

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

Запорізький національний технічний університет

МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ

до лабораторних робіт

з дисципліни

**“СИЛОВІ НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПРИЛАДИ”**

для студентів спеціальності 153

“Мікро- та наносистемна техніка ”

денної і заочної форм навчання

Методичні вказівки до лабораторних робіт з дисципліни  
“Силові напівпровідникові прилади” для студентів спеціальності 153  
“Мікро- та наносистемна техніка ” денної і заочної форм навчання  
/Укл.: О.В.Василенко. – Запоріжжя: ЗНТУ, 2019. – 45 с.

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

Рецензент: В.В.Погосов, проф., д-р фіз.-мат. наук

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

Затверджено  
Затверджено  
на засіданні кафедри МіНЕ  
Протокол №6  
від “ 20 “ березня 2019 р.

на засіданні МНК ФРЕТ  
Протокол №7  
від “ 21 “ березня 2019 р.

## ЗМІСТ

ВСТУП .....	4
ЛАБОРАТОРНА РОБОТА №1 «Дослідження силового діоду».....	5
1.1 Короткі теоретичні відомості .....	5
1.2 Етапи виконання роботи.....	7
1.3 Контрольні питання.....	9
ЛАБОРАТОРНА РОБОТА №2 «Дослідження тиристорів».....	10
2.1 Основні теоретичні відомості .....	10
2.2 Етапи виконання роботи.....	17
2.3 Контрольні питання.....	17
ЛАБОРАТОРНА РОБОТА №3 «Дослідження ключів на MOS FET та напівмостових ланцюгів».....	18
3.1 Короткі теоретичні відомості.....	18
3.2 Етапи виконання роботи.....	20
3.3 Контрольні питання.....	22
ЛАБОРАТОРНА РОБОТА №4 «Дослідження IGBT».....	23
4.1 Короткі теоретичні відомості.....	23
4.2 Порівняння IGBT із іншими приладами.....	25
4.3 Параметри моделей IGBT.....	29
4.4 Етапи виконання роботи.....	30
4.5 Контрольні питання.....	33
ЛАБОРАТОРНА РОБОТА №5 «Дослідження H-моста на MOSFET» .....	35
5.1 Короткі теоретичні відомості.....	35
5.2 Моделі H-моста в програмах ECAD.....	39
5.3 Етапи виконання роботи.....	41
5.4 Контрольні питання.....	42
РЕКОМЕНДОВАНА ЛІТЕРАТУРА.....	43
Додаток А Типові схеми напівмостів.....	44
Додаток Б Сторінка довідкових даних / datasheet на IGBT IPM (напівмостова схема).....	45

## ВСТУП

Послідовність лабораторних робіт з дисципліни “Силові напівпровідникові прилади” (далі – СНП) доповнює лекційний курс та призначена для отримання практичних навичок з моделювання приладів та пристроїв силової електроніки. Моделювання наразі є необхідним етапом в циклі проектування електронних пристроїв та систем.

Магістранти зі спеціальності 153 “Мікро- та наносистемна техніка ” денної і заочної форм навчання повинні мати необхідні компетенції в цій галузі, а саме:

- вміти обирати силові прилади в залежності від умов експлуатації пристроїв та режимів навантаження;
- вміти підбирати необхідне програмне забезпечення для розрахунків та аналізу отриманих схемних рішень на всіх етапах проектування та на всіх прийнятих рівнях абстракції;
- розуміти принципи взаємозв'язку систем керування, драйверів, СНП та навантаження в системах та пристроях силової електроніки;
- вміти здійснювати структурну та параметричну оптимізацію пристроїв електроніки;
- розуміти тренди розвитку СНП та концепції побудови електронних систем для прийняття оптимальних рішень та грамотного техніко-економічного аналізу при проектуванні пристроїв електроніки, зокрема, силової.

Курс лабораторних робіт складається з п'яти робіт, в яких досліджуються характеристики основних СНП: імпульсних діодів, тиристорів, польових транзисторів із ізольованих затвором (MOS FET), схем захисту (демпферів/снабберів), потужних гібридних транзисторів (IGBT), та силових інтелектуальних модулів на їхній основі (IPM).

Звіти з кожної лабораторної роботи повинні мати в собі теоретичну частину та результати моделювання із аналізом отриманих характеристик. Для успішного захисту лабораторних робіт, наприкінці кожної роботи наведений список контрольних питань.

## ЛАБОРАТОРНА РОБОТА №1 «ДОСЛІДЖЕННЯ СИЛОВОГО ДІОДУ»

**Мета роботи:** ознайомитись зі структурою та принципом дії силового діоду, промодельовати та проаналізувати характеристики діоду.

### 1.1 Короткі теоретичні відомості

Найбільш поширеними силовими приладами є діоди. Силкові діоди можна поділити на такі види: випрямні діоди (rectifier diodes), лавинні випрямні діоди (avalanche diodes), імпульсні діоди (fast recovery diodes).

Випрямні діоди призначені для перетворення змінного струму в пульсуючий. Лавинні випрямні діоди призначені для розсіювання потужності в ділянці пробою вольт-амперної характеристики під час дії імпульсу обмеженої тривалості. Імпульсні діоди мають малу тривалість перехідних процесів в імпульсних режимах, часу відновлення запірних властивостей тощо.

Зворотній або freewheeling diode (FWD) завжди використовується в режимі зворотного зміщення в ланцюзі. Freewheeling diode використовується для усунення напруги при вимиканні, тобто, коли сплеск напруги зіштовхується породжується е.р.с. самоіндукції індуктивного навантаження, при швидкій зміні струму.

Переваги використання FWD з виходом тиристорного (SCR) випрямляча:

- дозволяє збільшити напругу постійного струму для заданого кута керування через усунення негативних частин сигналу постійного струму в перетворювачі;
- дозволяє знизити сформовану напругу пульсації на стороні постійного струму перетворювача, контрольованого фазою SCR;
- сигнал на кожній фазі SCR випрямляча закінчується/обривається швидше, що дозволяє покращити якість керування перетворювачем.

У верхній частині блоку довідкової інформації (datasheet) на будь-який СНП, в тому числі і на діоди, надається інформація про виробника, вид і тип, основні параметри і характерні особливості, за якими прилад обирається для роботи в конкретному пристрої, наприклад:

- повторювана імпульсна зворотна напруга  $U_{RRM}$ ;
- середній струм у провідному стані при різних температурах корпусу  $I_{F(AV)}$ ;
- ударний неповторюваний струм у провідному стані  $I_{FSM}$  при максимальній температурі напівпровідникової структури;
- втрати потужності;
- придатність для послідовного і паралельного з'єднання.

Максимально допустимі значення (не повинні бути перевищені):

$U_{RRM}$  – максимальна повторювана імпульсна зворотна напруга синусоїдальної форми на частоті 50 Гц;

$U_{RSM}$  – неповторювана імпульсна зворотна напруга при певній температурі  $T_j$  (наприклад, від  $-60$  °C до  $+75$  °C); тривалість  $U_{RSM}$  короткочасна (десятки мкс), імпульси зумовлені грозивим розрядом, або перехідними процесами в зовнішній мережі;

$I_{RRM}$  – амплітудне значення повторюваного імпульсного зворотного струму при температурі структури ( $T_j = 175$  °C) і зворотній напрузі  $U_R = U_{RRM}$ ;

$I_{FAV}$  – максимально допустимий середній прямий струм за період при певному значенні температури корпусу приладу;

$I_{FRMS}$  – діюче значення прямого струму діода;

$I_{FSM}$  – ударний неповторюваний прямий струм, що нагріває напівпровідникову структуру до температури вище допустимої;

$\int i^2 dt$  – захисний показник: значення інтегралу від квадрату ударного струму діода за час його протікання  $t_p$ . Для захисту СНП при короткому замиканні у навантаженні, захисний показник запобіжника має бути нижче захисного показника приладу, який він захищає;

$T_j$  – температура напівпровідникової структури, визначається експериментально, або шляхом виконання розрахунків по тепловим параметрам приладу і охолоджувача, та втратам потужності в приладі.

*Електричні характеристики:*

$U_{FM}$  – імпульсна пряма напруга, найбільше миттєве значення основної напруги на діоді, зумовлене імпульсним струмом;

$U_{F0}$  – порогова пряма напруга, близька до контактної різниці потенціалів;

$r_F$  – динамічний опір у відкритому стані;

$Q_{rr}$  – заряд зворотного відновлення, витікає при перемиканні із заданого струму  $I_F$  на задану зворотну напругу  $U_R$ .

*Теплові параметри:*

$R_{th}$  (тепловий опір) – відношення різниці між температурою структури і зовнішньою температурою, до розсіюваної потужності;

$P$  – втрати потужності в приладі у встановленому режимі;

$R_{thJC}$  – тепловий опір структура – корпус. Тепловий опір діоду наводиться для трьох режимів: двостороннє охолодження, охолодження зі сторони анода та зі сторони катода;

$R_{thCH}$  – тепловий опір корпус – охолоджувач, який наводиться для двостороннього і одностороннього охолодження діоду.

Далі в довідкових матеріалах наводяться механічні й інші параметри (маса, сила стиснення, найбільше допустиме прискорення, з яким випробують затиснутий у контактному пристрої із зусиллям  $F$ ).

Наводяться також граничні прямі вольт-амперні характеристики (ВАХ), перехідний тепловий опір діоду в графічній і аналітичній формі, характеристики втрат потужності і підвищення температури в залежності від струму, що протікає через діод (отримані з розрахунків), залежності амплітуди ударного струму від тривалості імпульсу та їх кількості, заряду і струму зворотного відновлення від швидкості спаду струму (для розрахунку параметрів захисних РС-ланцюгів), габаритні й установлювальні розміри діоду.

Більшість з аналогічних параметрів і характеристик наводяться і для інших СНП, однак для активних приладів (діод до них не відноситься) наводяться також параметри, які характеризують блокуючу здатність при прямих напругах, та деякі дані для проектування драйверів.

## 1.2 Етапи виконання роботи

1. Зібрати схему для дослідження діоду (рис.1.1).

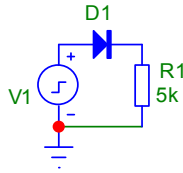


Рисунок 1.1 – Схема для дослідження діоду

2. Провести аналіз перехідних процесів та отримати статичні та динамічні характеристики.

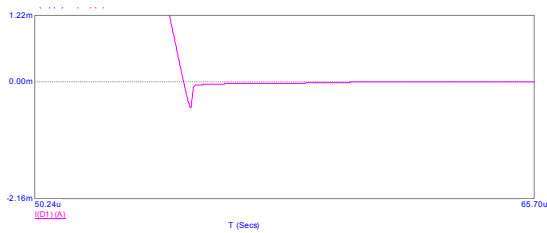


Рисунок 1.2 – Форма зворотного струму при вимиканні силового діоду

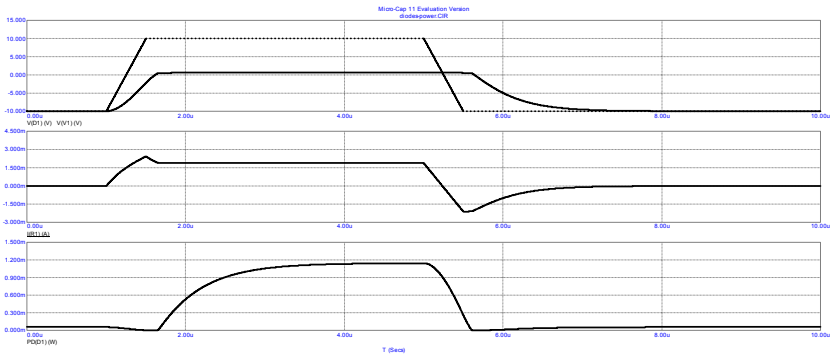


Рисунок 1.3 – Результати Transient analysis: напруги на вході та діоді (верхній графік), форма струму (середній графік), розсіявана потужність (нижній графік)

В схемі на рисунку 1.1 використовується діод 1N4937. Він керується двохполярною напругою.



На рисунку 1.2 помітний хвіст/tail струму зворотного відновлення, що виникає при переключенні діоду з провідного стану в закритий, тривалість цього процесу залежить від заряду неосновних носіїв, накопиченого в базі під час провідного стану (високий рівень інжекції є характерним для біполярних СНП), від концентрації основних носіїв в базі (технологічний показник) та від інших чинників, зумовлених як технологією так і умовами функціонування приладу. На ємнісний характер струму вказує викид струму при вмиканні діоду. Діод не вимкнеться повністю, доки на ньому є пряма напруга та через нього проходить струм.

Як бачимо з рис.1.3 (нижній графік), потужність в діоді розсіюється під час статичних режимів і в динаміці.

3. Проаналізувати отримані характеристики та порівняти із теоретичними.

### **1.3 Контрольні питання**

1. Класифікація силових діодів.
2. Відмінності імпульсних діодів.
3. Галузі використання імпульсних діодів.
4. SOS діоди.
5. Структура потужного вертикального діоду.
6. Структура довідкових даних СНП. Параметри діодів.
7. Перехідні процеси в силових діодах.
8. Статичні характеристики. Область безпечної роботи.
9. Снабберні діоди.
10. Випрямлячі на діодах.
11. Конструкції корпусів діодів.
12. Діоди в структурі MOS FET.

## ЛАБОРАТОРНА РОБОТА №2 «ДОСЛІДЖЕННЯ ТИРИСТОРІВ»

**Мета роботи:** ознайомитись зі структурою та принципом дії тиристорів, промодельувати роботу тиристора SCR та дослідити характеристики приладу.

### 2.1 Основні теоретичні відомості

Тиристор – це напівпровідниковий прилад з двома стійкими станами, що має три чи більше переходи, і може перемикатися із закритого стану у відкритий, та навпаки. У силовій електроніці найбільш поширеними і перспективними для застосування є такі види тиристорів: тиристори, блоковані у запірному напрямі (Phase Control Thyristors): SCR (Switch Controlled Rectifier) (рис 2.1) і симістор (TRIAC); комутовані тиристори (Gate Turn-off Thyristors – GTO), зокрема, з інтегрованим керуванням (Integrated Gate-commutated Thyristors – IGCT). Покращують характеристики тиристорів удосконаленням структури кристалу, конструкції корпусу, модернізацією драйвера.

Типова конструкція, символічне позначення, сторінка довідкових даних та статичні характеристики тиристора SCR наведено на рис.2.2-2.4 відповідно.

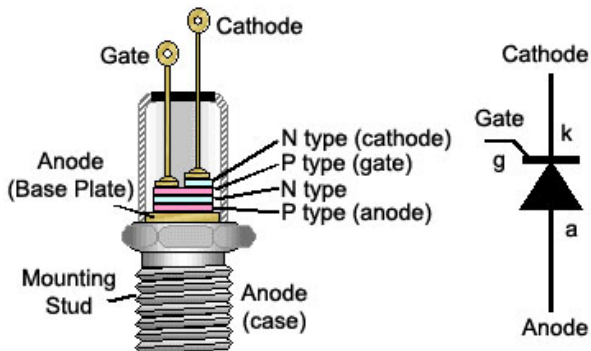


Рисунок 2.1 – Типова конструкція та символічне позначення SCR

## 2N6394 Series

### Silicon Controlled Rectifiers Reverse Blocking Thyristors

Designed primarily for half-wave ac control applications, such as motor controls, heating controls and power supplies.

#### Features

- Glass Passivated Junctions with Center Gate Geometry for Greater Parameter Uniformity and Stability
- Small, Rugged, Thermowatt Construction for Low Thermal Resistance, High Heat Dissipation and Durability
- Blocking Voltage to 800 V
- These are Pb-Free Devices

#### MAXIMUM RATINGS<sup>†</sup> ( $T_J = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

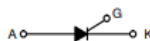
Rating	Symbol	Value	Unit
Peak Repetitive Off-State Voltage (Note 1) ( $T_J = -40$ to $125^\circ\text{C}$ , Sine Wave, 50 to 60 Hz, Gate Open)	$V_{DRM}$ , $V_{RRM}$	50 100 400 800	V
On-State RMS Current ( $180^\circ$ Conduction Angles; $T_C = 90^\circ\text{C}$ )	$I_T(\text{RMS})$	12	A
Peak Non-Repetitive Surge Current (1/2 Cycle, Sine Wave, 60 Hz, $T_J = 90^\circ\text{C}$ )	$I_{TSM}$	100	A
Circuit Fusing ( $t = 8.3$ ms)	$I^2t$	40	$\text{A}^2\text{s}$
Forward Peak Gate Power (Pulse Width $\leq 1.0$ $\mu\text{s}$ , $T_C = 90^\circ\text{C}$ )	$P_{GM}$	20	W
Forward Average Gate Power ( $t = 8.3$ ms, $T_C = 90^\circ\text{C}$ )	$P_{G(AV)}$	0.5	W
Forward Peak Gate Current (Pulse Width $\leq 1.0$ $\mu\text{s}$ , $T_C = 90^\circ\text{C}$ )	$I_{GM}$	2.0	A
Operating Junction Temperature Range	$T_J$	-40 to +125	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	$T_{stg}$	-40 to +150	$^\circ\text{C}$



ON Semiconductor®

<http://onsemi.com>

SCRs  
12 AMPERES RMS  
50 thru 800 VOLTS



#### MARKING DIAGRAM



TO-220AB  
CASE 221A  
STYLE 3



2N639x = Device Code  
x = 4, 5, 7, or 9  
G = Pb-Free Package  
A = Assembly Location  
Y = Year  
WW = Work Week

Рисунок 2.2 – SCR DATASHEET

Symbol	Parameter
$V_{DRM}$	Peak Repetitive Off State Forward Voltage
$I_{DRM}$	Peak Forward Blocking Current
$V_{RRM}$	Peak Repetitive Off State Reverse Voltage
$I_{RRM}$	Peak Reverse Blocking Current
$V_{TM}$	Peak On State Voltage
$I_H$	Holding Current

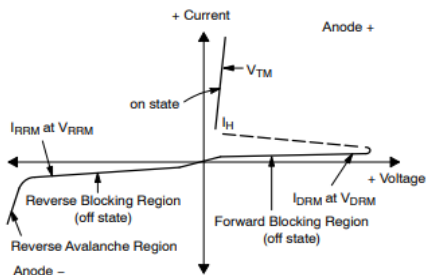


Рисунок 2.3 – Основні статичні характеристики SCR

Як бачимо, вольт-амперна характеристика симістора (рис. 2.3) симетрична відносно початку координат. Структура симістора наведена на рис.2.4, а.

Прилад може працювати або в першому квадранті ВАХ з додатним виводом 2 відносно 1, або в третьому з додатним виводом 1 відносно 2 (рис.2.4, б). В більшості схемних рішень використовується робота в квадрантах 1+ і 3- (для фазового керування) або в квадрантах 1- і 3- (для однополярного керування від однополярних мікросхем). В результаті режим комутації 3+, як правило, не використовується. Режими комутації 1+, 1-, 3+, 3- часто називають режимами в квадрантах 1, 2, 3, 4 (рис. 2.4). На рис. 2.4, б символом G (Gate) позначений KE (Керуючий Електрод).

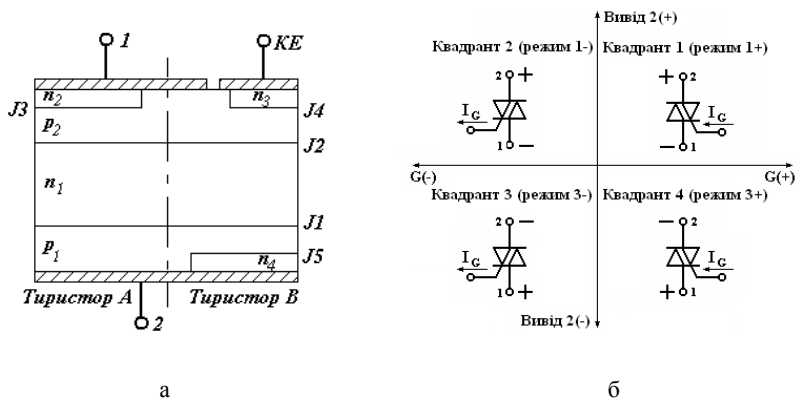


Рисунок 2.4 – Симістор: а) структура; б) режими роботи

Параметри моделі SCR наведені на рис. 2.5.

I<sub>H</sub> – струм утримання;

I<sub>GT</sub> – відкривальний постійний струм керування (найменший струм керування тиристора, необхідний для його ввімкнення);

T<sub>ON</sub> – мінімальний час вмикання стану;

V<sub>TMIN</sub> – мінімальний стан напруги від аноду до катоду;

V<sub>DRM</sub> – повторювана імпульсна напруга у закритому стані;

DV<sub>DT</sub> – критична швидкість наростання напруги при закритті;

T<sub>Q</sub> – час вимикання;

K<sub>1</sub> – регулювання DV<sub>DT</sub>;

K2 – регулювання TQ;  
 TON, DVDT, TQ – динамічні параметри.

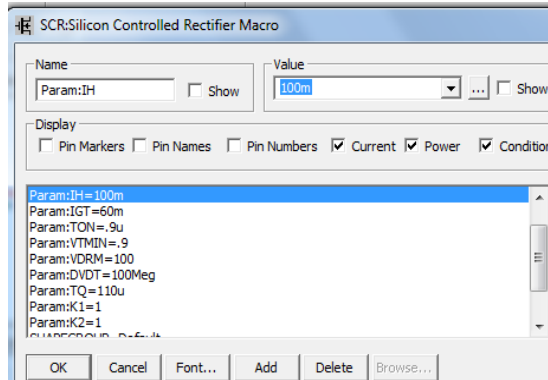


Рисунок 2.5 – Параметри моделі SCR

Статичні та динамічні характеристики наведені на рисунках 2.6 та 2.7 відповідно.

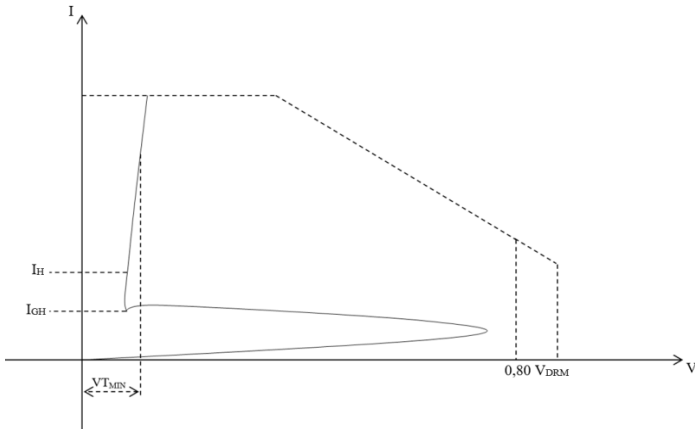


Рисунок 2.6 – ВАХ SCR та його FSOA

На рис. 2.6 відмічена область безпечних режимів FSOA та основні статичні параметри.

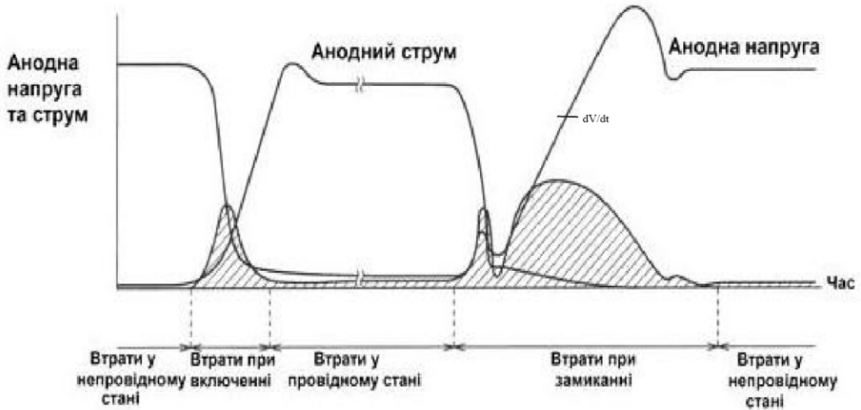


Рисунок 2.7 – Осцилограми фазових змінних

GTO є повністю керованим тиристором, в основі якого - класична чотиришарова *p-n-p-n* структура (рисунок 2.8).

Вмикають і вимикають GTO позитивним і негативним імпульсами струму керівного електроду. Суттєва різниця між GTO і звичайним тиристором полягає в тому, що в GTO катодний емітер складається з багатьох (до кількох тисяч) стрічок, що розміщені концентричними колами по поверхні напівпровідникової структури, для забезпечення рівномірного зниження струму по всій площі напівпровідникової структури при вимиканні приладу. У блокованих тиристорах (GTO) внутрішнього шунтування  $n^+$ - емітера немає, проте для боротьби з ефектом  $du/dt$  виконане шунтування  $p^+$ - емітера.

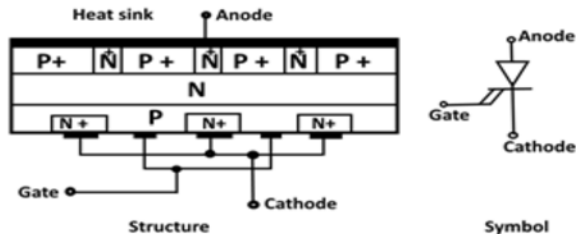


Рисунок 2.8 – Структура та позначення GTO тиристора

Розвитком блокованих тиристорів (тобто тих, що замикаються керуючим сигналом по затвору) є Gate-Commutated Thyristor (GCT) та тиристор, інтегрований із драйвером Integrated Gate-Commutated Thyristor (IGCT). У провідний стан GCT вмикається регенеративно, як звичайний тиристор або GTO, але GCT переходить з провідного стану у блокований швидко (за 1 мкс), на відміну від GTO, який проходить ще й через проміжний стан, впродовж якого він потребує захисту (снабберу) для зменшення швидкості наростання напруги. У GCT усунення цієї "GTO-зони" досягається завдяки швидкій комутації анодного струму у керуючий електрод, отже, GCT набуває властивостей транзистора, який є нечутливим до ефекту  $du/dt$ .

Нижче наведена частина параметрів Integrated Gate-Commutated Thyristor з DATA SHEET (Asymmetric Integrated Gate-Commutated Thyristor 5SHY 35L4520) [9]:

$V_{DRM} = 4500 \text{ V}$  – пряма повторювана напруга, яку можливо подавати до тиристора і він не ввімкнеться (блокуюча пряма напруга);

$I_{TGQM} = 4000 \text{ A}$  – величина максимального струму  $I_{TGQM}$  залежить від напруги комутації  $U_D$ , температури структури  $T_j$  і часу включення  $t_{on}$ ;

$I_{TSM} = 32 \cdot 10^3 \text{ A}$  – ударний струм;

$V(t_0) = 1.4 \text{ V}$  – порогова напруга;

$r_T = 0.325 \text{ мОм}$  – опір у відкритому стані;

$V_{DC} = 2800 \text{ V}$  – постійна напруга до відмови.

Коаксіальний кабель, що з'єднує GTO з драйвером, заміняють на багатопровідну друковану плату або на низькоіндуктивне кільце, зменшують відстань між драйвером і приладом (рис. 2.9). Завдяки вищезгаданим модифікаціям, загальна індуктивність GCT дорівнює 5 нГн, що покращує його комутаційні характеристики.

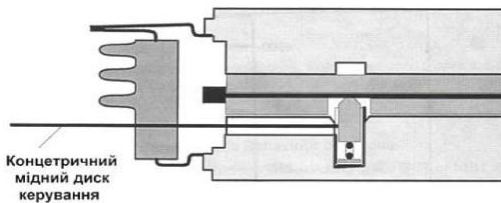


Рисунок 2.9 – Конструкція керуючого електроду GCT

LASCR або світлодіодний SCR – це напівпровідниковий пристрій, який включається, коли він піддається впливу світла – на рис. 2.8. Складовим елементом SCR є кремній, і він працює як випрямляч, тому він називається кремнієвим керованим випрямлячем. LASCR є тиристором, який спрацьовує фотонами, присутніми у світлових променях. LASCR складається з кремнієвого матеріалу, а скляна лінза використовується для фокусування світла з зовнішнього джерела на напівпровідниковому матеріалі. Гранули кремнію використовуються в нижній частині пристрою, а інтенсивність світла витісняє електрони в напівпровідниковому кристалі і сприяє провідності. Чим більше інтенсивність світла, тим більше буде струм через LASCR.

Найкраще в Light Activated SCR це те, що вони не вимикаються навіть при припиненні подачі зовнішнього світла. Щоб вимкнути SCR, потрібно змінити властивості електродів.

Світлоформовані/світлодіодні SCR (рис.2.9) використовуються для приладів низької потужності (це пов'язано з тим, що потужність, вироблена за допомогою SCR, невелика):

- управління двигуном: світлодіодний SCR знаходить застосування у роботі управління двигуном;
- комп'ютерні програми: компоненти, що використовуються в комп'ютерній системі, також вимагають LASCR для задоволення вимог до енергії;
- твердотільні реле: у твердотільних реле два LASCR з'єднані у зворотній паралелі, щоб вони могли генерувати потужність в обох напівперіодах змінного струму.

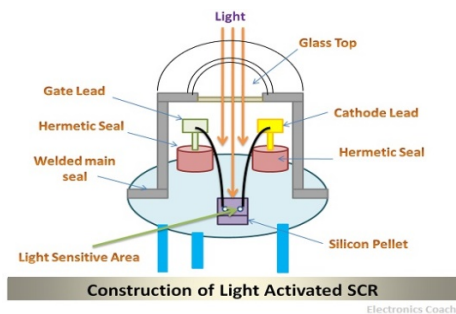


Рисунок 2.10 – Конструкція LASCR



## 2.2 Етапи виконання роботи

1. Відкрити схему для дослідження тиристорів «ТНУ1.CIR»
2. Провести відповідні види аналізу та отримати статичні та характеристики.
3. Відкрити файл із керованим випрямлячем RECTIFIER\_45.cir та запустити аналіз перехідних процесів.
4. Проаналізувати отримані характеристики та порівняти із теоретичними.

## 2.3 Контрольні питання

1. Класифікація тиристорів.
2. Основні електричні параметри SCR тиристорів.
3. Характеристики SCR тиристорів.
4. Галузі застосування SCR тиристорів.
5. Моделювання тиристорів.
6. Порівняти структури SCR та GTO тиристорів.
7. Особливості функціонування GTO тиристорів.
8. Основні параметри GTO тиристорів.
9. Поняття розгалуженого керуючого електроду (затвору).
10. Етапи розвитку тиристорів.
11. Еволюція конструкції блокованих тиристорів (GCT, IGCT).
12. Галузі застосування IGCT.
13. Системи керування блокованими/керованими тиристорами.
14. Недоліки, що обмежують використання тиристорів в автоматизованих системах.

## ЛАБОРАТОРНА РОБОТА №3 «ДОСЛІДЖЕННЯ КЛЮЧІВ НА MOSFET ТА СНАББЕРНИХ ЛАНЦЮГІВ»

**Мета роботи:** ознайомитись з принципом дії потужного вертикального польового транзистора з ізольованим затвором – MOSFET, порівняти із іншими силовими приладами, промоделювати та проаналізувати характеристики ключа на MOSFET із захисними ланцюгами.

### 3.1 Короткі теоретичні відомості

Структур, характеристики та принци дії потужного вертикального польового транзистора з ізольованим затвором – MOSFET наведені в конспекті лекцій. В даній роботі ми будемо досліджувати роботу MOSFET на індуктивне навантаження без та із схем захисту. Досить часто ключі на СНП комутують струм в схемах керування двигунами (електропривод), або мають у вихідному ланцюзі трансформатори, тому характер навантаження на СНП є резистивно-індуктивним (RL).

Коли транзистор закривається, струм, який згенерований е.р.с. самоіндукції дроселя навантаження, намагається замкнутися через транзистор (або через його паразитний діод), що може призвести до виходу з ладу приладу, якщо перенапруга більша ніж допустиме повторюване значення прямої напруги на транзисторі ( $V_{DRM}$ ).

Снаббер – це демпфуючий пристрій, що працює як фільтр низької частоти та виконує дію із замикання на собі струму перехідного процесу. Пристрій призначений для придушення індуктивних викидів / перенапруг під час вимикання електронних ключів, що мають індуктивне навантаження. Вони практично незамінні для зниження впливу паразитної генерації, сприяють зниженню величини нагріву обмоток трансформатора і використовуються для запобігання температурного перегріву діодів і потужних транзисторів.

Розрахунок снабберів пов'язано з механізмом дії снабберного ланцюга. За допомогою снабберів відбувається формування траєкторії перемикання, де паралельно підключені ємності знижують швидкість наростання значення напруги, а індуктивності служать для обмеження швидкості зміни струму.

Задача снаббера – «відтягнути» та розсіяти енергію, яку віддають індуктивні елементи, тому ємність конденсатора вираховується через його енергію, яка повинна дорівнювати енергії, що віддають всі індуктивні елементи разом (враховуються паразитні індуктивності шини живлення, навантаження та навіть цього компенсуючих конденсаторів).

При підборі конденсатора враховуються такі його параметри:

- дозволена напруга для ланцюгів постійного струму  $V_{Rmax}$ ;
- максимальне значення напруги і струму пульсації
- величину ємності і індуктивності;
- термін експлуатації.

Величини ємності повинно вистачати для придушення і згладжування пікових сигналів, що з'являються при відключенні IGBT, ємність може бути в межах від 0.1 мкФ до 1 мкФ. Бажано враховувати, що для модулів IGBT величина напруги шини не повинна бути більше значення 9000 В, для такого значення рекомендується застосовувати снаббер із  $V_{Rmax} = 1000$  В.

Варіанти схеми снабберів для напівмосту на IGBT наведені на рисунку 3.1.

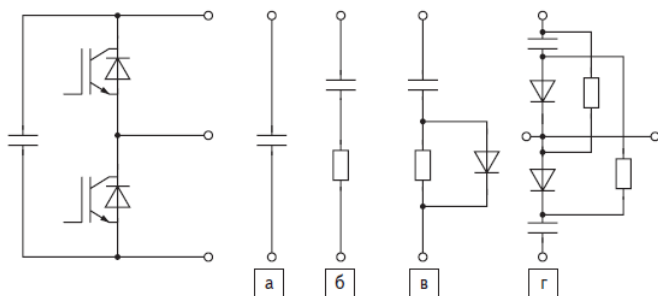


Рисунок 3.1 – Схема напівмоста із різними варіантами снабберів

На рис.3.1,а зображений звичайний високовольтний конденсатор; на рис.3.1,б схема для низьковольтних перетворювачів, розрахованих на високий струм із використанням MOSFET-ключів. На рис.3.1,а представлена схема ланцюга, що обмежує швидкість управління тиристорними ключами. В цьому випадку, снаббер встановлюється на всіх плечах напівмоста, схема складається з імпульсного діода і резистора. Вони слугують для розряду і обмеження струму. На рис.3.1,г – схема для зниження паразитної індуктивності, яка підключається між колектором та емітером всіх транзисторів напівмоста.

Сукупний опір демпфуючого ланцюга під час перехідного процесу стає меншим, ніж опір транзистора, тому струм починає протікати через захисний ланцюг. Інші приклади використання схем снабберів наведено в додатку А.

### 3.2 Етапи виконання роботи

1. Зібрати схему, наведену на рис.

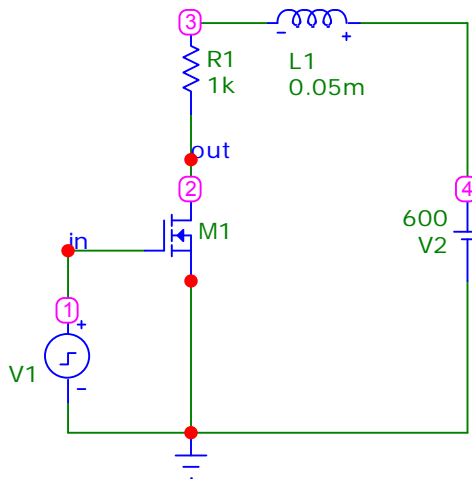


Рисунок 3.2 – Схема для дослідження характеристик ключа на MOS FET

2. Провести аналіз перехідних процесів, визначити значення перенавантаження. Оцінити це значення аналітично (по формулі для ЕРС індуктивності).

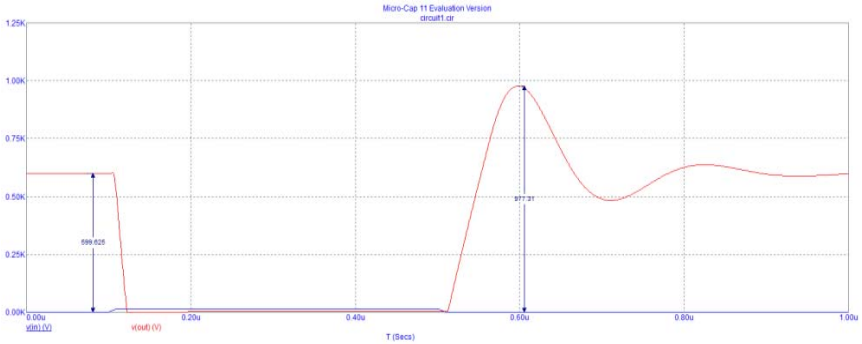


Рисунок 3.3 – Перехідний процес (вихідна напруга) при RL навантаженні

3. Додати в схему ланцюг снаббера (в звіт надати інформацію по снабберам/демпферам), повторити моделювання.

Схема із снабберним ланцюгом для ключа на MOS FET наведена на рис. 3.4.

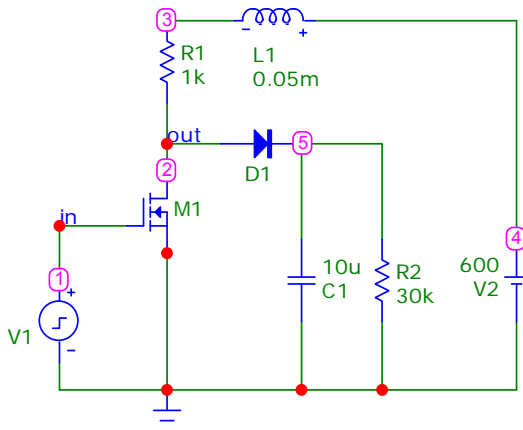


Рисунок 3.4 – Схема із снабберним ланцюгом

Проаналізувати отримані характеристики (графіки вихідної напруги, струму та розсіюваної на транзисторі потужності).

### **3.3 Контрольні питання**

1. Класифікація польових транзисторів.
2. Основні електричні параметри MOS FET.
3. Характеристики MOS FET.
4. Галузі застосування MOS FET.
5. Моделювання MOS FET.
6. Порівняти структури MOS FET вертикального та планарного типів.
7. Особливості функціонування транзисторних ключів на RL навантаження.
8. Снабберні/демферні ланцюги.
9. Основні параметри MOS FET.
10. Етапи розвитку MOS FET.
11. Еволюція конструкції MOS FET.
12. Галузі застосування MOS FET.

## ЛАБОРАТОРНА РОБОТА №4 «ДОСЛІДЖЕННЯ IGBT»

**Мета роботи:** ознайомитись зі структурою та принципом дії біполярного транзистора з ізольованим затвором – IGBT, порівняти із іншими силовими приладами, промоделювати та проаналізувати характеристики IGBT.

### 4.1 Короткі теоретичні відомості

Біполярний транзистор з ізольованим затвором (IGBT – Insulated Gate Bipolar Transistors) – повністю керований напівпровідниковий прилад, який поєднує переваги двох основних видів транзисторів:

- високий вхідний опір, низький рівень керуючої потужності, управління напругою – від MOSFET (польових транзисторів з ізольованим затвором);
- низьке значення залишкової напруги у включеному стані, малі втрати у відкритому стані при великих струмах та високих напругах, характеристики перемикання і провідність біполярного транзистора – від біполярних транзисторів;

На рисунку 4.1 в перетині структури n-канального IGBT позначено частину, яка відповідає n-канальному MOSFET. Керування n-канальним приладом здійснюється подаванням та зняттям позитивної напруги між затвором та витоком (емітером).

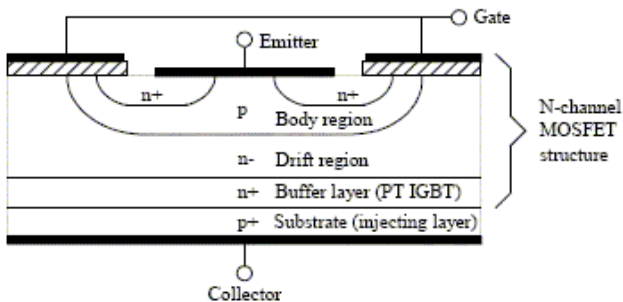


Рисунок 4.1 – N-канальний IGBT у перетині

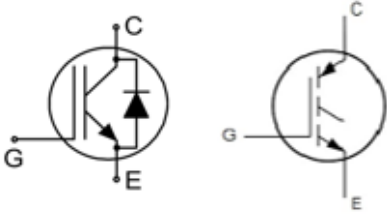
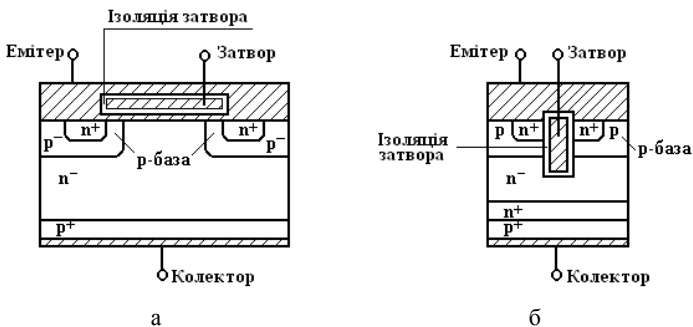


Рисунок 4.2 – Умовно-графічні позначки IGBT: європейський та американський стандарти

На рис.4.2 зображені УГП IGBT: американський (праворуч) стандарт більш інформативний, оскільки він відбиває факт, що справжній емітер знаходиться поблизу від електрода, який називається колектор. Крім того, помітно, що канал індукований (зображений пунктиром) та показаний факт наявності біля емітера підкладки.

В європейському УГП присутній діод. Наприклад в IGBT серії швидкодіючих IGBT із тонкою структурою WARP2™, які використовуються у ВЧ імпульсних джерелах живлення, є вбудовані імпульсні діоди (*Fast Recovery Diode*) типу HEXFRED, які дуже швидко відновлюють запірну властивість (набагато краще за паразитний діод в MOS-структурі).

Схематичний переріз структури IGBT показаний на рис. 4.3, а. Біполярний транзистор утворюється шарами  $p^+$  (емітер),  $n^-$  (база),  $p^-$  (колектор); польовий – шарами  $n^+$  (витік),  $n^+$  (стік) та затвором з полісиліцію або алюмінію. Шари  $p^+$  і  $p^-$  мають зовнішні виводи, що вмикаються в силовий ланцюг. Затвор має вивід, що вмикається в ланцюг керування.



а - звичайний (планарний) розріз структури;  
б - розріз за "trench-gate technology"

Рисунок 4.3 – Схематичний переріз структури IGBT



Прилад виготовляється на  $p^+$  підшарку з подальшим нарощуванням епітаксiального шару  $n$ -типу. Керувальна МОН-структура формується на  $n$ - шарі. Для відмикання приладу необхідно подати на затвор позитивну напругу, яка iндукує канал  $n$ -типу на поверхні базової  $p^-$  області під затвором. Канал створює електричний контакт між  $n^+$  емітером і дрейфовою  $n^-$  областю. При появі на колекторі позитивної напруги виникає iнжекція з  $p^+$  області неосновних носіїв в дрейфову  $n^-$  область, які, маючи високу концентрацію, значно знижують її опір.

На рис. 4.3, б приведена структура IGB T IV покоління, виконана за технологією “утопленого” каналу (*trench-gate technology*), що дозволяє виключити опір між  $p^-$  базами та зменшити розміри приладу в декілька разів. Затвор в структурі IGBT виготовляється шляхом формування вертикальних канавок, заповнюваних полікремнієм після утворення підзатворного оксиду.

## 4.2 Порівняння IGBT із іншими приладами

У таблиці 4.1 порівнюється потужні БТ, MOSFET та IGBT.

Таблиця 4.1 – Таблиця порівняння БТ, MOSFET та IGBT

IGBT Comparison Table			
Device Characteristic	Power Bipolar	Power MOSFET	IGBT
Voltage Rating	High <1kV	High <1kV	Very High >1kV
Current Rating	High <500A	High > 500A	High >500A
Input Drive	Current ratio $h_{FE}$ 20-200	Voltage $V_{GS}$ 3-10V	Voltage $V_{GE}$ 4-8V
Input Impedance	Low	High	High
Output Impedance	Low	Medium	Low
Switching Speed	Slow ( $\mu$ s)	Fast (ns)	Medium
Cost	Low	Medium	High

Для IGBT з номінальною напругою в діапазоні 600...1200 В у повністю ввімкненому стані пряме падіння напруги, як і для біполярних транзисторів, знаходиться в діапазоні 1,5...3,5 В. Це

значно менше, ніж характерне падіння напруги на силових MOSFET в провідному стані з такими ж номінальними напругами. За швидкодією IGBT поступаються MOSFET, але значно перевершують біполярні. Типові значення часу видалення накопиченого заряду з  $n^-$  шару та спаду струму при вимкненні IGBT знаходяться в діапазонах 0,2...0,4 мкс та 0,2...1,5 мкс відповідно.

Порівнюємо також основні функціональні характеристики двох найбільш потужних біполярних приладів, інтегрованих із польовим керуванням (повністю керованих гібридних СНП): IGCT (Insulated Gate Commutated Thyristor) та IGBT із втопленим затвором (Trench Gate), структури яких наведено на рис.4.4, а та б відповідно.

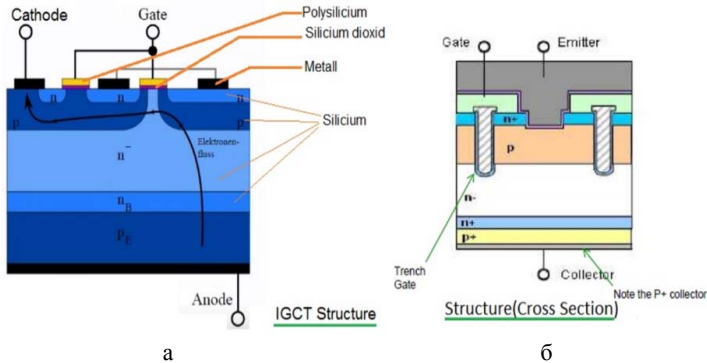


Рисунок 4.4 – Структури: а) IGCT; б) IGBT

Наведені нижче основні пункти порівняння між тиристором з інтегрованим MOS-затвором (IGCT) та IGBT:

- IGBT набагато дешевше, ніж IGCT (складна структура та технологія виготовлення);
- IGBT має більш високу частоту комутації порівняно із IGCT;
- термін служби IGBT в десять разів перевищує IGCT;
- IGCT має нижчий рівень падіння напруги у відкритому стані;
- IGCT мають високу електромагнітну емісію;
- IGCT також є проблеми з охолодженням.

Біполярні транзистори з ізольованим затвором дозволяють поєднувати незначні втрати у відкритому стані при великих струмах

та великих напругах з малим часом перемикання та легкістю керування, що властиве MOSFET.

У наведеній нижче таблиці 4.2 порівнюються керовані тиристори GTO, IGCT та IGBT, тобто потужні біполярні прилади (GTO, IGCT) та гібридний прилад (IGBT).

Таблиця 4.2 – Порівняння GTO із IGCT і IGBT

Specifications	GTO	IGCT	IGBT
<b>Full Form</b> (повна назва)	Gate Turn–Off Thyristor	Insulated Gate Commutated Thyristor	Insulated Gate Bipolar Transistor
<b>Advantages</b> (Переваги)	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Controlled turn–off ability (здатність до контрольованого вимкнення)</li> <li>• Relatively high overload capacity (порівняно висока здатність до перенавантаження)</li> <li>• Working frequency of hundreds of Hz (робоча частота – сотні Гц)</li> <li>• Series connection possibility (можливість послідовного підключення)</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Controlled turn–off ability (здатність до контрольованого вимкнення)</li> <li>• Relatively high overload capacity (порівняно висока здатність до перенавантаження)</li> <li>• Low on–state losses (низькі втрати у відкритому стані)</li> <li>• Working frequency of kHz (робоча частота –кГц).</li> <li>• Series connection possibility (можливість послідовного підключення)</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Controlled turn–off ability (здатність до контрольованого вимкнення)</li> <li>• Very low control power (дуже низька потужність драйвера)</li> <li>• Minimum working frequency up to 10 kHz (мінімальна робоча частота до 10 кГц)</li> </ul>

Продовження табл.4.2

Specifications	GTO	IGCT	IGBT
<b>Disadvantages</b> (Недоліки)	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Higher on–state losses (більш високі втрати у відкритому стані)</li> <li>• High control power (висока потужність керування)</li> </ul>		<ul style="list-style-type: none"> <li>• Very high on–state losses (дуже високі втрати у відкритому стані)</li> <li>• Relatively low cyclic resistance (відносно низький циклічний опір)</li> </ul>
<b>Applications</b> (застосування)	<ul style="list-style-type: none"> <li>• High power drives (високо потужні драйвери)</li> <li>• Static compensators (статичні компенсатори)</li> <li>• Continuous supply sources (постійні джерела живлення)</li> <li>• Induction heating sources (джерела індукційного нагрівання)</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• High power drives (високо потужні драйвери)</li> <li>• Supply inverter sources for DC transmissions (інверторні джерела постійного струму)</li> <li>• Big frequency converters (перетворювачі частоти)</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Choppers (чоппери)</li> <li>• Statical compensators and active filters (компенсатори та активні фільтри)</li> <li>• Continuous supply sources (безперервні джерела живлення)</li> <li>• Switching sources (Імпульсні джерела)</li> </ul>

### 4.3 Параметри моделей IGBT

При розробці нових пристроїв та оптимізації існуючих застосовується моделювання на рівні схем, задля чого використовуються моделі приладів, отримані або спрощенням багатовимірних моделей із фізико-топологічними (так званими геометричними) моделями, або емпіричними макромоделями («сіра скринька»). Параметри ECAD моделі IGBT наведено в табл. 4.3-4.4.

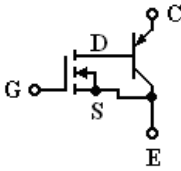
Таблиця 4.3 – Параметри моделі IGBT – MOSFET частина

Назва параметру	Параметр	Значення	Одиниці виміру
<i>L</i>	Довжина каналу	100μ	м
<i>W</i>	Ширина каналу	100μ	м
<i>IS</i>	Струм насичення	1e-32	А
<i>VTO</i>	Порогова напруга при нульовому потенціалі затвора	4,0175	В
<i>LAMBDA</i>	Коефіцієнт модуляції довжини каналу	0	1/В
<i>KP</i>	Параметр питомої крутості вихідної характеристики MOSFET	8,07753	А/В <sup>2</sup>
<i>CGSO</i>	Питома ємність перекриття затвор-втік (за рахунок бокової дифузії)	1,18692e-5	Ф/м
<i>CGDO</i>	Питома ємність перекриття затвор-стік (за рахунок бокової дифузії)	1e-11	Ф/м
<i>RS</i>	Об'ємний опір витоку	0,0422064	Ом
<i>RD</i>	Об'ємний опір стоку	0,0515961	Ом
<i>RG</i>	Об'ємний опір затвора	4,9251	Ом
<i>RDS</i>	Опір витоку каналу (опір стік-втік) при нульовому потенціалі затвора	8e+6	Ом

Таблиця 4.4 – Параметри моделі IGBT – біполярна частина

Назва параметру	Параметр	Значення	Одиниці виміру
<i>IS</i>	Струм насичення (впливає на напругу насичення)	1p	А
<i>RC</i>	Об'ємний опір колектора (впливає на напругу насичення)	0,1	Ом
<i>TRCI</i>	Лінійний температурний коефіцієнт опору <i>RC</i>	0,002	°C <sup>-1</sup>
<i>TF</i>	Час переносу заряду через базу в нормальному активному режимі	2n	с

	(впливає на швидкість включення- виключення)		
--	---	--	--



При такому підході елементарну схему заміщення можна представити у вигляді сполучення БТ та MOSFET (рис.4.5).

Більш складні та точні моделі можна знайти у [1].

Рисунок 4.5 – Модель IGBT

#### 4.4 Етапи виконання роботи

Зібрати схему (рис.4.6) та отримати в DC-аналізі вихідну (рис.4.7) та прохідну (рис.4.8) ВАХ IGBT. Виділити на них специфічні точки, розрахувати крутизну.

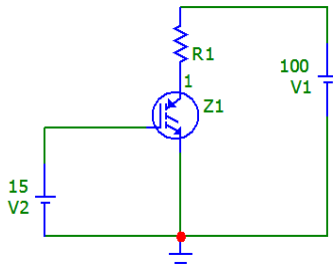


Рисунок 4.6 – Схема для дослідження статичних характеристик IGBT

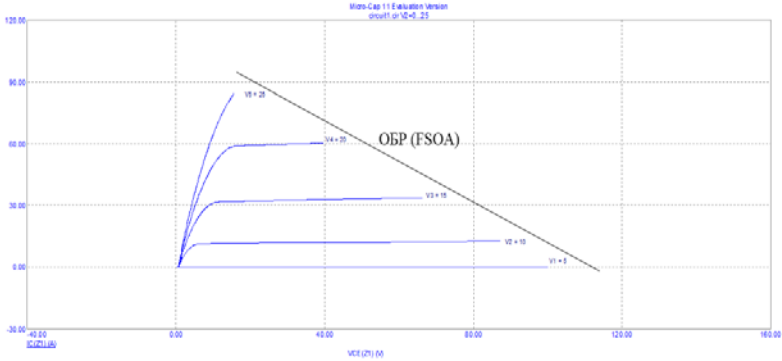


Рисунок 4.7 – Результати DC-analysis: статична вихідна характеристика IGBT

На вихідній ВАХ виділена межа області безпечних режимів (ОБР/FSOA) по критерію розсіюваної потужності (пряма лінія). На характеристиках не позначена Forward/Reverse block region (off-state), яка вказує на здатність до «блокування»/ігнорування прямої та зворотної напруги між вихідними електродами емітер та колектор, тобто яка б «блокуюча» напруга не подавалась, прилад не ввімкнеться, доки не буде поданий керуючий сигнал мінімум в 5 В, отже IGBT може працювати в автономних системах. Прогідну характеристику, отриману при фіксованій напрузі на колекторі, наведено на рис. 4.8.

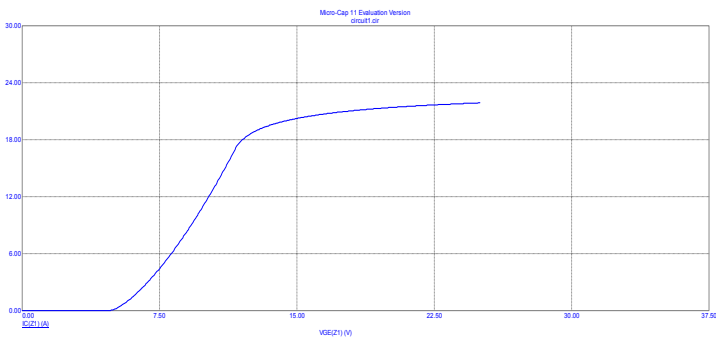


Рисунок 4.8 – Transfer (прохідна) статична характеристика

По рис.4.8 бачимо, що прилад відкривається при 5 В. Перша колінна точка – це порогова напруга, коли утворюються канали. Друга – канал переходить в режим насичення, тобто звужується і обмежує наростання струму. На середній зоні визначається крутизна, тобто керованість приладу:

$$S = \Delta I_C / \Delta U_{GE} = 3,54 \text{ [A/V]}.$$

Крутизна в IGBT в декілька разів більше, ніж в польових приладах, тобто можна керувати набагато більшими струмами. Змінивши батарею на вході на імпульсне джерело з частотою 10 кГц, можна дослідити перехідні процеси в схемі (рис.4.9): вихідну напругу, вихідний струм та розсіявану на приладі активну потужність (рис.4.10).

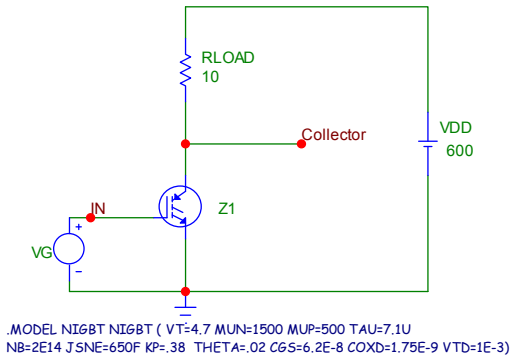


Рисунок 4.9 – Схема ключа на IGBT для дослідження в режимі Transient



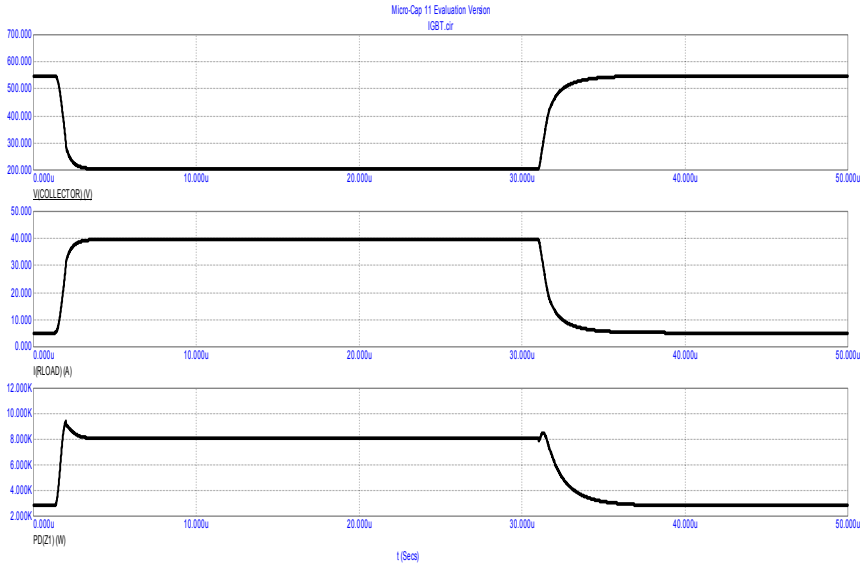


Рисунок 4.10 – Результати Transient analysis

Бачимо, що внаслідок «хвостового струму» відбуваються великі втрати потужності при вимиканні.

#### 4.5 Контрольні питання

1. Структури (покоління) IGBT.
2. Порівняння IGBT із MOSFET.
3. Порівняння IGBT із потужним біполярним транзистором.
4. Порівняння IGBT із GTO та IGCT.
5. Галузі застосування IGBT.
6. ВАХ IGBT.
7. ОБР IGBT.
8. Динамічні характеристики IGBT.
9. Причини появи «хвостового струму» та способи боротьби із ним.
10. Основні параметри IGBT.
11. Параметри моделей IGBT.
12. Перспективи розвитку IGBT.

13. Які ще «гібридні» прилади ви знаєте, що їх поєднує із IGBT?
14. Модулі на IGBT.
15. Розвиток конструкцій інтелектуальних силових модулів.

## ЛАБОРАТОРНА РОБОТА №5 «ДОСЛІДЖЕННЯ Н-МОСТА НА MOSFET»

**Мета роботи:** ознайомитись зі структурою та принципом дії Н-моста на MOSFET, промоделювати та проаналізувати характеристики моста.

### 5.1 Короткі теоретичні відомості

Н-міст/ H-bridge використовується для керування швидкістю та напрямком обертання двигуна постійного струму. Зручність Н-мосту полягає в тому, що цифровий сигнал (малого струму) може використовуватися для керування високим струмом (двигуном або іншим пристроєм). Н-міст здатний підтримувати струм до 40А при 24В, але вимагає збірки друкованої плати. На схемі (рис. 5.1) видно, що 4 транзистори утворюють "Н"-подібну форму.

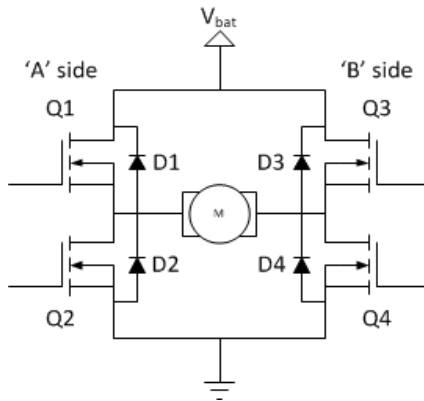


Рисунок 5.1 – Схема у Н-подібній конфігурації з чотирма ключовими елементами

Комутаційні елементи (Q1..Q4) можуть бути MOSFET, а для високовольтих застосувань – IGBT, які працюють як ключі і активуються в діагональних парах. Діоди (D1..D4) називаються захисними діодами (Freewheeling diodes), які призначені для зниження

втрат (reduce losses) за рахунок «пом'якшення» характеру перехідних процесів, прискорення процесу вимикання великих струмів (improved turn-off capability rated at 5 kA/ $\mu$ s).

Верхній кінець моста підключений до джерела живлення (наприклад, до батареї), а нижній кінець заземлений. Як правило, всі чотири перемикаючих елемента можуть включатися і вимикатися незалежно, хоча є деякі очевидні обмеження.

Щоб додати пряму напругу на електродвигун, транзистори з номерами 1 та 4 будуть увімкнені (on), а транзистори 2 та 3 – вимкнені (off), що зумовить обертання двигуна у напрямку вперед (ШІМ = 100% робочого циклу). Щоб почати обертати двигун у зворотному напрямку, пари транзисторів 1 та 4 повинні бути вимкнені, а 2 та 3 увімкнені (ШІМ = 0% робочого циклу). Отже, основний режим роботи Н-моста досить простий (зображений на рисунку 5.2): якщо Q1 і Q4 включені, лівий провід двигуна буде підключений до джерела живлення, а правий провід підключений до землі. Струм починає протікати через двигун, а вал двигуна починає обертатися вперед.

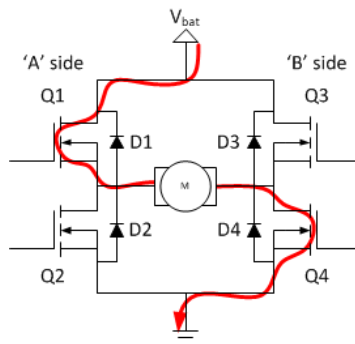


Рисунок 5.2 – Основний режим роботи Н-моста

Якщо Q2 і Q3 включені, станеться все навпаки, двигун включиться в зворотному напрямку, і вал почне обертатися назад.

Важливо забезпечити, щоб два MOSFET на одному і тому ж напівмості ніколи не включалися одночасно, оскільки це може замкнути джерело живлення так званим «наскрізним» струмом та зашкодити транзисторам. Тобто, в мості ніколи не повинні бути відкритими одночасно Q1 і Q2 (або Q3 і Q4), оскільки цим

утворюється низький рівень опору між джерелом живлення і GND, тобто воно буде замкнено накоротко. Ця умова називається «shoot-through», тобто скрізний струм (рис. 5.3) і це є майже гарантованим способом швидкого руйнування мосту.

Мікросхема драйвера, як правило, містить логіку для запобігання виникнення цього стану. Він виводить сигнал PWM на затвор верхнього транзистора при відправці інвертованої версії сигналу у затвор нижнього транзистора із затримкою (мертвим часом/ dead time). Щоб бути впевненим, що прорив/shoot-through не відбувається під час перехідного процесу, він також додає «dead time», коли обидва сигнали низькі (приблизно 0.5 мкс).

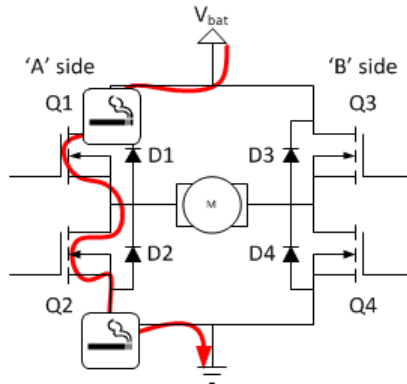


Рисунок 5.3 – Режим Shoot-through

Затвор для транзисторів із польовим керуванням (MOSFET, IGBT) діє як конденсатор, і як тільки він заряджається, транзистор переводиться в стан «on». Щоб оцінити струм напівмоста (Half\_Bridge\_Driver\_Current), потрібно враховувати, скільки разів заряд затвору (Gate\_Charge) буде застосовуватися кожен секунду (пропорційно до частоти генератора ШІМ сигналу (PWM\_freq)):

$$\text{Half\_Bridge\_Driver\_Current} = \text{Gate\_Charge} \cdot \text{PWM\_freq}$$

Щоб тримати двигун нерухомим, пряма напруга подається половину часу, а зворотна напруга подається на другу половину (ШІМ = 50%). Як правило, частота 20 кГц є хорошим вибором для

частоти ШІМ, оскільки вона значно перевищує динамічний діапазон двигунів і виходить за рамки слуху дорослої людини.

Для варіації швидкості обертання двигуна, ключі управляються за допомогою PWM-сигналу, приклад якого наведений на рисунку 5.4. Сигнал PWM має дві фази: «час включення/on-time» і «вимикання/off-time»:

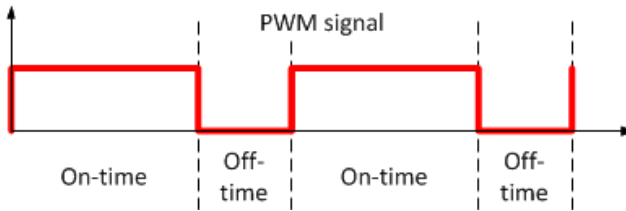


Рисунок 5.4 – Параметри ШІМ-сигналу

Це періодичний сигнал з постійною частотою, але варійованою тривалістю імпульсу. Таким чином, для зміни робочих параметрів моста використовується зміна це відношення часу on-time та off-time. Режими приводу різняться тим, як ключі встановлюються під час вмикання та вимикання.

На схемних позначках транзисторів досить часто зображений діод. Для MOSFET – це паразитний діод, який може пропускати струм зворотного напрямку (від стоку до витоку) та погіршує динамічні характеристики транзистора. Якщо б діоду не було, то індуктивний струм припиняється миттєво, генеруючи піки високої перенапруги.

В IGBT це спеціально встановлений прилад (зустрічнопаралельний діод). Але не всі IGBT мають цей діод, як правило, він є в пристроях високої потужності. IGBT може блокувати високу напругу від колектора до емітера, але в іншій полярності вони можуть блокувати малу напругу, перш ніж отримати пошкодження. Наприклад 600V IGBT без антипаралельного діода може блокувати тільки близько 15V від емітера до колектора. В цьому випадку діод захищає IGBT від блокування негативної напруги. Крім того, силові модулі (IGBT плюс діод) отримують багато практичного застосування, наприклад, в інверторах, де діоди необхідні для вільного ходу, особливо в інверторах напруги. IGBT не може бути

з'єднаний послідовно з дроселем, джерелом струму або відкритим ланцюгом, якщо тільки не використовується такий діод.

Data Sheet на інтелектуальний силовий модуль наведений в додатку Б [11].

## 5.2 Моделі Н-моста в програмах ECAD

При дослідженні мосту в програмах ECAD, використовуються моделі двигунів (рис. 5.5), які включають в себе активний опір обмоток (моделюється резистором) та їхню індуктивність (моделюється індуктивністю та зустрічним джерелом напруги), при цьому механічні властивості та параметри двигуна ігноруються.

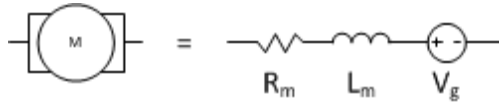


Рисунок 5.5 – Модель двигуна постійного струму

У багатьох випадках внутрішній опір обмоток ігнорують, і модель спрощується (рис. 5.6):

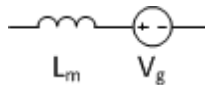


Рисунок 5.6 – Спрощена модель двигуна

У спрощеній моделі основним елементом є індуктивність. Внаслідок того, що через індуктивність струм не може змінюватися миттєво (перша теорема комутації), коли міст змінює стан із струмом двигуна, відмінним від нуля, а новий стан встановлюється після певної затримки.

В програмах ECAD можна отримати схеми для дослідження на різних рівнях абстракції, тобто можна зібрати моделі схемотехнічного рівня (із повним набором елементів принципової схеми), або функціонального рівня, в яких модель компонується із макромоделей підсистем/блоків/окремих вузлів.

На рисунку 5.7 зображено функціональну модель моста, отриману в середовищі Matlab/Simulink/SimPowerSystems.

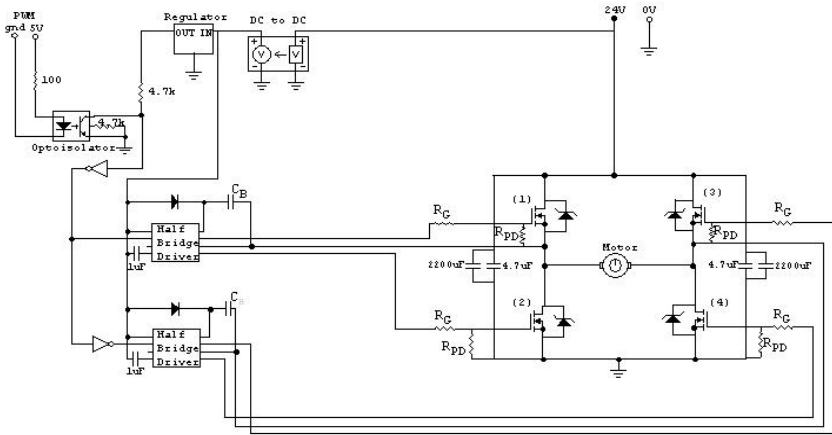


Рисунок 5.7 – Схема для моделювання Н-моста в Matlab/Simulink

Тут використані елементи, вказані на рисунку 5.8.

Component	Value/Part#
MOSFETS	STP80NF55-08 (80A 55V)
Half Bridge Driver	IR2109
DC to DC converter	VBSD1-S24-S12-SIP (24V to 12V)
Regulator	78L05 (5V)
Inverters	SN74HC14N
Optoisolator	4N270545K
C_B	0.1 uF
R_G	4.7 $\Omega$
R_PD	2.2 k $\Omega$

Рисунок 5.8 – Список використаних елементів

Модель моста на біполярних транзисторах із схемою затримки, синтезованою в програмі Proteus, наведено на рисунку 5.9.



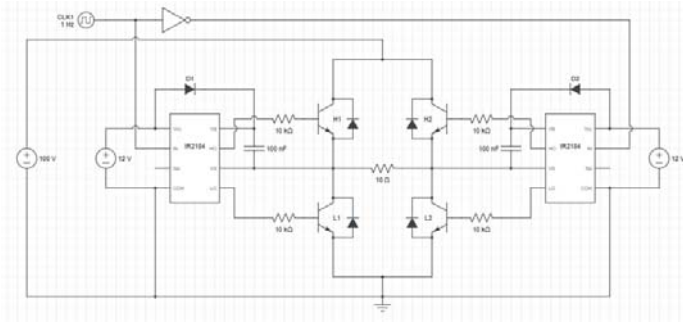


Рисунок 5.9 – Схема для моделювання Н-мосту в Proteus

### 5.3 Етапи виконання роботи

Схему моделі напівмоста із драйвером, що формує час затримки, утворену в програмі Micro Cap, наведено на рис. 5.10.

Відкрити цю схему (Data/Switched models/HB w Dead Time), описати її структуру та принцип дії в теоретичній частині звіту.

Описати генератор затримки Dead Time.

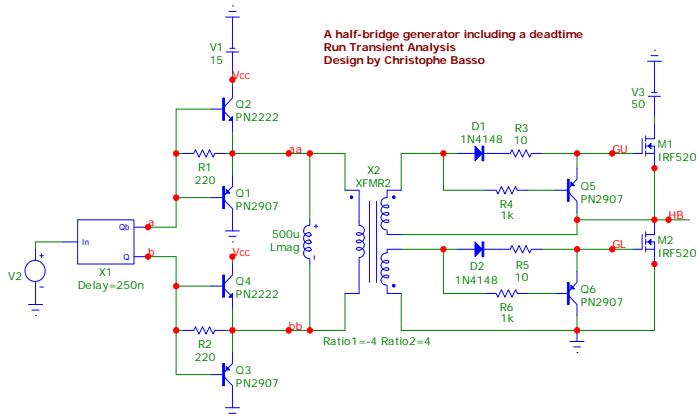


Рисунок 5.10 – Напівмостова схема із драйвером

Отримати графіки перехідних процесів (див. рис. 5.11).

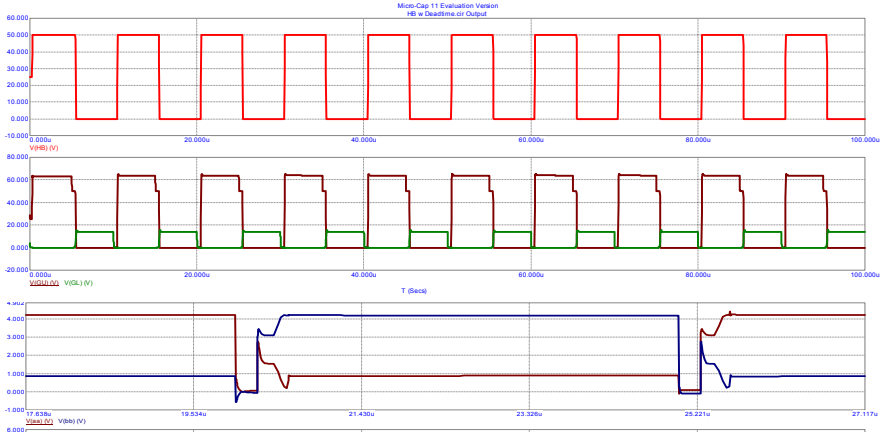


Рисунок 5.11 – Результати моделювання

Проаналізувати отримані характеристики, зробити висновки про особливості роботи та моделювання напівмоста на MOSFET.

## 5.4 Контрольні питання

1. Структури ІРМ.
2. Конструкції ІРМ.
3. Галузі застосування ІРМ.
4. Схеми керування двигунами/електропривод.
5. Галузі використання Н-мостів.
6. Структура та принцип дії Н-мосту.
7. Драйвери для ключів Н-мостів.
8. Принцип запобігання режиму shoot-through.
9. Моделювання Н-мосту.
10. Моделі двигунів для дослідження електроприводу в ECAD.
11. Силові модулі на IGBT.
12. Розвиток конструкцій інтелектуальних силових модулів.
13. Freewheeling діоди.
14. Принцип PWM.

## РЕКОМЕНДОВАНА ЛІТЕРАТУРА

### Базова

1. **Тугов, Н.Н.** Полупроводниковые приборы [Текст] / Н.Н. Тугов, Б.А. Глебов, Н.А. Чарыков – М.: Энергоиздат, 1990. – 676 с.
2. **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. Шифр: 621.38
3. **Будіщев, М. С.** Електротехніка, електроніка та мікропроцесорна техніка: підручник. [Текст] / М. С. Будіщев. – Львів: Афіша, 2001. – 424 с.
4. **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.
5. **Стахів, П.Г.** Основи електроніки з елементами мікроелектроніки: Навчальний посібник. [Текст] / П.Г. Стахів, В.І. Коруд, О.Є. Гамола, В.Я. Чернівчан, Н.П. Мусихіна – 2-ге вид., стереотип. – Львів: Магнолія, 2006. – 225 с.

### Допоміжна

6. **Рябенький, В. М.** Основи моделювання систем і процесів в електротехніці: використання пакета прикладних програм MATLAB/Simulink. [Текст] / В. М. Рябенький, С. В. Драган, Л. В. Солобуто – Львів: Новий Світ-2000, 2012. – 385 с.
7. **Семенов, Б.Ю.** Силовая электроника: от простого к сложному. [Текст] / Б.Ю. Семенов – М.: Солон-Пресс, 2005.– 415 с.
8. Справочник по преобразовательной технике. [Текст] / Под редакцией И.М. Чиженко. – Киев: Техніка, 1976. – 448 с.
9. АBB в Україні. Продукція і послуги [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://www.abb.ua/ProductGuide/Alphabetical.aspx>
10. International Rectifier. Product Line [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://www.irf.com/indexsw.html>
11. BSM 200 GB120DL Datasheet [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/44712/SIEMENS/BSM 200 GB120DL.html>

## Додаток А

### Типові схеми снабберів

№	Схема	Особливості
1		<ol style="list-style-type: none"> <li>1. Мало елементів</li> <li>2. Великі пульсації струму через електролітичний конденсатор</li> </ol>
2		<ol style="list-style-type: none"> <li>1. Мало елементів</li> <li>2. Малі пульсації струму через електролітичний конденсатор</li> </ol>
3		<ol style="list-style-type: none"> <li>1. Мало елементів</li> <li>2. Малі втрати потужності</li> <li>3. Для конденсаторів середньої та малої ємності</li> </ol>
4		<ol style="list-style-type: none"> <li>1. Багато елементів</li> <li>2. Великі втрати потужності</li> <li>3. Перенапруги ефективно обмежені</li> </ol>
5		<ol style="list-style-type: none"> <li>1. Багато елементів</li> <li>2. Малі втрати потужності</li> <li>3. Для конденсаторів значної ємності</li> </ol>

**Додаток Б**  
**Сторінка довідкових даних / datasheet на IGBT IPM**  
**(напівмостова схема)**

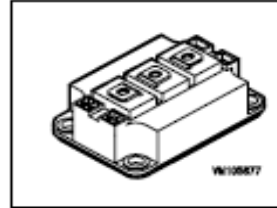
**SIEMENS**

**BSM 200 GB 120 D**

**IGBT Power Module**

Preliminary data

- Low Loss IGBT
- Low Inductance halfbridge
- Including fast free-wheeling diodes
- Package with Insulated metal base plate



Type	$V_{CE}$	$I_C$	Package	Ordering Code
BSM 200 GB 120 DL	1200V	340A	HALF-BRIDGE 2	C67076-A2300-A70

**Maximum Ratings**

Parameter	Symbol	Values	Unit
Collector-emitter voltage	$V_{CE}$	1200	V
Collector-gate voltage	$V_{CGR}$	1200	
$R_{GE} = 20 \text{ k}\Omega$			
Gate-emitter voltage	$V_{GE}$	$\pm 20$	
DC collector current	$I_C$		A
$T_C = 25 \text{ }^\circ\text{C}$		340	
$T_C = 80 \text{ }^\circ\text{C}$		200	
Pulsed collector current, $t_p = 1 \text{ ms}$	$I_{Cpuls}$		
$T_C = 25 \text{ }^\circ\text{C}$		680	
$T_C = 80 \text{ }^\circ\text{C}$		400	
Power dissipation per IGBT	$P_{tot}$	1400	W
$T_C = 25 \text{ }^\circ\text{C}$			
Chip temperature	$T_j$	+ 150	$^\circ\text{C}$
Storage temperature	$T_{stg}$	-40 ... + 125	
Thermal resistance, chip case	$R_{thJC}$	$\leq 0.09$	K/W
Diode thermal resistance, chip case	$R_{thJCD}$	$\leq 0.16$	
Insulation test voltage, $t = 1 \text{ min.}$	$V_{is}$	2500	Vac
Creepage distance	-	20	mm
Clearance	-	11	
DIN humidity category, DIN 40 040	-	F	sec
IEC climatic category, DIN IEC 68-1	-	40 / 125 / 56	