворотних діодах, що виникають під час перемикання та протікання струму через них.

1. Втрати в IGBT в провідному стані:

$$P_{SS} = I_{cp} \cdot U_{ce(sat)} \cdot \left(\frac{1}{8} + \frac{D}{3\pi} \cos \theta \right), \quad (2.5)$$

де $I_{cp} = I_{cmax} / k_1 = 87,8 / 1,4 = 63,4$ А – максимальна амплітуда сили струму входу інвертора;

$D = t_p / T \approx 0,95$ – максимальна шпаруватість;

$\cos \theta \approx \cos \varphi$ – коефіцієнт потужності;

$U_{ce(sat)}$ – прямий спад напруги на IGBT в насиченому стані при I_{cp} та $T_j = 125$ °C.

2. Втрати IGBT при комутації:

$$P_{sw} = \frac{1}{\pi\sqrt{2}} \cdot \frac{(I_{ce} \cdot U_{ce}) \cdot (t_{c(on)} + t_{c(off)}) \cdot f_{sw}}{2}, \quad (2.6)$$

де $t_{c(on)}$, $t_{c(off)}$ – тривалість перехідних процесів кола колектора IGBT на відкривання та закривання транзистора, с (типове значення $t_{c(on)} = 0,3 - 0,4$ мкс; $t_{c(off)} = 0,6 - 0,7$ мкс);

U_{ce} – напруга на колекторі IGBT, В (комутувана напруга, що дорівнює напруги ланки постійного струму для системи АІН-ШІМ);

f_{sw} – частота ШІМ, 5000...15000 Гц (приймаємо $f_{sw} = 10^4$ Гц).

3. Сумарні втрати транзистора IGBT:

$$P_Q = P_{ss} + P_{sw} = 43,1 + 35,1 = 76,6 \text{ Вт.}$$

4. Втрати в діода в провідному стані:

$$P_{DS} = I_{ep} \cdot U_{ce} \cdot \left(\frac{1}{8} + \frac{D}{3\pi} \cos \theta \right), \quad (2.7)$$

де $I_{ep} = I_{cp}$ – максимальна амплітуда струму через зворотний діод, А;

$U_{ce} = U_f$ – прямий спад напруги на діод (у провідному стані) при I_{ep} , В.

$$P_{DS} = 63,4 \cdot 2,8 \cdot \left(\frac{1}{8} + \frac{0,95}{3\pi} \cdot 0,89 \right) = 35,6 \text{ Вт.}$$

5. Втрати при відновленні замикаючих властивостей діода:

$$P_{DR} = \frac{1}{8} (I_{rr} \cdot U_{ce} \cdot t_{rr} \cdot f_{sw}), \quad (2.8)$$

де I_{rr} – амплітуда зворотного струму, А ($I_{rr} \approx I_{cp}$);

t_{rr} – тривалість імпульсу зворотного струму, с (типова – 0,2 мкс).

$$P_{DR} = \frac{1}{8} (63,4 \cdot 2,8 \cdot 0,11 \cdot 10^{-4} \cdot 10^4) = 0,023 \text{ Вт.}$$

6. Сумарні втрати в діоді:

$$P_D = P_{DS} + P_{DR} = 35,6 + 0,023 = 35,623 \text{ Вт.} \quad (2.9)$$

7. Результати втрати в IGBT з зворотним діодом:

$$P_T = P_Q + P_D = 76,6 + 35,6 = 114,2 \text{ Вт.} \quad (2.10)$$

Отримані значення сумарних втрат використовуються як вихідні дані для проведення теплового розрахунку інвертора, де здійснюється вибір типу

системи охолодження та визначаються необхідні геометричні параметри радіатора. Аналіз теплових режимів роботи IGBT-транзисторів необхідний для перевірки надійного функціонування силового перетворювача.

2.3 Тепловий розрахунок перетворювача частоти

1. Максимально допустимий перехідний опір охолоджувач-навколишнє середовище $R_{th(f-a)}$ °C/Вт, з розрахунку на одну пару IGBT / FWD (транзистор / зворотний діод):

$$R_{th(f-a)l} \leq \frac{T_c - T_a}{P_T} - R_{th(c-f)}, \quad (2.11)$$

де $T_a = 45 - 50$ °C – температура охолоджуючого повітря;

$T_c = 90 - 110$ °C – температура теплопровідної пластини;

P_T – сумарна потужність, Вт, розсіювана однієї парою IGBT / FWD;

$R_{th(c-f)}$ – термічне перехідне опір корпус – поверхня теплопровідної пластини модуля з розрахунку на одну пару IGBT / FWD °C/Вт.

$$R_{th(f-a)l} \leq \frac{100 - 50}{114,2} - 0,13 = 0,30 \text{ °C/Вт.}$$

2. Температура кристала IGBT, °C, визначається за формулою:

$$T_{ja} = T_c + P_Q \cdot R_{th(f-a)q}, \quad (2.12)$$

де $R_{th(f-a)q}$ – термічний перехідний опір кристал-корпус для IGBT частини модуля, °C/Вт.

При цьому повинно виконуються умова $T_{ja} < 125$ °C.

$$T_{ja} = 100 + 78,6 \cdot 0,16 = 112,5 \text{ °C} < 125 \text{ °C.}$$

3. Температура кристала зворотного діода FWD, °C:

$$T_{jd} = T_c + P_D \cdot R_{th(j-c)d}, \quad (2.13)$$

де, $R_{th(j-c)d}$ – термічний перехідний опір кристал-корпус для FWD частини модуля, °C/Вт.

При цьому повинно виконуються умова $T_{jd} < 125^\circ\text{C}$.

$$T_{jd} = 100 + 35,6 \cdot 0,18 = 106,4^\circ\text{C} < 125^\circ\text{C}.$$

2.4 Розрахунок випрямляча

2.4.1 Розрахунок та вибір випростувача

Середня випрямлена напруга випрямляча визначається за виразом (2.14):

$$U_d = k_{c.n} \cdot U_n = 1,35 \cdot 400 = 520 \text{ В}, \quad (2.14)$$

де $k_{c.n}$ – коефіцієнт схеми випрямляча для номінального навантаження ($k_{c.n} = 1,35$ – для нашої мостової трифазної схеми).

Максимальне значення випрямленого струму визначають за (2.15):

$$I_{dm} = \frac{\sqrt{3} \cdot \left(\frac{I_{cmax}}{\sqrt{2}} U_n \cdot \cos \varphi_T \right) + n \cdot P_T}{U_d}, \quad (2.15)$$

де n – кількість пар IGBT в інверторі.

$$I_{dm} = \frac{\sqrt{3} \cdot \left(\frac{88,8}{\sqrt{2}} 400 \cdot 0,9 \right) + 6 \cdot 114,2}{520} = 73,9 \text{ А}.$$

Максимальний робочий струм діода визначаємо через середнє випрямлене за формулою:

$$I_{vm} = k_{cc} \cdot I_{dm} = 1,045 \cdot 73,9 = 77,2 \text{ А}, \quad (2.16)$$

де $k_{cc} = 1,045$ для мостової трифазної схеми випрямляча за оптимальних параметрах Г-подібного LC-фільтра на виході випрямляча.

Тоді максимальна зворотня напруга в діоді за виразом:

$$U_{vm} = k_{з.н} \sqrt{2} \cdot U_v \cdot k_{с.н} \cdot k_c + \Delta U_n, \quad (2.17)$$

де $k_c \geq 1,1$ – коефіцієнт допустимого підвищення мережевої напруги;

$k_{з.н} \geq 1,15$ – коефіцієнт запасу за напругою;

$\Delta U_n \approx 100 \dots 150 \text{ В}$ – запас на комутаційні викиди напруги в колі постійного струму.

$$U_{vm} = 1,2 \sqrt{2} \cdot 400 \cdot 1,25 \cdot 1,2 + 100 = 1015 = 1015 \text{ В}.$$

Діоди вибираються по постійному робочому струму (не менше I_{vm}) і за класом напруги (щонайменше $U_{vm}/100$).

Вибираємо з довідника діод типу Д161-200, основні параметри якого наведені в таблиці 2.2.

Таблиця 2.2 – Характеристика діода Д161-200

Середній прямий струм $I_{np.cр}$, А	200
Ударний прямий струм $I_{np.уд}$, кА	5,5
Повторюваний імпульс зворотного напруги $U_{зв.мах}$, В	300–1600
Постійна зворотне напруга $U_{зв}$, В	225–1200

2.4.2 Тепловий розрахунок випрямляча

Розрахунок втрат в випрямлячі для встановленого режиму роботи при

$$I_d = \frac{I_{dm}}{k_1}:$$

$$P_{DV} = m_v \cdot k_{cs} \cdot \left(U_j + R_{on} \frac{I_{dm}}{k_1} \right) \cdot \frac{I_{dm}}{k_1}, \quad (2.18)$$

де $k_{cs} = 0,577$ – для трифазної мостової схеми;

R_{on} – динамічний опір у провідному стані, Ом;

U_j – прямий спад напруги, В, на напівпровідниковому приладі при струмі 50 мА ($U_j + R_{on} \frac{I_{dm}}{k_1} \leq 1$ В для діода);

m_v – число напівпровідникових приладів в схемі (для трифазної мостової – шість).

$$P_{DV} = 6 \cdot 0,577 \cdot 1 \cdot \frac{73,9}{1,4} = 182,7 \text{ Вт.}$$

Максимальний допустимий опір охолоджувач-довкілля для випрямляча:

$$R_{th(f-a)2} \leq \frac{T_c - T_a}{P_{DV}} - R_{th(c-f)}, \quad (2.19)$$

де $R_{th(c-f)}$ – термічний перехідний опір корпус-поверхня теплопровідної пластини модуля, °С/Вт.

$$R_{th(f-a)2} \leq \frac{100 - 80}{182,7} - 0,13 = 0,14 \text{ °С/Вт.}$$

Температура кристалу:

$$T_{jDV} = T_c + \frac{P_{DV}}{n_D} R_{th(c-f)DV}, \quad (2.20)$$

де n_D – кількість напівпровідникових приладів у модулі – 6;

$R_{th(c-f)DV}$ – термічний перехідний опір корпус-кристал одного напівпровідникового приладу, °С/Вт.

Необхідне виконання умови: $T_{jDV} < 140 \text{ °С.}$

$$T_{jDV} = 100 + \frac{182.7}{6} \cdot 0,35 = 110,6 < 140 \text{ }^{\circ}\text{C}.$$

2.5 Розрахунок демпфера

Оскільки IGBT-транзистори працюють у режимі високошвидкісної комутації, під час перемикання відбувається швидка зміна напруги, особливо в момент закривання транзистора. За таких умов можливе виникнення перенапруги, величина якої може досягати критичних значень і спричинити пошкодження колекторного або затворного переходу. Для обмеження пікових значень напруги та забезпечення надійної роботи силового ключа в схемі передбачають демпфувальне коло, яке зменшує комутаційні перенапруги та запобігає аварійним режимам роботи IGBT-транзистора.

Вибираємо наступну схему демпфера (рис. 2.5), що характеризується наступними особливостями:

- мала кількість елементів;
- низькі втрати потужності;
- підходить для конденсаторів середньої і малої ємності.

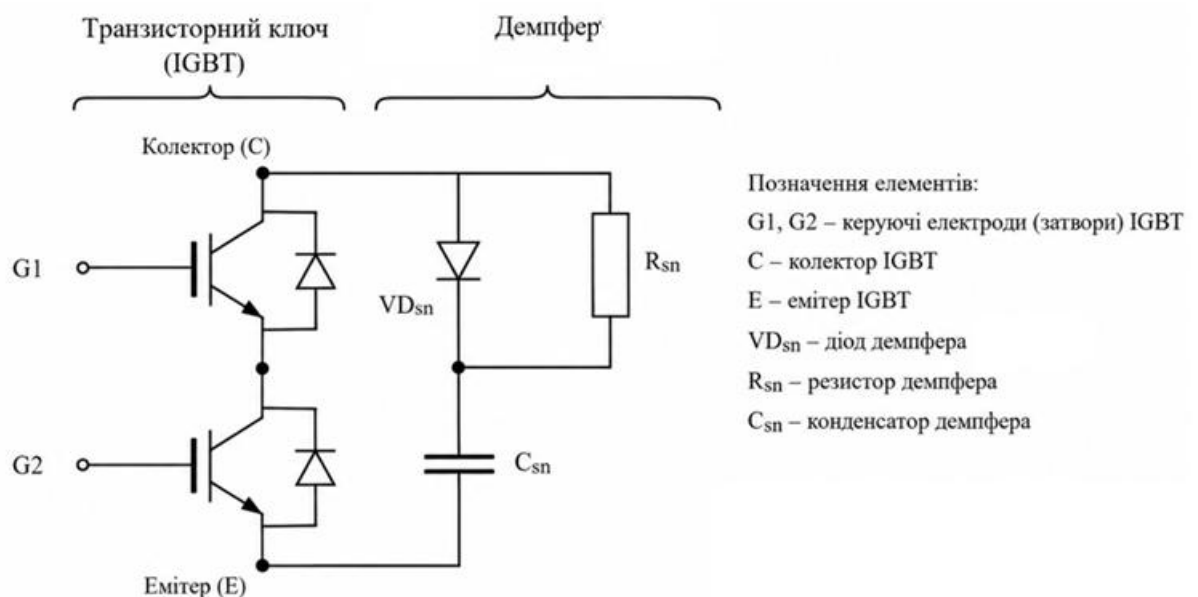


Рисунок 2.5 – Схема демпфера

Ємність конденсатора демпфувального кола визначається з урахуванням

допустимого значення другого кидка напруги $\Delta U'$, величина якого не повинна перевищувати 25 В. Вибір ємності здійснюється таким чином, щоб забезпечити ефективне обмеження комутаційних перенапруг і стабільну роботу силового ключа. Розрахунковий вираз для визначення ємності конденсатора має вигляд:

$$C \approx L_1 (I_C / \Delta U')^2, \quad (2.21)$$

де L_1 – індуктивність проводів між електролітичним конденсатором та IGBT-модулем (значення L_1 має бути 50 нГн або менше);

$I_C = I_{C_{\max}} = 88,8$ А – струм відключення.

$$C \approx 50 \cdot 10^{-9} (88,8 / 25)^2 = 0,63 \text{ мкФ}.$$

Для демпфувального кола обрано конденсатор типу К78-2 ємністю 1,5 мкФ, який характеризується високою стабільністю параметрів на підвищених частотах, малою власною індуктивністю, здатністю працювати при значних імпульсних струмах та низьким значенням тангенса кута діелектричних втрат. Зазначені характеристики забезпечують ефективне пригнічення комутаційних перенапруг і підвищують надійність роботи силового перетворювача.

1. Вибір опору демпфувального резистора здійснюється виходячи з умови забезпечення мінімального рівня коливань струму колектора під час увімкнення IGBT-транзистора. Для цього використовується відповідний розрахунковий вираз:

$$R \geq 2 \sqrt{\frac{L_{sn}}{C}} = 2 \sqrt{\frac{10 \cdot 10^{-9}}{1,5 \cdot 10^{-6}}} = 0,170,63 \text{ Ом}, \quad (2.22)$$

де L_{sn} – індуктивність кіл демпфера, Гн (10 нГн або менше);

C – ємність демпфера, Ф.

2. Необхідна потужність резистора демпфера:

$$P = 0,5 \cdot C \cdot \Delta U^2 \cdot f_{sw}, \quad (2.23)$$

де ΔU – перенапруга, що не повинна перевищувати 60 В.

$$P = 0,5 \cdot 1,5 \cdot 10^{-6} \cdot 60^2 \cdot 10^4 = 25,7 \text{ Вт.}$$

Вибираємо для демпфера резистор ЛФ10 з номінальним опором при $t = 20^\circ\text{C}$ $R = 0,2$ Ом та тривалим допустимим струмом $I_{\text{дон}} = 140$ А.

3. Справжня потужність резистора демпфера:

$$P = I_{\text{дон}}^2 \cdot R = 140^2 \cdot 0,2 = 3920 \text{ Вт.}$$

4. Струм, що протікає через діод демпфера, імпульсний. Він майже дорівнює струму відключення колектора $I_{\text{смах}}$ та триває до 1 мкс.

Відношення максимуму струму через демпфер до середнього (20–50):1, діод повинен бути високочастотним з часом відновлення замикаючих властивостей $t_{rr} = 0,3$ мкс і менше.

Вибираємо швидко відновлювальний діод типу ВЧ-160.

РОЗДІЛ 3

МОДЕЛЮВАННЯ ПЕРЕТВОРЮВАЧА ЧАСТОТИ НА IGBT ТРАНЗИСТОРАХ

Комп'ютерне моделювання фізичних явищ, систем та пристроїв є найбільш зручним та ефективним способом дослідження проєктованих пристроїв та систем. Порівняно з реальними лабораторними стендами, віртуальні засоби мають низку істотних переваг:

- відсутність громіздкої контрольно-вимірювальної апаратури і макетів досліджуваних схем;
- мала похибка вимірювання;
- час, що витрачається на комп'ютерне моделювання, набагато менший за час, що витрачається на виготовлення макета і виконання його експериментального дослідження.

Спеціально на вирішення завдань проєктування електронних блоків нині розроблено значну кількість прикладних комп'ютерних пакетів. Одним із найпотужніших сучасних програмних засобів для математичного моделювання, чисельного аналізу та обробки даних є середовище MATLAB. Воно поєднує високорівневу мову програмування з інтерактивними інструментами для виконання складних обчислень, аналізу результатів та їх графічного відображення. Використання MATLAB дає змогу ефективно розробляти математичні моделі, створювати алгоритми розв'язання інженерних задач, проводити дослідження даних і реалізовувати програмні застосунки для різноманітних наукових та технічних проєктів [6].

Система MATLAB була створена фахівцями MathWorks як мова програмування високого рівня для технічних обчислень.

Основне вікно програмною середи MATLAB показано на рисунку 3.1.

У лівій частині екрана можна спостерігати вікна різних браузерів компонентів системи (з їх папками), призначених для оперативного контролю за системою:

- Workspace – спеціальний браузер для перегляду ресурсів робочої

області пам'яті. Він дає наочну візуалізацію вмісту робочої області: оцінку розміру об'єктів (геометричних фігур, кольорові зображення тощо), можливість редагування змісту об'єктів, а також можливість видалення тих чи інших об'єктів;

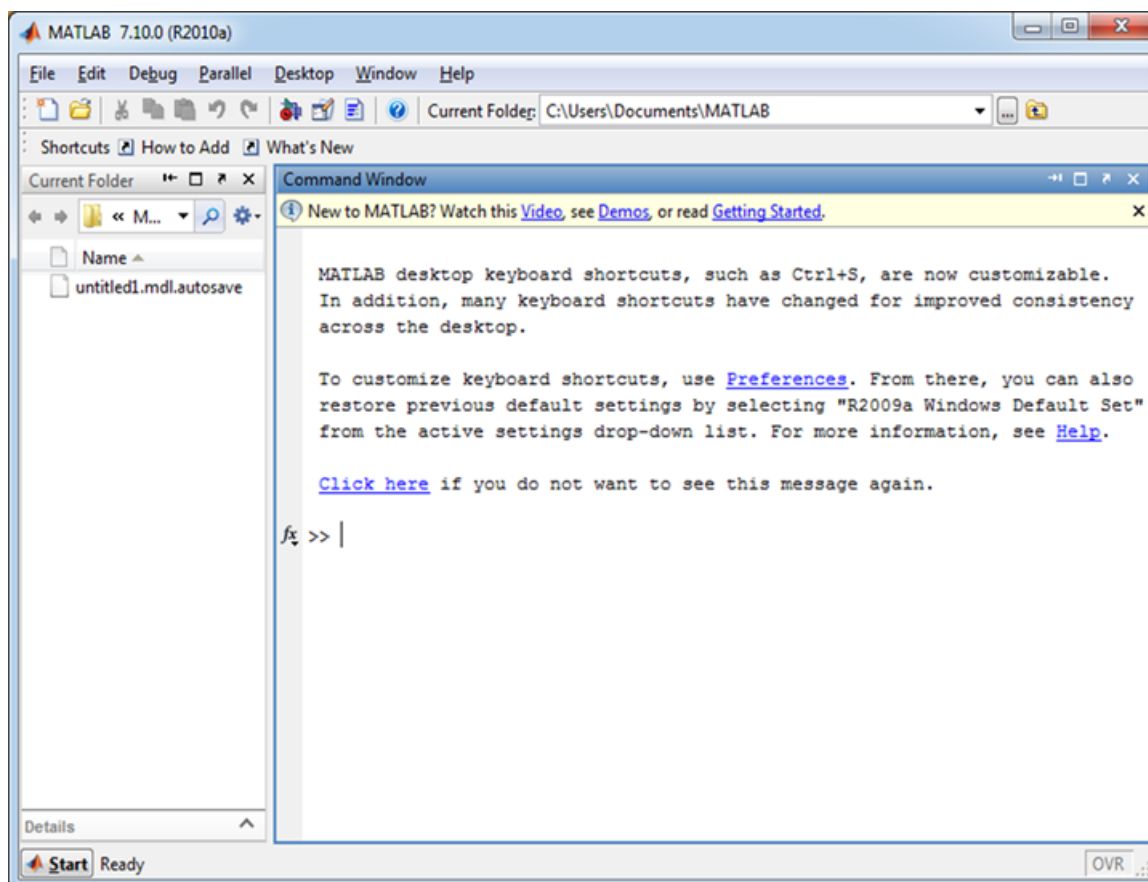


Рисунок 3.1 – Вікно програми MATLAB

- Command History – браузер, що показує історії сесії операцій завдання;
- Current Directory – браузер файлової системи.

У цьому вікні розміщено список папок і файлів поточної директорії та дані про їх тип та дату останньої модифікації.

MATLAB постачається разом із програмним пакетом Simulink, який призначений для математичного та імітаційного моделювання лінійних і нелінійних динамічних систем. У цьому середовищі об'єкти та процеси подаються у вигляді функціональних блок-схем, що формують так звану S-модель або просто модель системи.

До складу моделі можуть входити різноманітні джерела сигналів, віртуальні вимірювальні прилади, засоби візуалізації, анімації та обробки

результатів моделювання. Simulink підтримує різні режими дослідження систем, зокрема моделювання в часовій та частотній областях, а також покрокове відстеження процесів і параметрів моделі.

Simulink являє собою графічне середовище імітаційного моделювання, яке дозволяє будувати математичні моделі у вигляді блок-діаграм, представлених спрямованими графами. За його допомогою можна створювати та досліджувати дискретні, неперервні, гібридні, нелінійні й розривні системи різного рівня складності, що робить цей інструмент одним із найпоширеніших засобів комп'ютерного моделювання в інженерній практиці [6].

Запуск пакету Simulink відбувається відповідною кнопкою з панелі інструментів основного вікна системи MATLAB (рис. 3.2). Після запуску всі дії виконуються в середовищі MATLAB/Simulink, тобто робота з Simulink здійснюється на фоні відкритого вікна системи MATLAB, в якому можна спостерігати за операціями, що виконуються.

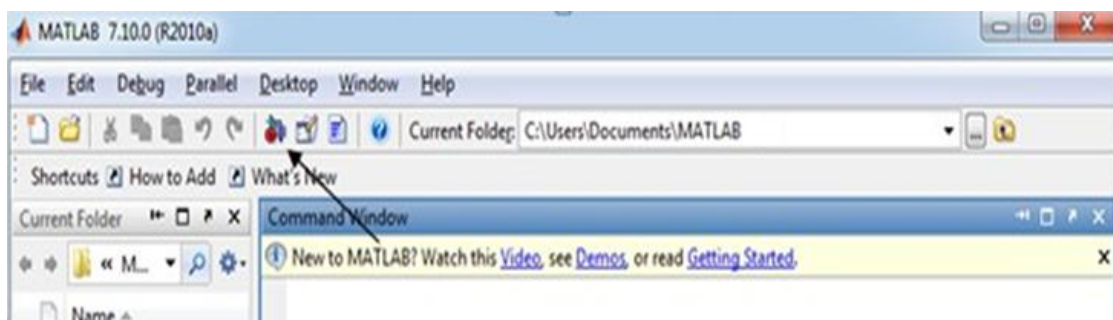


Рисунок 3.2 – Панель інструментів MATLAB для побудови функціональної блок-схеми пристроїв

Simulink має велику бібліотеку різноманітних блочних компонент у відкритому доступі (браузер бібліотек), а також зручний редактор блок-схем. Хоча більш складніші блоки віртуальних пристроїв потребують ліцензійної версії – в MATLAB онлайн наявні всі базові компоненти необхідні для моделювання транзисторного перетворювача частоти та дослідження його роботи.

Вікно браузера бібліотек показано на рисунку 3.3. У браузер бібліотек пакету Simulink входить велика кількість бібліотек блоків, тому виділимо деякі

з них:

1. Simulink – основна бібліотека блоків. Вона містить бібліотеку джерел сигналів та впливів, реєструючих пристроїв, лінійних компонентів, дискретних компонентів, математичних компонентів, сполучних компонентів, математичних операцій та ін;

Використовуючи палітри компонентів (набори), користувач за допомогою миші переносить потрібні блоки з палітр на робочий стіл Simulink і з'єднує лініями входи та виходи блоків. Таким чином, створюється блок схема системи або пристрою, тобто S-модель.

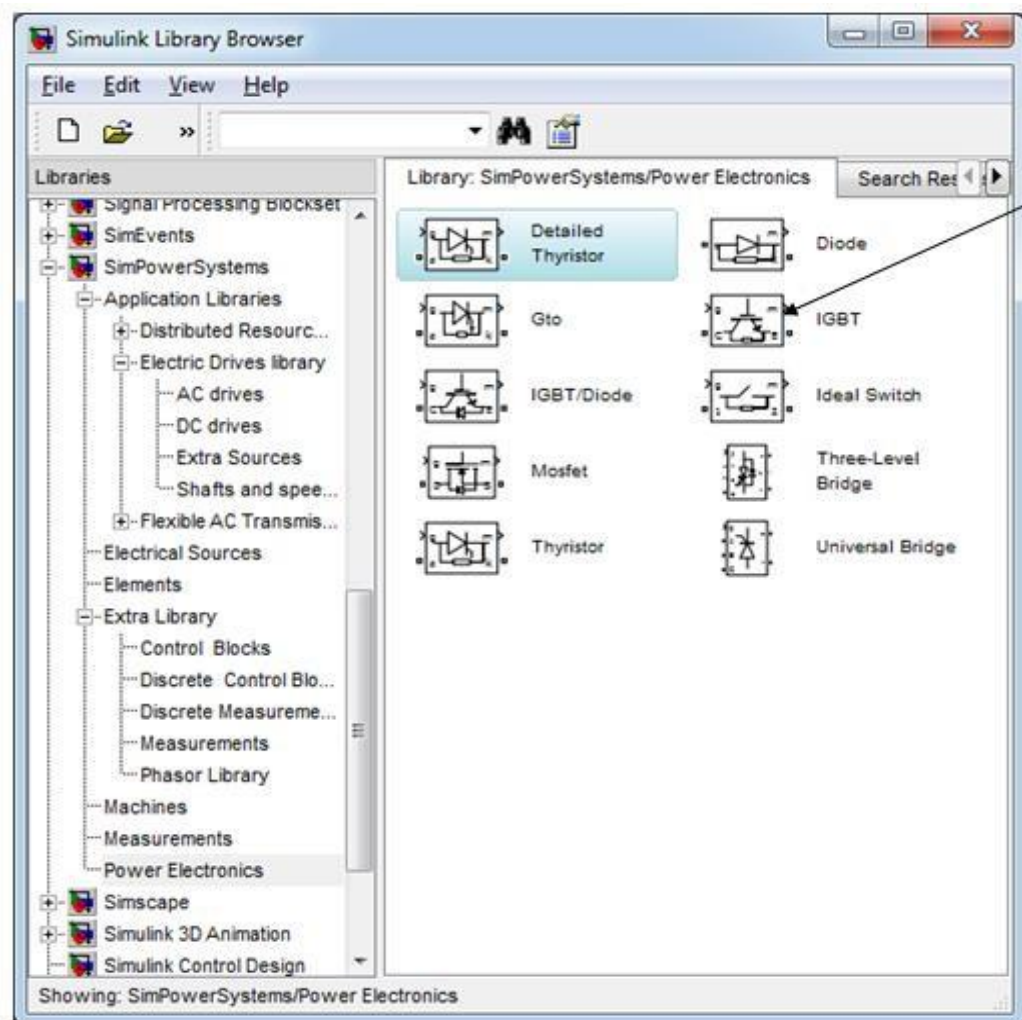


Рисунок 3.3 – Вікно браузера бібліотек Simulink

Simulink значно спрощує та автоматизує один із найскладніших етапів математичного моделювання – формування та розв’язання систем алгебраїчних і диференціальних рівнянь, які описують поведінку досліджуваної системи. На

основі створеної користувачем функціональної блок-схеми (S-моделі) програмне середовище самостійно виконує необхідні обчислення та забезпечує наочне відображення результатів роботи віртуального об'єкта. Важливою перевагою Simulink є розвинуті засоби візуалізації процесів моделювання, які дозволяють у реальному часі спостерігати за зміною параметрів і поведінкою системи. Завдяки високому рівню наочності користувач може детально аналізувати функціонування створеної моделі, що створює враження роботи реального технічного пристрою та значно полегшує процес його дослідження і налагодження. Більше того, Simulink практично миттєво змінює математичний опис моделі у міру додавання до неї нових блоків, навіть у тому випадку, коли цей процес супроводжується зміною порядку системи рівнянь та веде до суттєвої якісної зміни поведінки системи.

Таким чином, додаток Simulink є свого роду «віртуальною лабораторією», що дозволяє збирати і досліджувати роботу багатьох видів електричних кіл, електричних машин і пристроїв електроприводу, схем силової електроніки.

2. Бібліотека блоків SimPowerSystems є однією з безлічі додаткових бібліотек Simulink, яка орієнтована на моделювання конкретних пристроїв. Бібліотека SimPowerSystems призначена для імітаційного моделювання електротехнічних і електроенергетичних систем та містить широкий набір функціональних блоків для створення моделей різноманітного електротехнічного обладнання. До її складу входять моделі пасивних і активних електричних компонентів, джерел живлення, електричних машин, трансформаторів, напівпровідникових приладів (транзисторів, тиристорів, діодів), ліній електропередач та інших елементів електротехнічних систем. Поєднання можливостей SimPowerSystems і Simulink дозволяє не лише досліджувати роботу пристроїв у часовій області, але й виконувати різноманітні види аналізу їхніх характеристик та режимів функціонування.

Однією з основних переваг SimPowerSystems є можливість моделювання складних електротехнічних комплексів шляхом поєднання методів структурного та імітаційного моделювання. Наприклад, силова частина напівпровідникового перетворювача може бути реалізована за допомогою

спеціалізованих блоків SimPowerSystems, тоді як система керування створюється із використанням стандартних блоків Simulink, які відображають алгоритм її роботи без необхідності деталізації електричної схеми. Такий підхід, порівняно з традиційними пакетами схемотехнічного моделювання, дозволяє суттєво спростити структуру моделі, підвищити її ефективність та скоротити час виконання обчислень.

Крім того, моделі, побудовані на основі SimPowerSystems, можуть інтегруватися з іншими бібліотеками Simulink і використовувати вбудовані функції MATLAB, що значно розширює можливості аналізу та дослідження електротехнічних процесів.

Бібліотека SimPowerSystems складається з кількох основних функціональних розділів:

- Electrical Sources – джерела електричної енергії;
- Connectors – елементи з'єднання та комутації;
- Measurements – засоби вимірювання та контролю параметрів;
- Elements – базові електротехнічні компоненти;
- Power Electronics – пристрої силової електроніки;
- Machines – моделі електричних машин;
- Powerlib Extras – додаткові елементи та спеціалізовані електротехнічні пристрої.

Завдяки такій структурі бібліотека забезпечує комплексне середовище для дослідження, проектування та аналізу сучасних електротехнічних і електромеханічних систем різного рівня складності.

3.1 Імітаційна модель трифазного перетворювача частоти на IGBT транзисторах

Параметри моделі:

- напруга живлення перетворювача $U = 540$ В;
- інвертор (Universal Bridge) – трифазний міст на IGBT транзисторах;
- частота модулюючої напруги – 20 кГц;

- коефіцієнт амплітудної модуляції $m = 0,9$;
- параметри індуктивно-активного навантаження – $L = 0,1$ Гн, $R = 10$ Ом;
- час моделювання – $0,5$ с;
- крок моделювання – $0,1$ мс.

Вимірювальна частина моделі перетворювача має 5 блоків (рисунок 3.4). Блок Multimeter вимірює миттєві значення струму та напруги навантаження, струму в колі живлення та струму в напівпровідниковому ключі інвертора. Блок Powergui служить для спектрального аналізу миттєвого струму та напруги навантаження, зафіксованих блоком Scope. Блок To Workspace використовується для запису в робочий простір MATLAB величин, виміряних блоком Subsystem. Зміст блоку Subsystem представлено на рисунку 3.5.

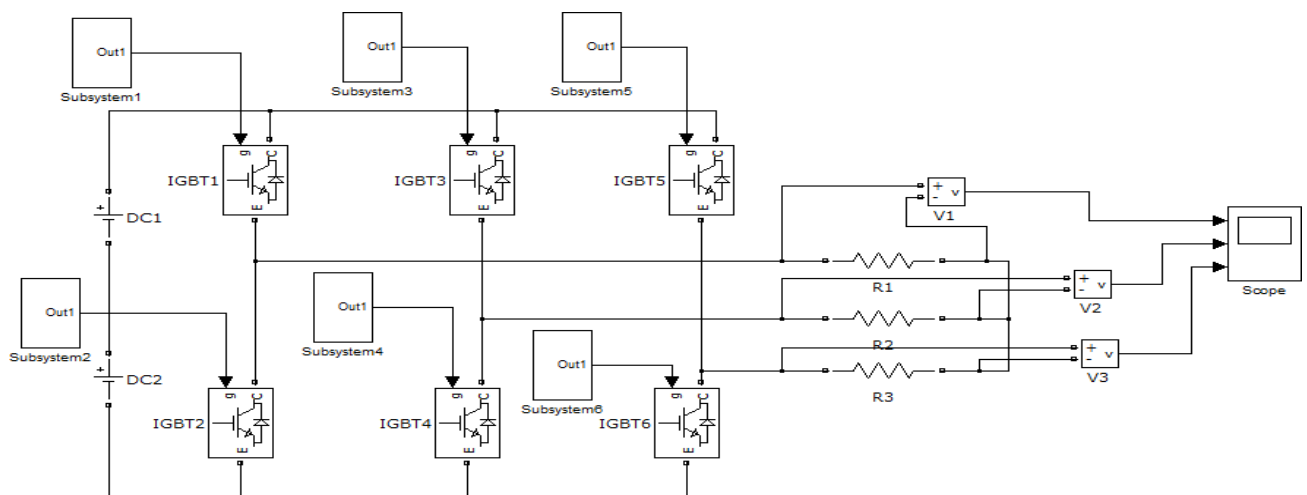


Рисунок 3.4 – Модель трифазного перетворювача на IGBT транзисторах з ШІМ

У даному блоці здійснюється послідовне визначення основних електричних параметрів системи, зокрема:

- амплітудного значення першої гармоніки струму навантаження;
- фазового зсуву першої гармоніки струму навантаження;
- амплітуди першої гармоніки напруги на навантаженні;
- середнього значення струму, що споживається інвертором від джерела живлення;
- середнього та діючого значень струму, який протікає через напівпровідниковий ключ інвертора;

– миттєвих значень струму та напруги навантаження.

Отримані параметри використовуються для аналізу режимів роботи інвертора, оцінювання енергетичних показників та дослідження електромагнітних процесів у системі [7].

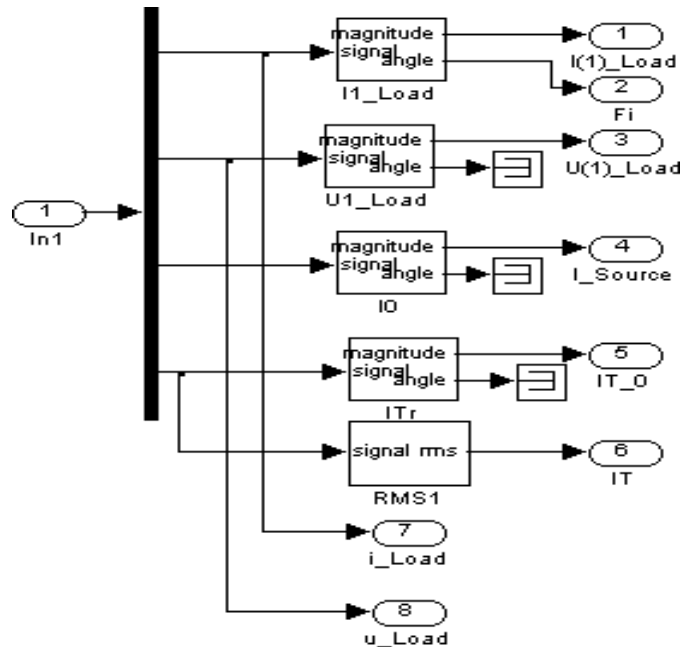


Рисунок 3.5 – Вимірювальна частина моделі

Для побудови основних характеристик використаємо код програми (рис. 3.6).

```

I1Load=Out(:,1);
Fi=Out(:,2);
U1Load=Out(:,3);
ISource=Out(:,4);
IT0=Out(:,5);
IT=Out(:,6);
S11=(1.73*U1Load.*I1Load)/2;
P11=S11.*cos(Fi*pi/180);
Q11=S11.*sin(-Fi*pi/180);
subplot(3,1,1);
plot(I1Load,U1Load);
grid on;
ylabel('U Load (V)');
subplot(3,1,2);
plot(I1Load,ISource,I1Load,IT0,I1Load,IT);
grid on;
xlabel('I Source,IT0,IT (A)');
subplot(3,1,3);
plot(I1Load,S11,I1Load,P11);
grid on;
xlabel('Load current (A)');
ylabel('S1 (VA), P1 (W)');

```

Рисунок 3.6 – Програма побудови характеристик перетворювача

Основні результати моделювання трифазного перетворювача частоти на транзисторах показані на рисунках 3.7–3.9.

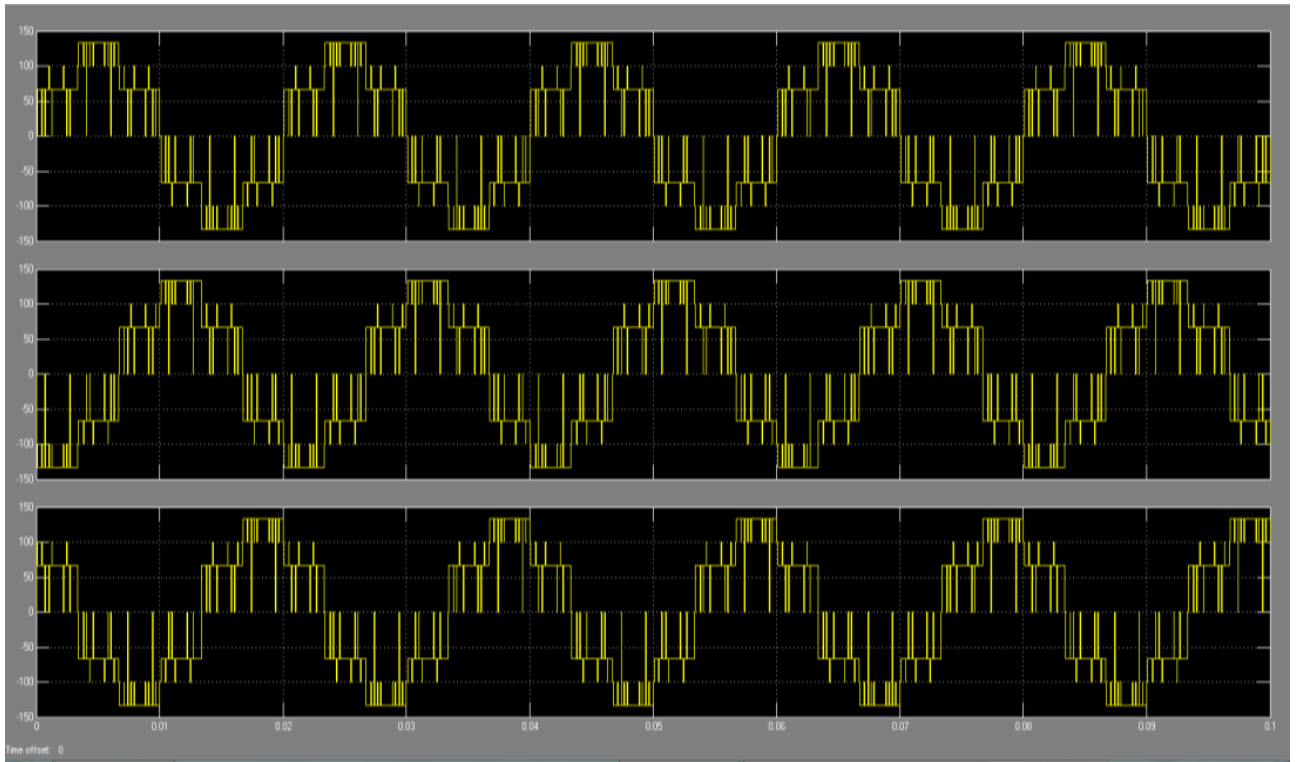


Рисунок 3.7 – Результати моделювання трифазного перетворювача частоти без виведення нуля при активному навантаженні

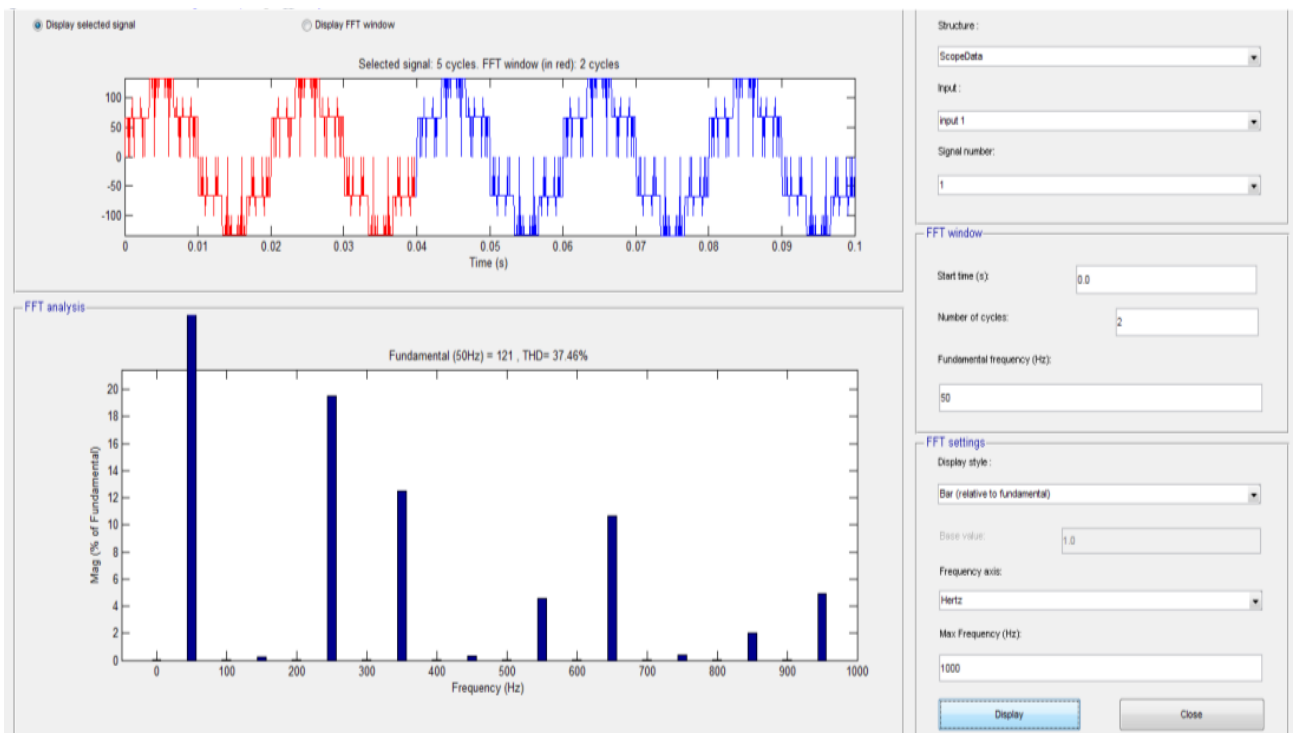


Рисунок 3.8 – Гармонічний склад вихідної напруги трифазного перетворювача

Sampling time = 5e-005 s			
Samples per cycle = 400			
DC component = 1.485e-007			
Fundamental = 121 peak (85.54 rms)			
Total Harmonic Distortion (THD) = 37.46%			
Maximum harmonic frequency used for THD calculation = 9950.00 Hz (199th harmonic)			
0 Hz (DC) :	0.00%	90.0°	
25 Hz :	0.00%	0.0°	
50 Hz (Fnd) :	100.00%	0.0°	
75 Hz :	0.00%	0.0°	
100 Hz (h2) :	0.00%	247.0°	
125 Hz :	0.00%	0.0°	
150 Hz (h3) :	0.28%	111.6°	
175 Hz :	0.00%	0.0°	
200 Hz (h4) :	0.00%	0.0°	
225 Hz :	0.00%	0.0°	
250 Hz (h5) :	19.51%	0.0°	
275 Hz :	0.00%	0.0°	
300 Hz (h6) :	0.00%	258.1°	
325 Hz :	0.00%	0.0°	
350 Hz (h7) :	12.49%	0.0°	
375 Hz :	0.00%	0.0°	
400 Hz (h8) :	0.00%	0.0°	
425 Hz :	0.00%	0.0°	
450 Hz (h9) :	0.32%	149.2°	
475 Hz :	0.00%	0.0°	
500 Hz (h10) :	0.00%	0.0°	
525 Hz :	0.00%	0.0°	
550 Hz (h11) :	4.55%	2.8°	
575 Hz :	0.00%	0.0°	
600 Hz (h12) :	0.00%	82.7°	
625 Hz :	0.00%	0.0°	
650 Hz (h13) :	10.67%	0.0°	
675 Hz :	0.00%	0.0°	
700 Hz (h14) :	0.00%	238.5°	
725 Hz :	0.00%	0.0°	
750 Hz (h15) :	0.37%	178.4°	
775 Hz :	0.00%	0.0°	
800 Hz (h16) :	0.00%	0.0°	
825 Hz :	0.00%	0.0°	
850 Hz (h17) :	1.99%	16.8°	
875 Hz :	0.00%	0.0°	
900 Hz (h18) :	0.00%	250.9°	
925 Hz :	0.00%	0.0°	
950 Hz (h19) :	4.95%	0.0°	
975 Hz :	0.00%	0.0°	

Рисунок 3.9 – Гармонічний склад вихідної напруги трифазного перетворювача частот

3.2 Моделювання керованого випрямляча

У цьому розділі розглядається модельне дослідження неререверсивного трифазного керованого випрямляча, що виконує функцію регульованого джерела живлення.

Схема моделювання трифазного випрямляча (рис. 3.10) містить трифазне джерело живлення (V_a , V_b , V_c), трифазний міст трифазний джерело живлення (V_a , V_b , V_c), трифазний блок Thyristor Converter, блок керування 6-Pulse Generator, LC-фільтр та навантаження R_n , блоки задання кута керування α та вимірювання лінійних напруг V_{ab} , V_{bc} , V_{ca} . Блоки, призначені для вимірювань та представлення результатів вимірювань та розрахунку, показані темним фоном.

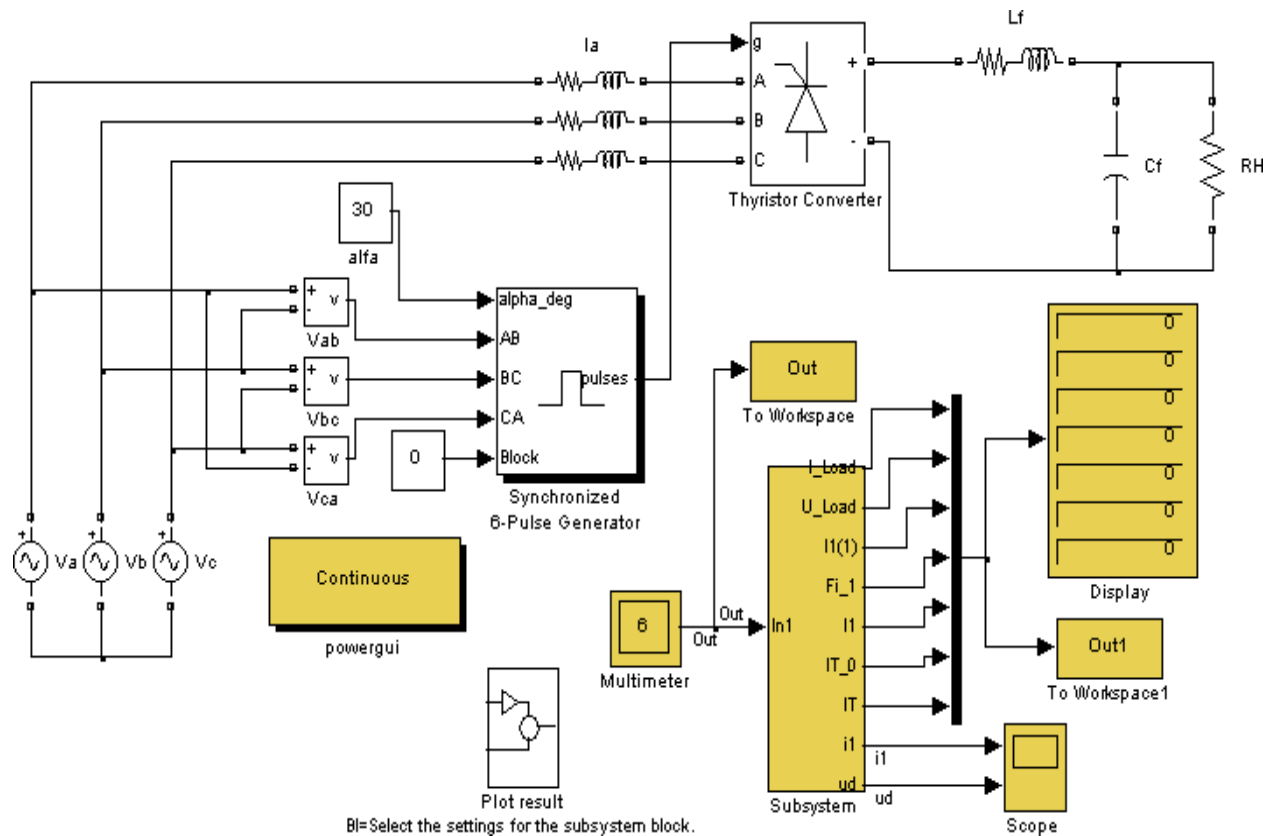


Рисунок 3.10 – Схема моделювання трифазного випрямляча

Вимірювання електричних параметрів навантаження, джерела живлення та силових елементів схеми виконується за допомогою блоку Multimeter, який забезпечує збір та обробку необхідних даних для подальшого аналізу роботи перетворювача.

Для визначення постійних складових використовуються спеціалізовані блоки Fourier I0 та Fourier U0, які забезпечують вимірювання відповідно постійної складової струму навантаження та постійної складової напруги на навантаженні.

Аналіз параметрів змінного струму виконується за допомогою блоку Fourier I1, який дозволяє визначати амплітуду та фазовий кут першої гармоніки струму живлення. Для обчислення діючого значення струму застосовується блок RMS I1.

Контроль режимів роботи тиристорів здійснюється за допомогою блоків RMS T та Fourier T0, які забезпечують визначення відповідно діючого та середнього значень струму, що протікає через тиристор.

Налаштування режимів функціонування випрямляча виконується у вікні

параметрів блоку Thyristor Converter, що реалізує модель трифазного керованого випрямляча.

Для візуального контролю електромагнітних процесів у схемі використовується блок Scope, який забезпечує відображення осцилограм миттєвих значень струму живлення та напруги на навантаженні в режимі реального часу. Це дозволяє детально аналізувати перехідні процеси та оцінювати якість роботи досліджуваної системи.

Миттєві значення струмів живлення і навантаження, а також напруг на виході та навантаженні можна спостерігати при подвійному натисканні мишкою на блоці Plot result.

Блок Powergui призначений для спектрального аналізу струмів та напруг у схемі.

Цифровий відлік вимірюваних значень здійснюється дисплеєм (Display).

За результатам моделювання будуються основні характеристики:

– зовнішня (навантажувальна) характеристика керованого випрямляча

$$U_H = f(I_H)U;$$

– електромагнітні характеристики керованого випрямляча $I_1(I)$, I_{T0} ,

$$I_T = f(I_H);$$

– енергетичні характеристики керованого випрямляча $S_1(1)$, $P_1(1)$,

$$P_T = f(I_H).$$

Важливим аспектом для дослідження пристроїв силової електроніки є спектральний аналіз електромагнітних процесів. Це зумовлено тим, що будь-яке перетворення електричної енергії пов'язане з спотворенням форми струмів і напруг. Основні властивості силового перетворювача істотно залежить від цих спотворень. Кількісно ці спотворення можна оцінити при розкладанні несинусоїдних струмів і напруг у ряд Фур'є, тобто при реалізації спектрального аналізу. Для цього необхідно вивести у робочу область MATLAB потрібні сигнали за допомогою блоку Scope або Т про Workspace та використовувати блок Powergui.

У моделі в робочу область виводиться струм живлення за допомогою блоку Scope. Для дослідження спектрального складу струму живлення

необхідно на панелі інструментів блоку Scope вибрати іконку Parameters (параметри) і в наступному вікні параметрів на вкладці Data history встановити прапорець у Save data to workspace, а у списку Format – встановити Structure with time. У вікно Variable name ввести назву змінної, під якою досліджувані процеси запишуться у робочому просторі [8].

Аналіз спектрального складу реалізується за допомогою блоку Powergui. При натисканні на вкладку FFT Analysis відкривається вікно проведення спектрального аналізу. У правій частині вікна знаходяться поля, за допомогою яких можна переглянути досліджувальний сигнал і здійснити його спектральний аналіз.

У верхньому полі вибирається змінна, ім'я якої за допомогою блоку Scope занесено в робочий простір. У поле Input з списку, що відкривається, вибирається конкретний аналізований сигнал (на рисунку 3.11 – це струм в колі живлення випрямляча). Наступні три поля дозволяють задати ділянку аналізованого сигналу, який повинен відповідати режиму роботи схеми, що квазі встановився, і переглянути цю ділянку у верхньому лівому полі вікна.

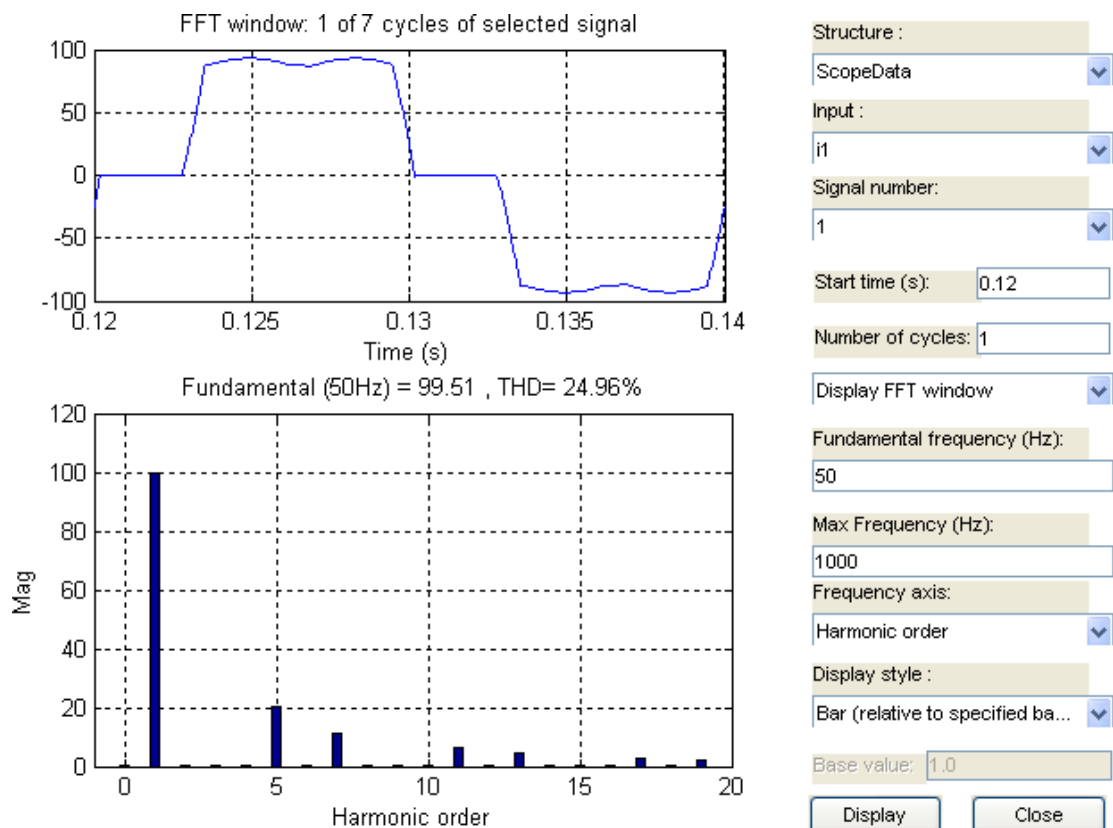


Рисунок 3.11 – Гармонічний склад трифазного керованого випрямляча

У поле Fundamental frequency (Hz) задається основна частота досліджуваного сигналу. У цьому випадку вона дорівнює частоті джерела живлення.

В поле Max frequency (Hz) задається максимальна частота спектра. Вибір цієї частоти визначається завданнями аналізу. Поле Frequency axis дозволяє по осі абсцис відкласти частоту або номер гармоніки. У списку, що розкривається поля Display style можна вибрати спосіб уявлення спектру в лівому нижньому полі вікна. Цей спектр може бути представлений графічно або в табличному цифровому вигляді [7].

У полі Base value задається масштаб по осі ординат. У верхній частині поля зі спектральним розкладанням висвічується амплітуда основний гармоніки та коефіцієнт гармонік (THD – Total Harmonic Distorsion) досліджуваного сигналу.

Модельовані результати показують наявність в напрузі навантаження вищих гармонік, що можуть погіршувати характеристики двигунів. Проте пропонується перетворювач використовується для нагрівальних тенів – це не так критично.

ВИСНОВКИ

1. У результаті проведеного аналізу встановлено, що транзисторні перетворювачі частоти є ефективними джерелами живлення систем індукційного нагрівання завдяки високому коефіцієнту корисної дії, широкому діапазону регулювання частоти, а застосування IGBT та MOSFET транзисторів забезпечує підвищення ефективності перетворення енергії та стабільності їх роботи.

2. Проведений порівняльний аналіз трирівневих і багаторівневих інверторів показав, що використання широтно-імпульсної модуляції дозволяє зменшити коефіцієнт гармонічних спотворень та покращити якість вихідної напруги. Для систем індукційного нагрівання середньої потужності доцільним є використання IGBT-транзисторів, які характеризуються високою допустимою напругою та прийнятними втратами у високочастотних режимах роботи.

3. Виконано розрахунок транзисторного перетворювача частоти для індукційного нагрівання потужністю 10 кВт, визначено параметри силових елементів та проведено аналіз енергетичних характеристик інвертора. Застосування трифазного транзисторного інвертора дозволяє забезпечити формування високочастотної напруги з необхідними параметрами для ефективного індукційного нагрівання. Вибрані силові компоненти забезпечують надійну роботу перетворювача при заданих струмах і напругах.

4. У результаті моделювання транзисторного перетворювача частоти на IGBT-транзисторах у середовищі MATLAB/Simulink досліджено режими роботи інвертора та керованого випрямляча. Аналіз результатів моделювання показав, що використання широтно-імпульсної модуляції забезпечує формування стабільної високочастотної вихідної напруги та зниження рівня гармонічних спотворень.

5. Проведено аналіз небезпечних та шкідливих виробничих факторів, що виникають під час експлуатації транзисторного перетворювача частоти. Розроблено комплекс організаційних і технічних заходів щодо забезпечення безпечної експлуатації обладнання.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Herasymenko P. Combined PS-PDM control method for voltage-source series-resonant inverter. *Przeglad Elektrotechniczny*. 2021. Vol. 97. No. 5. P. 40–45.
2. Herasymenko P. Inexpensive, high-performance STM32-based software PLL for series-resonant inverters. *Przeglad Elektrotechniczny*. 2022. Vol. 98. No. 8. P. 132–138.
3. Herasymenko P. Software implementation of pulse-density modulation control for H-bridge series-resonant converters. *Przeglad Elektrotechniczny*. 2023. Vol. 99. No. 8. P. 116–119.
4. IGBT NPN 600B 200A 2-каналу Mitsubishi CM200DY-12NF Module. URL: <https://allchips.prom.ua/ua/p140938150-igbt-npn-600v.html> (дата звернення: 10.03.2026 р.).
5. Kumar P., Verma A. Soft Switching Techniques for High Frequency Power Converters: A Review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*. 2022. Vol. 158.
6. MATLAB Online. URL: <https://www.mathworks.com/products/matlab-online/matlab-online-versions.html> (дата звернення: 14.04.2026 р.).
7. MATLAB and Simulink Based Books. URL: https://www.mathworks.com/academia/books.html?s_tid=nav_learn_books (дата звернення: 20.04.2026 р.).
8. Patel R., Mehta S. Electromagnetic Compatibility Improvement in High-Frequency Power Electronic Systems. *IEEE Access*. 2024. Vol. 12. P. 55210–55224.
9. PM150DSA120 Datasheet. Mitsubishi Electric Semiconductor. URL: <https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/2022/mitsubishi/PM150DSA120.html> (дата звернення: 02.03.2026 р.).
10. Singh B., Sharma U. Design and Performance Analysis of IGBT Based High Frequency Inverter for Induction Heating. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems*. 2021. Vol. 12. No. 3. P. 1450-1458.
11. Tseng T. Y., Chen H. C., Chiu H. W. Monolithic CMOS Microwave Heater with Programmable Thermostat Function for Thermotherapy // *IEEE Transactions on Circuits and Systems II*. 2021. Vol. 68. No. 1. P. 196-200.
12. Wang K., Lin H., Zhu Z. High-Frequency Resonant Converter for

Induction Heating Applications. IEEE Access. 2021. Vol. 9. P. 112345–112356.

13. Zhao C., Li Y., Chen Z. Thermal Analysis of High-Power IGBT Modules in Frequency Converters. Microelectronics Reliability. 2023. Vol. 145.

14. Юрченко О. М., Гурін В. К., Герасименко Ю. О. Транзисторний перетворювач із узгодженням імпедансу навантаження індукційного нагрівального обладнання з дво/тричастотним вихідним струмом. Технічна електродинаміка. 2024. №6. С. 15–24.