

# **Přehled polovodičových prvků pro výkonovou elektroniku**

Overview of semiconductor devices for power electronics

Jaroslav Ambroz

---

Bakalářská práce  
2012



Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně  
Fakulta aplikované informatiky

---

Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně  
Fakulta aplikované informatiky  
akademický rok: 2011/2012

# ZADÁNÍ BAKALÁŘSKÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Jaroslav AMBROZ**  
Osobní číslo: **A09008**  
Studijní program: **B 3902 Inženýrská informatika**  
Studijní obor: **Informační a řídicí technologie**

Téma práce: **Přehled polovodičových prvků pro výkonovou elektroniku**

Zásady pro vypracování:

1. Vypracujte podrobnou literární rešerši o výkonových polovodičových prvcích v elektronice.
2. Podrobně se zaměřte na tranzistory IGBT.
3. Vypracujte literární rešerši na frekvenční měniče, používané pro řízení výkonu elektromotorů.
4. Rozvedte možnosti aplikace tranzistorů IGBT ve frekvenčních měničích pro řízení výkonu elektromotorů.
5. Zhodnoťte součástky nejvíce používané ke spínání ve frekvenčních měničích pro řízení výkonu elektromotorů a z hlediska dynamiky spínání rozeberte jejich využívání v praxi.

Rozsah bakalářské práce:

Rozsah příloh:

Forma zpracování bakalářské práce: **tištěná/elektronická**

Seznam odborné literatury:

1. **BALÁTĚ, Jaroslav. Automatické řízení. Praha: BEN, 2003. ISBN 978-80-7300-1.**
2. **HUDEC, Lubomír a Ivan BURGER. Elektronické prvky. Bratislava: Alfa, 1989. ISBN 80-05-00120-07.**
3. **CHLEBIŠ, Petr. Výkonová elektronika 1 [online]. Ostrava, 2007 [cit. 2012-01-15]. ISBN 978-80-248-1485-8. Dostupné z: <http://www.elearn.vsb.cz/archivcd/FEI/VE1/Polovodicove%20soucastky.pdf>. Učební texty. VŠB – Technická univerzita Ostrava.**
4. **KONEČNÁ, Eva a Aleš RICHTER. Výkonová elektronika [online]. Liberec, 1998 [cit. 2012-01-15]. Dostupné z: <http://webs.zcu.cz/fel/kev/SOV/Text/Liberec.pdf>. Učební texty. Technická univerzita v Liberci.**
5. **STENGL, Jens-Peer. Výkonové tranzistory MOSFET. Praha: BEN, 1999. ISBN 80-86056-54-6.**

Vedoucí bakalářské práce:

**Ing. Martin Pospíšilík**

Ústav počítačových a komunikačních systémů

Datum zadání bakalářské práce:

**24. února 2012**

Termín odevzdání bakalářské práce:

**8. června 2012**

Ve Zlíně dne 24. února 2012



prof. Ing. Vladimír Vašek, CSc.  
*děkan*



prof. Ing. Vladimír Vašek, CSc.

*ředitel ústavu*

## **ABSTRAKT**

Cílem této bakalářské práce bylo porovnat vlastnosti moderních výkonových polovodičových prvků, které se nejvíce používají ve výkonové elektronice k řízení elektromotorů. Práce je ve stylu literární rešerše a obsahuje seznámení s principy funkcí jednotlivých součástek se zaměřením na dynamiku spínání a vypínání. Dále tato práce popisuje frekvenční měniče, vybavení a funkce moderních měničů, jejich způsoby řízení výkonu elektromotorů a použití moderních součástek IGBT ve střídačích nebo i usměrňovačích frekvenčních měničů.

V další části jsou zobrazené simulace z programu Matlab Simulink a Multisim. Zde se nachází například simulace vypínání GTO tyristoru s RCD odlehčovací sítí, simulace třífázového střídače s IGBT tranzistory nebo srovnání dynamiky spínání tří IGBT součástek.

Klíčová slova: IGBT tranzistor, GTO tyristor, RCD odlehčovací síť, Matlab Simulink, Multisim, frekvenční měniče

## **ABSTRACT**

The aim of this bachelor thesis was to compare the characteristics of modern power semiconductor devices which are most used to control electric motors in power electronics. The thesis is in the style of literary research and includes an explanation of the function principles of each devices with a focus on the dynamics of switching on and off. Furthermore, this thesis describes of frequency converters, facilities and functions of modern converters, their control methods of electric motors power and use of modern electronic devices IGBT in inverters or rectifiers of frequency converters.

In another part, there are simulations shown from Matlab Simulink and Multisim. There is a simulation such as the GTO thyristor switching off with the RCD relief network, simulation of three-phase inverter with IGBT transistors or comparison of three IGBT devices by the dynamics of switching on.

Keywords: IGBT transistor, GTO thyristor, RCD relief network, Matlab Simulink, Multisim, frequency converters

Rád bych poděkoval mému vedoucímu práce, kterým je Ing. Martin Pospíšilík, za jeho rady, připomínky a pomoc při řešení této práce.

Kdo nikdy neudělal chybu, ten nikdy nezkusil nic nového.

Albert Einstein

**Prohlašuji, že**

- beru na vědomí, že odevzdáním bakalářské práce souhlasím se zveřejněním své práce podle zákona č. 111/1998 Sb. o vysokých školách a o změně a doplnění dalších zákonů (zákon o vysokých školách), ve znění pozdějších právních předpisů, bez ohledu na výsledek obhajoby;
- beru na vědomí, že bakalářská práce bude uložena v elektronické podobě v univerzitním informačním systému dostupná k prezenčnímu nahlédnutí, že jeden výtisk bakalářské práce bude uložen v příruční knihovně Fakulty aplikované informatiky Univerzity Tomáše Bati ve Zlíně a jeden výtisk bude uložen u vedoucího práce;
- byl/a jsem seznámen/a s tím, že na moji bakalářskou práci se plně vztahuje zákon č. 121/2000 Sb. o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon) ve znění pozdějších právních předpisů, zejm. § 35 odst. 3;
- beru na vědomí, že podle § 60 odst. 1 autorského zákona má UTB ve Zlíně právo na uzavření licenční smlouvy o užití školního díla v rozsahu § 12 odst. 4 autorského zákona;
- beru na vědomí, že podle § 60 odst. 2 a 3 autorského zákona mohu užít své dílo – bakalářskou práci nebo poskytnout licenci k jejímu využití jen s předchozím písemným souhlasem Univerzity Tomáše Bati ve Zlíně, která je oprávněna v takovém případě ode mne požadovat přiměřený příspěvek na úhradu nákladů, které byly Univerzitou Tomáše Bati ve Zlíně na vytvoření díla vynaloženy (až do jejich skutečné výše);
- beru na vědomí, že pokud bylo k vypracování bakalářské práce využito softwaru poskytnutého Univerzitou Tomáše Bati ve Zlíně nebo jinými subjekty pouze ke studijním a výzkumným účelům (tedy pouze k nekomerčnímu využití), nelze výsledky bakalářské práce využít ke komerčním účelům;
- beru na vědomí, že pokud je výstupem bakalářské práce jakýkoliv softwarový produkt, považují se za součást práce rovněž i zdrojové kódy, popř. soubory, ze kterých se projekt skládá. Neodevzdání této součásti může být důvodem k neobhájení práce.

**Prohlašuji,**

- že jsem na bakalářské práci pracoval samostatně a použitou literaturu jsem citoval. V případě publikace výsledků budu uveden jako spoluautor.
- že odevzdaná verze bakalářské práce a verze elektronická nahraná do IS/STAG jsou totožné.

Ve Zlíně

.....

podpis diplomanta

**OBSAH**

<b>ÚVOD</b> .....	<b>9</b>
<b>I TEORETICKÁ ČÁST</b> .....	<b>11</b>
<b>1 PŘEHLED VÝKONOVÝCH POLOVODIČOVÝCH PRVKŮ</b> .....	<b>12</b>
1.1 VÝKONOVÁ POLOVODIČOVÁ DIODA .....	12
1.1.1 Základní popis .....	12
1.1.2 Propustný stav .....	12
1.1.3 Závěrný stav .....	14
1.1.4 Dynamické vlastnosti .....	14
1.2 TYRISTOR .....	15
1.2.1 Základní popis .....	15
1.2.2 Závěrný stav .....	16
1.2.3 Blokovací stav .....	16
1.2.4 Propustný stav .....	17
1.2.5 Dynamické vlastnosti .....	18
1.3 GTO TYRISTOR.....	19
1.3.1 Princip funkce a vlastnosti .....	20
1.3.2 Spínání a vypínání GTO.....	21
1.4 IGCT TYRISTOR.....	23
1.4.1 Princip funkce .....	24
1.4.2 Dynamické vlastnosti .....	25
1.5 TRANZISTOR MOSFET .....	26
1.5.1 Základní popis a princip funkce .....	27
1.5.2 Statické vlastnosti tranzistoru MOSFET.....	27
1.5.3 Spínání MOSFET tranzistoru s induktivní zátěží .....	29
1.5.4 Vypínání MOSFET tranzistoru s induktivní zátěží.....	31
<b>2 TRANZISTOR IGBT</b> .....	<b>33</b>
2.1 ZÁKLADNÍ POPIS A DRUHY STRUKTUR .....	33
2.1.1 PT struktura .....	33
2.1.2 NPT struktura .....	34
2.1.3 Trench struktura .....	35
2.2 PRINCIP FUNKCE A VLASTNOSTI IGBT .....	35
2.3 DYNAMICKÉ VLASTNOSTI .....	37
2.4 VYUŽITÍ.....	39
<b>3 FREKVENČNÍ MĚNIČE</b> .....	<b>41</b>
3.1 TYPY A ROZDĚLENÍ FREKVENČNÍCH MĚNIČŮ .....	41
3.2 BRZDĚNÍ MOTORU A REKUPERACE.....	43
3.3 ŘÍZENÍ FREKVENČNÍCH MĚNIČŮ .....	44
3.3.1 Skalární řízení .....	44
3.3.2 Vektorové řízení.....	45
3.3.3 Přímé řízení momentu (DTC) .....	46

3.4	SHRNUTÍ VLASTNOSTÍ MODERNÍCH FREKVENČNÍCH MĚNIČŮ .....	46
<b>4</b>	<b>SROVNÁNÍ SOUČÁSTEK IGCT A IGBT .....</b>	<b>49</b>
4.1	ZTRÁTOVÝ VÝKON SOUČÁSTEK .....	51
4.1.1	Chlazení součástek .....	51
4.2	VLASTNOSTI MĚNIČŮ S OSAZENÍM IGCT NEBO IGBT SOUČÁSTEK .....	52
4.3	KONSTRUKČNÍ PROVEDENÍ SOUČÁSTEK.....	53
<b>II</b>	<b>PRAKTICKÁ ČÁST .....</b>	<b>55</b>
<b>5</b>	<b>SIMULACE V PROGRAMU MATLAB SIMULINK .....</b>	<b>56</b>
5.1	SPÍNÁNÍ TYRISTORU.....	56
5.2	VYPÍNÁNÍ GTO S RCD ODLEHČOVACÍ SÍTÍ .....	57
5.3	ŘÍZENÝ USMĚRŇOVAČ .....	58
5.4	TŘÍFÁZOVÝ STŘÍDAČ S IGBT TRANZISTORY .....	60
<b>6</b>	<b>SIMULACE V PROGRAMU MULTISIM.....</b>	<b>62</b>
6.1	SROVNÁNÍ SPÍNÁNÍ A VYPÍNÁNÍ 3 DRUHŮ IGBT TRANZISTORŮ .....	62
6.2	SIMULACE SPÍNÁNÍ VYSOKÝCH PROUDŮ A SROVNÁNÍ TRANZISTORŮ BEZ ZPĚTNÉ DIODY A S NÍ .....	67
	<b>ZÁVĚR .....</b>	<b>70</b>
	<b>ZÁVĚR V ANGLIČTINĚ.....</b>	<b>72</b>
	<b>SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY .....</b>	<b>75</b>
	<b>SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ A ZKRATEK .....</b>	<b>78</b>
	<b>SEZNAM OBRÁZKŮ .....</b>	<b>79</b>
	<b>SEZNAM TABULEK.....</b>	<b>81</b>
	<b>SEZNAM PŘÍLOH.....</b>	<b>82</b>
	<b>PŘÍLOHA P I: DATASHEET IGBT IRG4BC10UD .....</b>	<b>83</b>
	<b>PŘÍLOHA P II: DATASHEET IGBT IRG4BC40S .....</b>	<b>84</b>
	<b>PŘÍLOHA P III: DATASHEET IGBT IRGPH40K.....</b>	<b>85</b>
	<b>PŘÍLOHA P IV: CD S UKÁZKOVÝMI SIMULACEMI.....</b>	<b>86</b>

## ÚVOD

Výkonová elektronika patří k oblastem, u kterých došlo za poslední století k obrovskému vývoji. Na začátku tohoto vývoje existovaly k ovládní výkonových obvodů pouze mechanické přístroje. Na počátku 50. let 20. století se začaly vyrábět první výkonové polovodičové součástky. Byly jimi nejdříve germaniové diody a později diody křemíkové. Následovala výroba vícevrstvých polovodičových součástek tranzistorů a tyristorů. Zhruba v 80. letech se používaly vypínatelné tyristory GTO a v novodobých moderních přístrojích dominují tranzistory IGBT. V současnosti dochází k neustálému zvyšování parametrů součástek a také k vyvíjení nových moderních výkonových prvků jako například IGCT tyristorů nebo hybridních ETO tyristorů pracujících na bázi GTO. Výrobci dávají velký důraz na spolehlivost, nízkou cenu, rychlé spínání, vysoké kmitočty, integrovatelnost, nízké ztráty, velké mezní proudy a napětí.

Toto téma bakalářské práce jsem si vybral, protože mě elektronika a elektrotechnika oslovila již na střední škole. V této době jsem absolvoval odbornou praxi ve firmě po boku techniků, kteří měli pod správou několik různých druhů strojů na úpravu látek. Veškerá práce byla kolem frekvenčních měničů a určité úrovně automatizace.

Bakalářská práce popisuje principy funkcí a vlastnosti jednotlivých výkonových polovodičových součástek, které se nejvíce používají nebo používaly ve frekvenčních měničích pro řízení výkonu elektromotorů. V přehledu výkonových součástek je již dlouho využívaná výkonová dioda, která se používá jako usměrňovač ve frekvenčních měničích bez možnosti rekuperace. Dále jsou rozebrány tyristorové součástky od obyčejného tyristoru přes vypínatelný GTO po nejmodernější IGCT integrované spolu se zdroji řídicích impulsů. Z řady druhů tranzistorů je zde vybrán MOSFET s indukovaným kanálem a IGBT, což je nejdůležitější součástka pro frekvenční měniče. U každé z těchto součástek jsou sepsány nejen statické, ale i dynamické vlastnosti. Další kapitola popisuje frekvenční měniče, jejich způsoby řízení elektromotorů, způsoby brzdění, vybavení, ovládní a funkce moderních měničů. Práce obsahuje i srovnání dvou nejvýhodnějších a nejpoužívanějších součástek z hlediska dynamiky spínání a vypínání (IGCT, IGBT).

Druhá část, praktická, se zabývá potvrzením teoretických znalostí. Tato část obsahuje dvě hlavní kapitoly. V první z nich jsou vytvořené simulace v programu Matlab Simulink, ale jelikož zde nelze kvalitně zkoumat součástky v časové oblasti v řádech  $\mu\text{s}$ , jde hlavně

o potvrzení principů funkcí jednotlivých součástek. Ve druhé kapitole jsou simulace v programu Multisim, které řeší srovnání IGBT součástek (IRG4BC10U, IRG4BC40S, IRGPH40K) z hlediska dynamiky spínání a vypínání. Následuje simulace se spínáním vysokých proudů a poslední část ukazuje chování IGBT bez antiparalelní zpětné diody a s ní. Zde jsou použity prakticky stejné součástky se stejnými parametry (IRG4BC10U, IRG4BC10UD).

## **I. TEORETICKÁ ČÁST**

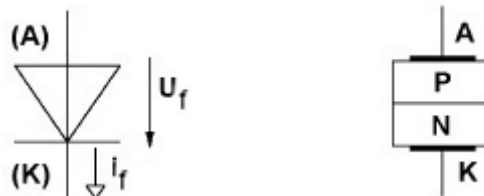
# 1 PŘEHLED VÝKONOVÝCH POLOVODIČOVÝCH PRVKŮ

V tomto přehledu výkonových polovodičových prvků jsem se zaměřil na ty nejdůležitější prvky, které se používají nebo používaly ve frekvenčních měničích.

## 1.1 Výkonová polovodičová dioda

### 1.1.1 Základní popis

Dioda je polovodičová součástka s jedním PN přechodem. Vyrábí se také diody s přechodem kov - polovodič. Diody s tímto přechodem se nazývají Schottkyho diody. Ty jsou konstruovány na závěrné napětí 100 V (křemíková vrstva) a 800 V (vrstva z karbidu křemíku) [1]. Dále se konstruují PIN diody s tzv. intrinzní vrstvou. Intrinzní vrstva se nachází mezi krajními vrstvami P a N. Je to vrstva obvykle s nižší dotací polovodiče typu N. Díky této vrstvě snese dioda závěrné napětí až 10 kV. Do obvodu se zapojuje pomocí dvou elektrod, anodou (A) a katodou (K). Každá dioda má statické a dynamické vlastnosti. Statické vlastnosti popisuje voltampérová charakteristika, která je u všech diod nelineární. Součástka zaujímá 2 stavy (propustný stav, závěrný stav). [5]



Obr. 1 Schematická značka a struktura diody [3]

### 1.1.2 Propustný stav

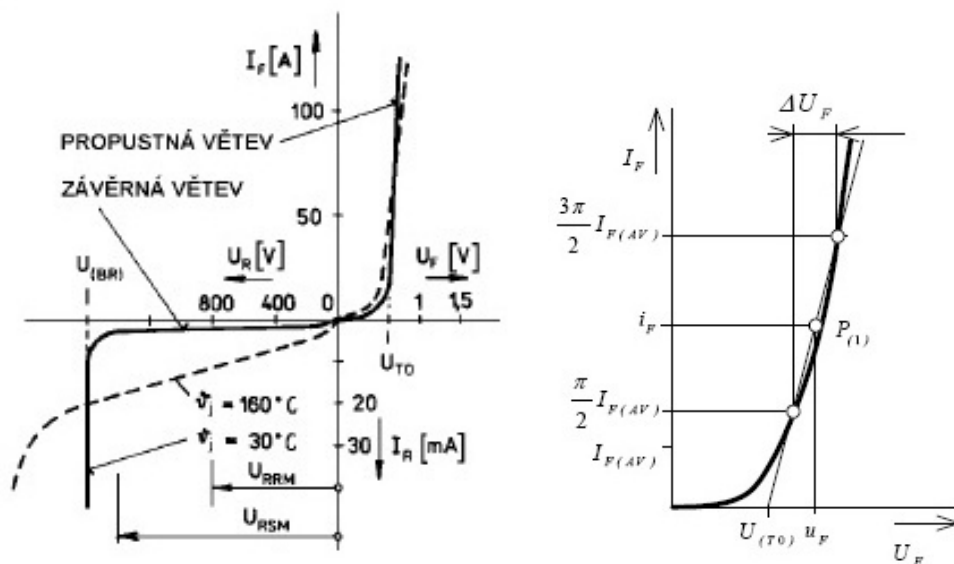
Stavu, kdy je součástka sepnutá, se říká propustný. V tomto stavu se dioda nachází, pokud je anoda pólována vůči katodě kladněji za stavu, kdy je anoda typu P a katoda typu N jako je to na obrázku (Obr. 1). Propustný stav najdeme ve voltampérové charakteristice v prvním kvadrantu. Dochází k velkému nárůstu proudu, kdy malé změně napětí na diodě odpovídá velká změna procházejícího proudu. K tomuto jevu dochází vždy po přiložení prahového napětí, jehož hodnota se mění podle druhu materiálu, ze kterého je dioda vyrobena. Na diodě je tedy v sepnutém stavu prahové napětí  $U_F$  a prochází jí propustný

proud  $I_F$ , jehož hodnota je závislá na zátěži, která se v obvodu nachází. V propustném stavu nás zajímají 2 veličiny, a to právě prahové napětí, na obrázku (Obr. 2) označeno jako  $U_{T0}$ , a dynamický odpor diody  $R_D$ , který je daný odporem samotného polovodičového materiálu. Lze ho vypočítat jako podíl změny napětí na diodě v propustném směru ke změně hodnoty procházejícího proudu, který vznikl v důsledku změny napětí (1). Kvůli lepšímu porovnání vlastností diod dochází k linearizaci propustné větve voltampérové charakteristiky. Linearizovat tuto charakteristiku lze pomocí znalosti prahového napětí a dynamického odporu. Linearizace nám zjednoduší výpočet ztrátového výkonu (3) a okamžité hodnoty napětí v libovolném pracovním bodě P, které se vypočítá z rovnice lineární regrese (2). [2]

$$R_D = \frac{dU_F}{dI_F} \quad (1)$$

$$u_F = U_{T0} + R_D \cdot i_F \quad (2)$$

$$p_F = (U_{T0} + R_D \cdot i_F) \cdot i_F \quad (3)$$



Obr. 2 Voltampérová charakteristika a linearizace propustné větve [2] [3]

Parametry pro propustnou charakteristiku jsou tyto [5]:

$I_{F(AV)}$  – jmenovitá střední hodnota propustného proudu

$I_{FM}$  – maximální opakovatelná hodnota propustného proudu

$I_{FSM}$  – maximální neopakovatelná hodnota propustného proudu

### 1.1.3 Závěrný stav

Nízkým závěrným napětím  $U_R$  dojde k vypnutí diody a dosáhnutí klidového závěrného proudu  $I_R$ . Ten se dále už téměř nemění a je skoro nulový. Hodnota závěrného napětí na diodě závisí na vnějším zdroji, ke kterému je dioda připojena. Diody nesmí být v závěrném stavu zatěžovány, a to ani krátkodobě, napětím větším než  $U_{(BR)}$  [2]. Jak je vidět z voltampérové charakteristiky, dojde po překročení hodnoty  $U_{(BR)}$  k velkému nárůstu závěrného proudu  $I_R$ . Tím roste i ztrátový výkon diody, který se mění na teplo. To má velice špatný vliv na funkci PN přechodu, dojde k nezvratnému zničení a ztrátě závěrných vlastností diody. Tento jev je způsoben lavinovou ionizací v oblasti PN. Zničení diody může nastat i v propustném stavu, a to roztavením struktury tepelným přetížením diody vlivem vysokým ztrátovým výkonem. Hodnota  $U_{(BR)}$  se mění v závislosti na teplotě nepřímou úměrou. Pracovní napětí se volí jako polovina napětí  $U_{RRM}$ . [3]

Parametry pro závěrnou charakteristiku jsou tyto [5]:

$U_{(BR)}$  – hodnota průrazného závěrného napětí

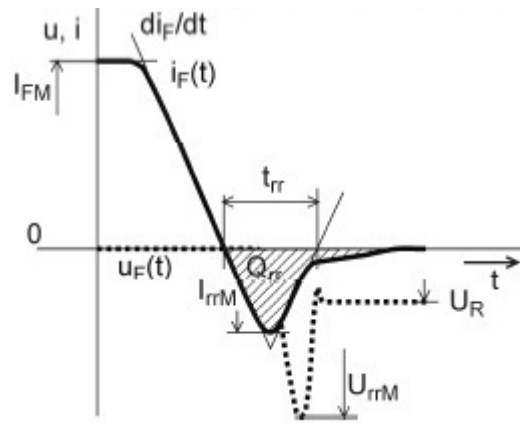
$U_{RRM}$  – maximální opakovatelná hodnota závěrného napětí

$U_{RSM}$  – maximální neopakovatelná hodnota závěrného napětí

### 1.1.4 Dynamické vlastnosti

Přechod z propustného stavu do závěrného dojde přechodným dějem zvaným komutace diody (přepólování napětí na diodě). Doba trvání tohoto jevu je velmi důležitým parametrem diody ve výkonové elektronice. U výkonových diod většinou platí, že doba otevření diody je kratší než zavření. U velmi rychlých diod je tento parametr udáván v nanosekundách. Obrázek (Obr. 3) nám ukazuje časový průběh závěrného zotavení diody. Dochází k poklesu proudu o určité strmosti až do opačného směru. V tomto přechodu má

dioda na krátkou dobu stále stejnou vodivost, a proto je strmost proudu v závěrném směru stejná. Při překročení hodnoty maximálního proudu závěrného zotavení  $I_{RRM}$  se u diody začnou obnovovat závěrné schopnosti. Tento maximální proud vyvolá zákmit závěrného napětí, jehož amplituda bývá až 5x větší než je přiložené závěrné napětí  $U_R$ . Čas  $t_{RR}$  je závěrné zotavení diody, které je u Schottkyho diod asi 100x kratší než například u PIN diod. Dochází totiž k tomu, že ve struktuře vedou proud pouze majoritní nosiče náboje. [2]



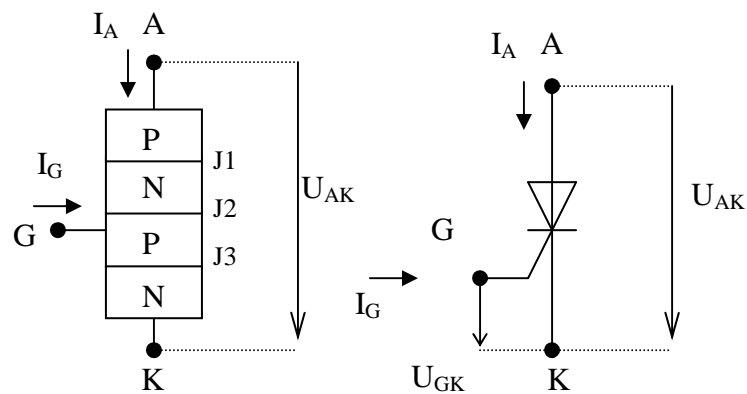
Obr. 3 Časový průběh závěrného zotavení diody

## 1.2 Tyristor

Tyristor je čtyřvrstvá výkonová polovodičová součástka s řízeným sepnutím. Je to součástka, která se používá už 50 let a její výroba umožnila konstrukci celé řady měničů.

### 1.2.1 Základní popis

Má dvě hlavní elektrody (anoda, katoda) a jednu řídicí elektrodu G. Tato elektroda je vyvedena z vnitřní vrstvy P (typ PNP) nebo z vnitřní vrstvy N (typ NPN). Tři PN přechody zajišťují, že při jakémkoliv pólování anody a katody nedojde k sepnutí součástky, pokud ovšem nepřekročíme povolené napětí. Vždy existuje alespoň jeden PN přechod s vysokou impedancí, který zabrání průchodu proudu, a tudíž sepnutí celé součástky. Spínání tyristoru nám zajišťuje řídicí elektroda G. Součástka zaujímá na rozdíl od diody 3 stavy (propustný stav, blokovací stav, závěrný stav).



Obr. 4 Struktura a schematická značka tyristoru

### 1.2.2 Závěrný stav

V tomto stavu se tyristor nachází, když je anoda proti katodě pólována záporněji za stavu, kdy je součástka typu PNP jako je to na obrázku (Obr. 4). V tomto případě je v propustném stavu pouze vnitřní PN přechod J2, kde je nízká impedance. Dva vnější přechody J1 a J3 jsou ve stavu vysoké impedance, zabraňují průchodu proudu, a proto je celá součástka v závěrném neseprnutém stavu [2]. Při překročení průrazného napětí  $U_{(BR)}$  dojde k nevratnému zničení tyristoru. Závěrný stav najdeme ve voltampérové charakteristice ve třetím kvadrantu na obrázku (Obr. 5). Průběh závěrné větve je podobný jako u diody.

Parametry pro závěrnou charakteristiku jsou tyto:

$U_{(BR)}$  – hodnota průrazného závěrného napětí

$U_{RRM}$  – maximální opakovatelná hodnota závěrného napětí

### 1.2.3 Blokovací stav

V blokovacím stavu je součástka, když je anoda proti katodě pólována kladněji. V tomto případě jsou vnější přechody J1 a J3 v propustném stavu s nízkou impedancí. V průchodu proudu zde zabraňuje vnitřní přechod J2, kde je špatná polarizace, a tudíž vysoká impedance [2]. Celá součástka je tedy v neseprnutém stavu. I když v blokovacím stavu neteče téměř žádný proud stejně jako v závěrném stavu, nesmíme si tyto stavy plést.

Blokovací větev je ve voltampérové charakteristice v jiném kvadrantu než závěrná větev. Spolu s propustnou větví je v prvním kvadrantu. Při zvyšování blokovacího napětí nad určitou hodnotu dojde k nežádoucímu sepnutí tyristoru. Tento styl spínání se ale nevyužívá.

Parametry pro blokovací charakteristiku jsou tyto [12]:

$U_{(BO)}$  – hodnota průrazného blokovacího napětí

$U_{DRM}$  – maximální opakovatelná hodnota blokovacího napětí

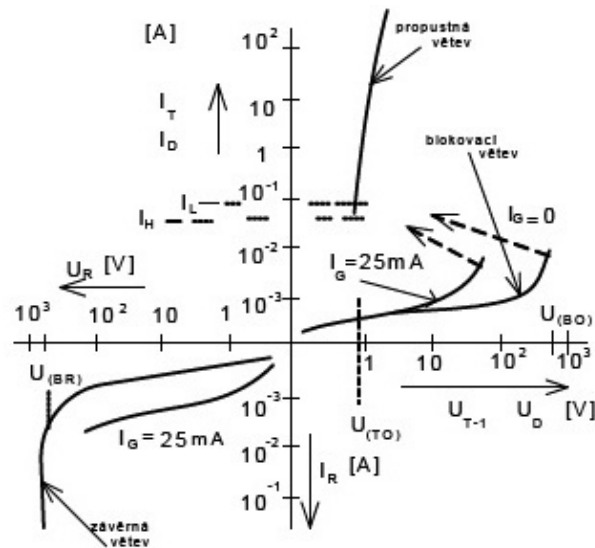
$U_{DSM}$  – maximální neopakovatelná hodnota blokovacího napětí

#### 1.2.4 Propustný stav

Do tohoto stavu přechází tyristor z blokovacího stavu, když na řídicí elektrodu přivedeme dostatečně velký kladný impuls tak, aby se vnitřní přechod J2 otevřel a propustil proud. V tuto chvíli má tyristor nízkou impedanci, je sepnut a teče přes něj proud. Tento jev je nezvratný a tyristor zůstává sepnutý i po zániku impulsu, pokud je hodnota proudu vyšší než hodnota přídržného proudu  $I_L$ . Tyristor spíná při nižším napětí než je hodnota  $U_{(BO)}$ . V sepnutém stavu teče tyristorem proud  $I_T$  v závislosti na zátěži a je na něm úbytek napětí  $U_T$ . Tyristor je možné vypnout jen přerušením anodového proudu, lépe řečeno poklesem anodového proudu pod určitou hodnotu  $I_H$  [2]. Po přerušení anodového proudu tyristoru běží doba  $t_q$ , kdy nemá obnovené blokovací schopnosti, a proto při přivedení většího napětí by mohlo dojít k nežádoucímu sepnutí. Tato doba  $t_q$  se určuje z velikosti a strmosti nárůstu dovoleného blokovacího napětí [10]. Po tuto dobu vypínání musí být na tyristor přivedeno závěrné napětí. Ve střídavé síti tyristor sám vypíná hned při záporné půlčlenně, ovšem ve stejnosměrné se musel doplňovat komutačním obvodem, který zajišťoval přerušení anodového proudu [5]. Tyto komutační obvody ale vymizely následným rozvojem nových tyristorů s řízeným vypínáním. Propustná charakteristika je charakterizována prahovým napětím  $U_{(T0)}$  (1,7 – 2,5 V) a dynamickým odporem  $R_D$ .

Parametry pro propustnou charakteristiku jsou tyto:

$I_{F(AV)}$  – trvalá maximální hodnota propustného proudu



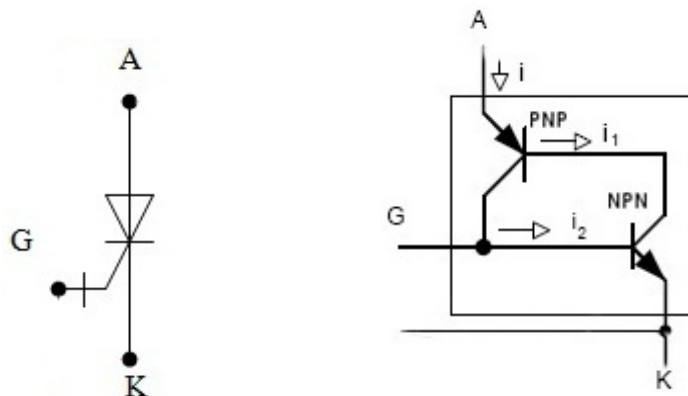
Obr. 5 Voltampérová charakteristika tyristoru [2]

### 1.2.5 Dynamické vlastnosti

Dynamické parametry vyjadřují chování tyristoru při přechodech z blokovacího do propustného stavu (spínání), z propustného do závěrného stavu (komutace) a ze závěrného do blokovacího stavu (obnovení blokovací schopnosti). Spínání tyristoru nenastává ihned po připojení zapínacího impulsu. Nejdříve proud protéká úzkým kanálem v blízkosti řídicí elektrody a až poté se postupně šíří do celého průřezu tyristoru. Když v okamžiku sepnutí dochází k velmi strmému růstu proudu, roste i proudová hustota u struktur kolem řídicí elektrody a může dojít k přetížení, k možnému roztavení struktury a zničení tyristoru [5]. Tak aby nedocházelo k velkým proudovým hustotám, musíme rozšířit plochu sepnutí. Toho můžeme docílit doplněním řídicí elektrody o pomocný tyristor, který pro hlavní tyristor dodá dostatečný řídicí proud. Jsou spojeny anody obou tyristorů a řídicí elektroda hlavního tyristoru je napojena na katodu pomocného. U tyristorů na větší výkony se používají tzv. mikrosvody, které nám zajistí odstranění parazitního napětí indukovaného v obvodu řídicí elektrody a díky kterému nedochází k nežádoucímu spínání po překročení blokovacího napětí. Dynamické vlastnosti tyristoru jsou podstatně horší než u tranzistorů, a proto se používají pro výkonové obvody s maximální spínací frekvencí do 400 Hz a proudy 300 A [2]. Z dynamických parametrů je nejtypičtější vypínací doba, která bývá 100 až 300  $\mu\text{s}$ .



### 1.3.1 Princip funkce a vlastnosti



Obr. 7 Schematická značka a náhradní zapojení symetrického GTO tyristoru

Jde o jeden bipolární tranzistor PNP, jehož emitor je na obrázku (Obr. 7) označen jako anoda, a jeden bipolární tranzistor NPN, jehož emitor je označen jako katoda. Po přivedení kladného řídicího proudu do báze NPN tranzistoru dojde k sepnutí této součástky a začne téci proud  $i_1$ , který sepne tranzistor PNP. Jeho kolektorový proud  $i_2$  následně teče do báze NPN tranzistoru a drží tak celou strukturu ve vodivém stavu i po odeznění řídicího proudu. Oba tranzistory mají činitele proudového zesílení a pro sepnutí musí platit vztah (4) [3]:

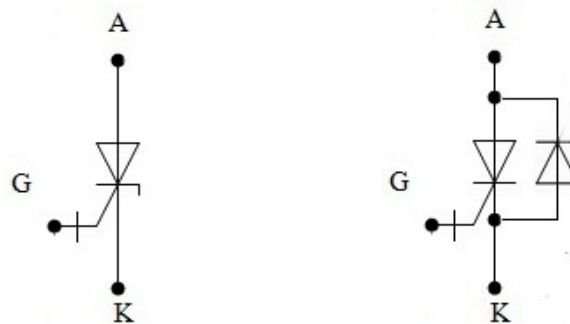
$$\alpha_1 + \alpha_2 \geq 1 \quad (4)$$

Vypnout tuto strukturu lze přivedením na řídicí elektrodu záporný proudový impulz. Tím se ovlivní zesilovací činitel  $\alpha_2$  tranzistoru NPN, tak že se změní vztah (4) na vztah (5):

$$\alpha_1 + \alpha_2 < 1 \quad (5)$$

Tento speciální tyristor potřebuje v sepnutém stavu kladný proud do řídicí elektrody a ve vypnutém stavu se přivádí na řídicí elektrodu záporné napětí 5 – 10 V pro odvedení zbytkového náboje ze struktury. GTO tyristory se vyrábí pro hodnoty  $U_{RRM}$  až 4,5 kV a díky vypínací době trvající zhruba 10  $\mu s$  se používají pro frekvence 1 kHz [3]. Pokud jsou vlastnosti GTO tyristoru v blokovací a závěrné části charakteristiky stejné, jde o symetrický GTO tyristor. Ve frekvenčních měničích je potřebná jen blokovací schopnost GTO tyristoru, a proto se používají asymetrické tyristory. Symetrický GTO je v závěrném směru nevodivý, kdežto asymetrický je vodivý (se závěrným napětím 20 – 30 V).

Asymetrický GTO se používá v zapojení se zpětně vodivou diodou a má lepší dynamické vlastnosti. [2]

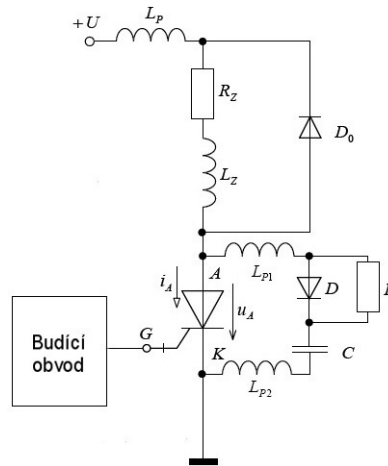


*Obr. 8 Schematická značka a náhradní zapojení asymetrického GTO tyristoru*

Ve skutečnosti jsou ve struktuře GTO tyristoru další elementární GTO tyristory, které je třeba zapnout téměř současně. Jakmile se tak nestane, dojde k proudovému přetížení těch elementárních tyristorů, které se sepnuly nejdříve. Toto proudové přetížení nastane proto, že při sepnutí některých elementárních tyristorů poklesne napětí mezi anodou a katodou a nedojde k sepnutí všech elementárních tyristorů [10]. Abychom předešli přetížení vlivem nesepnutí všech elementárních tyristorů, musí proud tekoucí řídicí elektrodou narůstat se strmostí 5 až 20 A/ $\mu$ s, kdy amplituda tohoto proudu by měla být 2 až 5 násobek minimální hodnoty, při které tyristor spíná [2]. Pokud by došlo k přerušení řídicího proudu a k poklesu anodového proudu na malou hodnotu, mohlo by se stát, že by část elementárních tyristorů přestalo vést proud a hrozilo by přetížení. K tyristoru se často připojuje odlehčovací RCD síť, která se používá pro správnou činnost vypínání. Odlehčovací síť RCD (snubber) je označena podle prvků, které jsou paralelně připojené k tyristoru. Jde o rezistor, kondenzátor a diodu. [2]

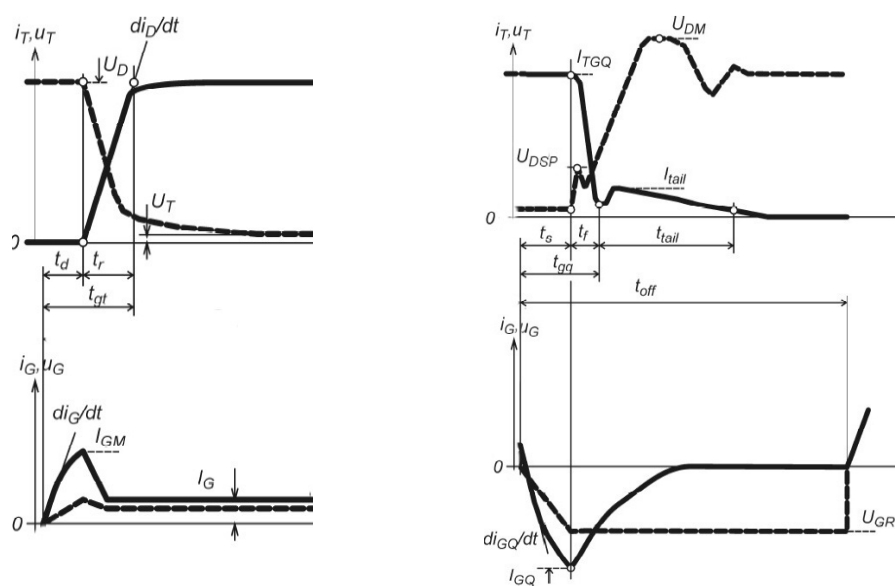
### 1.3.2 Spínání a vypínání GTO

Na obrázku (Obr. 9) je zakreslena induktivní zátěž s nulovou diodou, parazitní indukčnost napájecího zdroje i RCD odlehčovací sítě. Tyto parazitní prvky ovlivňují celé spínání a vypínání GTO tyristoru. Hlavním významem RCD je snížit strmost nárůstu blokovacího napětí při vypínání tyristoru.



Obr. 9 Spínač GTO tyristor s indukční zátěží a RCD odlehčovací sítí [2]

Zapínání a vypínání tyristoru je na obrázku (Obr. 10). Když je GTO vypnutý, kondenzátor C je nabitý na hodnotu napětí sítě. Po sepnutí dojde k uzavření diody a vybíjení tohoto kondenzátoru přes rezistor R. Při dalším vypínání GTO dochází ke krátkodobému strmému nárůstu blokovacího napětí na GTO až do určité hodnoty  $U_{DSP}$ , kdy se zapne dioda, přes kterou se odvádí proud dále do kondenzátoru. V tomto okamžiku se znatelně zmenší strmost růstu blokovacího a eliminuje se tak nežádoucí další sepnutí, které by hrozilo kvůli velké strmosti blokovacího napětí. Strmost růstu napětí je dána kapacitou kondenzátoru a hodnotou vypínaného proudu.



Obr. 10 Spínání (vlevo) a vypínání (vpravo) GTO tyristoru s indukční zátěží a RCD odlehčovací sítí

Snubber odstraňuje rizika spojená se vznikem lokálních ohřevů v úzkých vodivých vlákních při vypínání součástky a se vznikem ztrát vlivem proudu doznívání. Hodnota ztrát při vypínání značně převyšuje hodnotu ztrát při zapínání.

### Zapínání

Doba  $t_d$  – nebo-li doba zpoždění je časový interval mezi začátkem řídicího impulsu a momentem, kdy blokovací napětí na tyristoru klesne na 90 % původní hodnoty.

Doba  $t_r$  – interval poklesu napětí na tyristoru z 90 % na 10 %.

Součtem obou časů  $t_d$  a  $t_r$  dostaneme zapínací dobu tyristoru, kterou lze ovlivnit velikostí proudu, tekoucího do řídicí elektrody.

### Vypínání

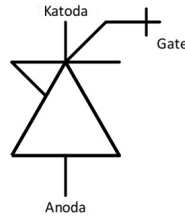
Doba  $t_s$  – interval od doby, kdy dojde k nárůstu záporného hradlového proudu na 10 % do doby, kdy klesne proud tekoucí součástkou na 90 % původní hodnoty.

Doba  $t_f$  – interval poklesu proudu tekoucího tyristorem z 90 % na 10 %.

Doba  $t_{tail}$  – doba odeznění proudu tekoucího tyristorem, kdy dojde k rychlému a krátkému nárůstu proudu, který je zapříčiněn volnými nosiči náboje ve struktuře tyristoru. [2]

## 1.4 IGCT tyristor

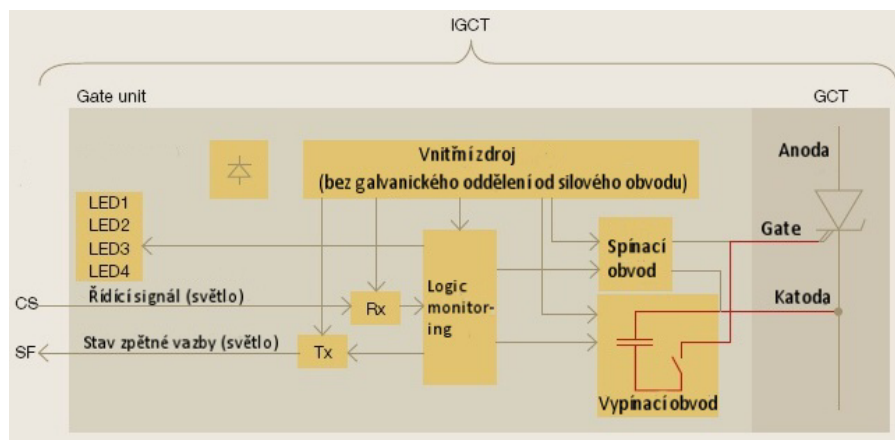
IGCT je čtyřvrstvá polovodičová součástka se stejným řazením polovodičových vrstev jako u klasického tyristoru. Principiálním východiskem při vývoji IGCT byl GTO, tj. tyristor vypínatelný řídicí elektrodou, který se používá již mnoho let. Znovu jako u GTO dělíme součástky IGCT na symetrické a asymetrické. Na obrázku (Obr. 11) je zobrazena schematická značka IGCT.



Obr. 11 Schematická značka IGCT

### 1.4.1 Princip funkce

Princip IGCT vychází z principu GTO (náhradní schéma na obrázku Obr. 7), zásadní rozdíl však je v procesu vypínání. Prahové napětí této součástky bývá asi  $1,5\text{ V}$  a diferenciální odpor  $0,4\text{ m}\Omega$ . Hodnota úbytku napětí v propustném stavu závisí na protékajícím proudu a například při proudu  $1000\text{ A}$  bývá úbytek asi kolem  $2\text{ V}$ . U IGCT je kladen zásadní požadavek na velkou rychlost a tvrdost procesu vypínání. Při vypínání IGCT dochází k tomu, že je v podstatě celý proud anody velmi rychle převeden do řídicí elektrody, tj. proud anody je komutován, tranzistor NPN se tím nesmírně rychle vypíná a poté dojde k vypnutí tranzistoru PNP [3]. Základní podmínkou je rychlý nárůst proudu v řídicí elektrodě, dosahující hodnot přes  $3\,000\text{ A}/\mu\text{s}$  a s tím související minimální hodnota parazitní indukčnosti obvodu řídicí elektrody [2]. Celou situaci komplikuje malá hodnota napětí řídicí elektrody při vypínání  $-20\text{ V}$ , daná požadavkem na malé napěťové namáhání přechodu báze - emitor tranzistoru NPN. Řídicí obvod je proto umístěn v těsné blízkosti výkonového prvku (neměla by přesahovat vzdálenost  $15\text{ cm}$ ).

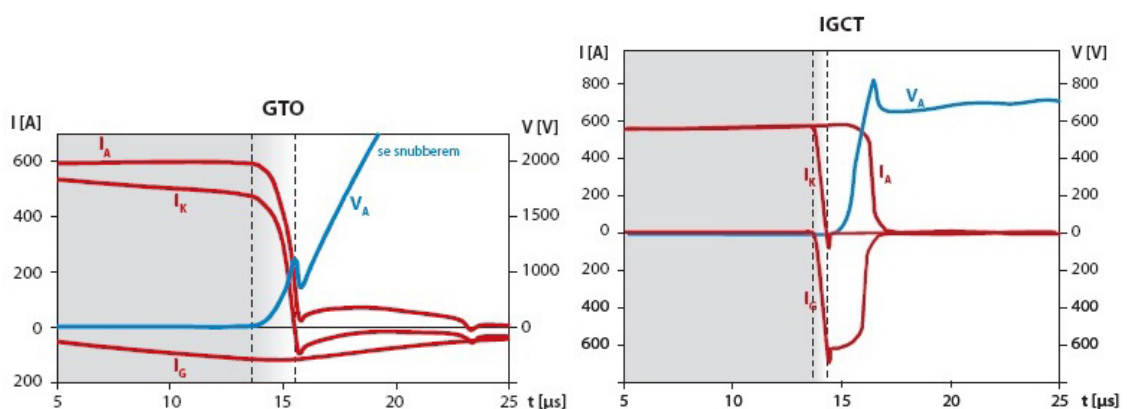


Obr. 12 Blokové schéma IGCT

Na obrázku (Obr. 12) je zobrazeno vnitřní blokové schéma IGCT, které je řízeno opticky. Vnitřní zdroj napájí spínací a vypínací obvod, Logic monitoring, vysílač  $T_x$  a přijímač  $R_x$ . Řídící optický signál se dostane do přijímače  $R_x$ , kde se signál upraví a odešle do logického obvodu, který řídí spínací a vypínací obvod. U IGCT existuje také zpětná vazba. Stav zpětné vazby kontroluje Logic monitoring, který pošle signál o stavu této zpětné vazby do vysílače  $T_x$ , kde si signál upraví na optický a odešle se do externí jednotky, která řídí IGCT.

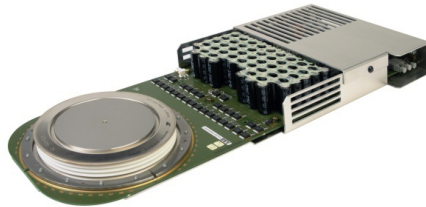
#### 1.4.2 Dynamické vlastnosti

Kvůli velmi rychlému vypnutí součástky nedochází k lokálním ohřevům v proudových vláknech katody při vypínání a tím odpadá i problém s proudem doznívání. Navíc součástka pracuje s extrémně vysokou strmostí nárůstu proudu při vypínání. Abychom zajistili vysokou strmost proudu, musíme co nejvíce snížit parazitní indukčnosti zdroje řídicích impulsů [2]. V důsledku těchto výhod již nemusíme používat žádné odlehčovací sítě a budící obvod se integruje přímo na pouzdro součástky. Součástka bývá umístěna v pastilkovém pouzdře [6]. Kvůli zrychlení vypínacího procesu a snížení vypínacích ztrát je IGCT součástky možné použít v oblasti s vyšší spínací frekvencí, než to bylo u GTO. Navíc oproti GTO snesou vysokou strmost nárůstu blokovacího napětí. Doba zapnutí součástky bývá asi  $1,5 \mu s$  a doba vypnutí asi  $3 \mu s$ . Důležitým parametrem této součástky bývá  $I_{TQM}$ , což je největší vypínatelný proud součástky, který uvádí i velikost nárůstu strmosti vypínacího proudu. Součástka se používá v obvodech se spínací frekvencí do  $2 kHz$ .



Obr. 13 Srovnání vypínání GTO a IGCT [6]

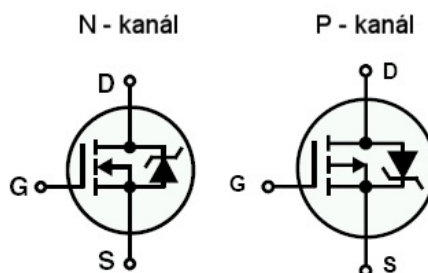
Na obrázku (Obr. 13) je vidět srovnání průběhů vypínání součástek GTO a IGCT. Evidentní je kratší vypínací doba u IGCT a jiná strmost nárůstu napětí mezi anodou a katodou. Na obrázku (Obr. 13) jsou zobrazeny průběhy proudů tekoucích do řídicích elektrod obou součástek. U IGCT je vidět stejný průběh  $I_K$  a  $I_G$ , kdy dochází k přívodu katodového proudu do řídicí elektrody. [6]



Obr. 14 IGCT pro 4,5 kV (firma ABB) [9]

## 1.5 Tranzistor MOSFET

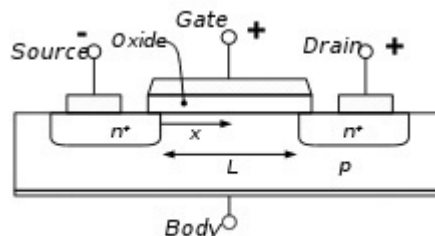
Tato výkonová součástka je tvořena dvěma hlavními elektrodami (drain, source) a jednou izolovanou řídicí elektrodou (gate). Součástka je řízena elektrickým polem. Jde o unipolární tranzistor, který je jako všechny další unipolární tranzistory velice náchylný na elektrostatický náboj. Existují dva základní typy MOSFET tranzistoru (tranzistor s vodivým a indukovaným kanálem), kde druhý jmenovaný se používá ke spínání. Tranzistor s indukovaným kanálem má po odpojení řídicího napětí nevodivý kanál a součástka se tak chová jako vypnutá. Na obrázku (Obr. 15) jsou zobrazeny schematické značky MOSFET tranzistoru s indukovanými kanály.



Obr. 15 Schematická značka MOSFET tranzistoru s ochranou Schottkyho diodou

### 1.5.1 Základní popis a princip funkce

Řídící elektroda není napojena přímo na strukturu polovodiče, a proto se nazývá izolovaná. Mezi gate elektrodou a polovodičem určitého typu je vrstva  $\text{SiO}_2$ . MOSFET tranzistory se dělí podle typu indukovaného kanálu N a P. Na obrázku (Obr. 16) je zobrazen tranzistor s kanálem typu N, kde elektrody drain a source jsou vyvedeny z vysoce dotovaného polovodiče typu N a substrát je typu P. Tranzistor tohoto typu je sepnutý, když je mezi elektrodami drain a source dostatečně velké napětí  $U_{DS}$  dané polarity podle obrázku (Obr. 16) a zároveň musí být napětí mezi gate elektrodou a source. Toto napětí je označované jako  $U_{GS}$ , a pokud je větší než hodnota napětí  $U_{GS(th)}$  (3 – 5 V) [4], vytvoří mezi D a S vodivý kanál, kterým teče elektrický proud tvořený pouze jedním typem nosičů nábojů, a proto jsou tyto součástky označovány jako unipolární. V kanálu typu N jsou nositelem náboje pouze elektrony a u kanálu typu P to jsou díry. Vodivý kanál se vytvoří tak, že když na gate u kanálu typu N přiložíme napětí kladné polarity, naindukuje se kolem elektrody gate pod vrstvou  $\text{SiO}_2$  záporný prostorový náboj. Odpor kanálu lze řídit pomocí velikosti napětí  $U_{GS}$  [2]. Díky tomu, že je vždy v součástce proud tvořen pouze elektrony nebo dírami, dochází k lepším přechodným dějům při spínání a vypínání.



Obr. 16 Struktura MOSFET tranzistoru

### 1.5.2 Statické vlastnosti tranzistoru MOSFET

Tyto vlastnosti MOSFET tranzistoru jsou popsány voltampérovými charakteristikami na obrázku (Obr. 17). Je to zobrazení závislosti proudu  $I_D$  tekoucí kanálem na napětí  $U_{DS}$  při různých hodnotách napětí  $U_{GS}$ . Pokud je tranzistor vypnutý, neteče jím žádný proud a objeví se na něm napětí  $U_{DS}$ . Pracovní bod tranzistoru se nachází v bodě na červené čáře na obrázku (Obr. 17), podle velikosti  $U_{DS}$ . Pokud se napětí  $U_{DS}$  ve vypnutém stavu zvyšuje do určité hodnoty, může dojít k lavinovému průrazu. Jakmile tranzistor sepne po připojení

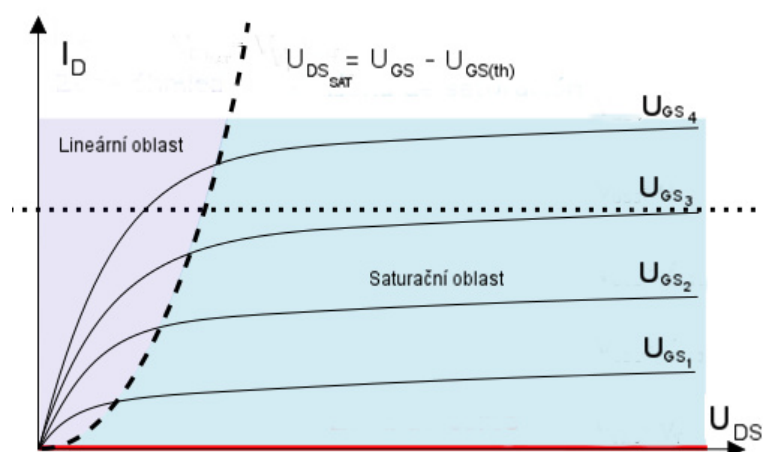
$U_{GS} > U_{GS(th)}$ , přejde pracovní bod tranzistoru do tzv. lineární (ohmické) oblasti. V této oblasti je napětí  $U_{DS}$  v sepnutém stavu malé a platí, že čím je napětí  $U_{GS}$  větší, tím je zapotřebí nižší napětí  $U_{DS}$ , aby byl tranzistor v sepnutém stavu [4]. Při zvyšování napětí  $U_{GS}$  totiž zmenšujeme celkový odpor naindukovaného kanálu. Není ovšem možné zvyšovat napětí  $U_{GS}$  do nekonečna. Maximální hodnota  $U_{GS}$  bývá 20 V [2]. Tranzistor může pracovat také v saturační oblasti, kde se při změně  $U_{DS}$  proud  $I_D$  téměř nemění.

Úbytek napětí v sepnutém stavu [2]:

$$U_{DS} = I_D \cdot r_{Don} \quad (6)$$

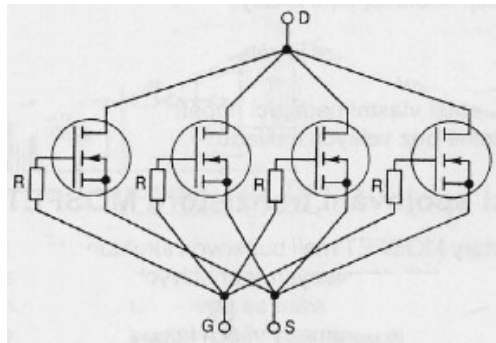
-  $r_{Don}$  bývá řádově desetin až jednotek ohmu

Nevýhodou oproti bipolárním tranzistorům je jejich velký úbytek napětí v sepnutém stavu kvůli odporu v sepnutém stavu asi 0,1 až 1  $\Omega$ . Na druhou stranu mají velkou vstupní impedanci (cca 1 G  $\Omega$ ) [4]. V ideálním stavu by měl být vstupní odpor nekonečný a mezi G a S by neměl téci žádný proud. V praxi ovšem existují v součástce parazitní prvky, které zhoršují vlastnosti součástky. Mezi elektrodou gate a source, gate a drain jsou parazitní kapacity. Přes source do elektrody gate teče proud jen asi 1  $\mu A$ . Kromě kapacity  $C_{GS}$  jsou tyto kapacity napěťově závislé.



Obr. 17 Voltampérová charakteristika MOSFET tranzistoru

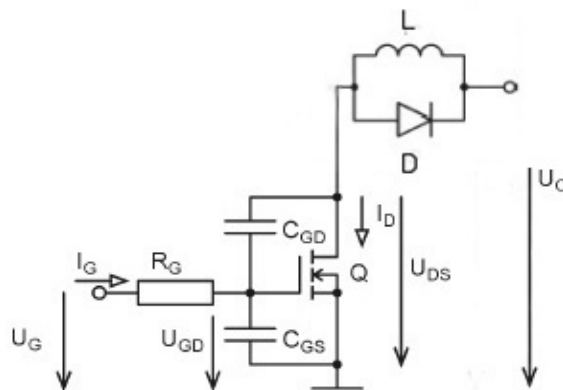
Paralelní spojení tranzistorů kvůli zvětšení proudu nedělá problémy. Je to dané kladným teplotním součinitelem odporu v zapnutém stavu a to v celém rozsahu proudů. Měly by mít však všechny spojované tranzistory stejné elektrické parametry. V tomto zapojení dochází k automatickému rozložení zatížení a na tranzistorech je shodné napětí. Když dojde k tomu, že se jeden z tranzistorů zahřeje více, vzroste jeho odpor a poklesne procházející proud. Následně se tranzistory dostanou do stabilního stavu. [4]



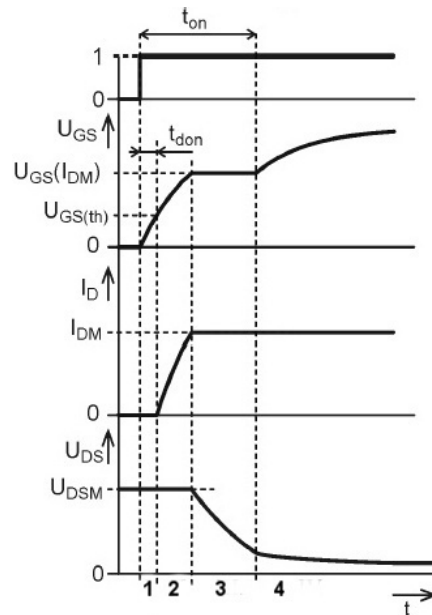
Obr. 18 Paralelní zapojení s oddělením hradel sériovými rezistory (10 až 100  $\Omega$ ) [4]

### 1.5.3 Spínání MOSFET tranzistoru s indukční zátěží

S indukční zátěží se v praxi setkáváme po většinu. Paralelně k zátěži se připojuje nulová dioda, která snižuje efektivní složku střídavého proudu a zlepšuje účinnost. Parazitní kondenzátory způsobují zpomalení sepnutí a vypnutí. Tepelné ztráty v sepnutém stavu jsou způsobeny parazitním rezistorem  $R_G$ .



Obr. 19 MOSFET tranzistor (indukovaný kanál typu N) s parazitními prvky a nulovou diodou

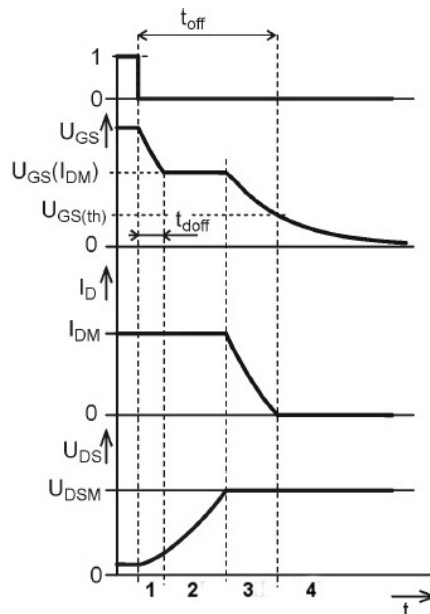


Obr. 20 Zapínání MOSFET  
tranzistoru [4]

Jednotlivé intervaly:

1. V tomto intervalu dochází ke zpoždění nárůstu napětí  $U_{GS}$ . Toto zpoždění je způsobeno parazitními prvky ve struktuře tranzistoru ( $R_G$ ,  $C_{GS}$ ,  $C_{GD}$ ), které se chovají jako integrační články. Na tranzistoru je napětí  $U_{DSM}$ , napětí  $U_{GS}$  roste až do hodnoty prahového napětí  $U_{GS(th)}$  a tato doba zpoždění končí.
2. Po překročení prahového napětí dojde k nárůstu proudu  $I_D$ . Nulová dioda je v propustném směru a teče přes ni část proudu, protože je  $U_{DS}$  větší než celkové napětí  $U_C$ . Napětí  $U_{GS}$  se zvyšuje do takové hodnoty, až přes tranzistor začne téci maximální proud  $I_{DM}$ . V tomto okamžiku dojde ke snížení napětí  $U_{DS}$  a nastane situace, kdy toto napětí je menší než  $U_C$  a nulová dioda se uzavře.
3. V tomto intervalu vidíme, že  $U_{DS}$  má klesající tendenci. Přes parazitní kapacitu  $C_{DG}$  teče proud z drainu do řídicí elektrody a tím zůstává konstantní napětí  $U_{GS}$ .
4. V tomto intervalu přechází pracovní bod na voltampérové charakteristice ze saturační oblasti do lineární a napětí  $U_{GS}$  dosáhne maximální hodnoty napětí zdroje řídicího napětí. Tranzistor je plně sepnut. [4] [2]

### 1.5.4 Vypínání MOSFET tranzistoru s indukční zátěží



Obr. 21 Vypínání MOSFET tranzistoru [4]

Jednotlivé intervaly:

1. Pokles napětí  $U_{GS}$  je opět postupný díky integračnímu članku a zároveň dochází k nárůstu napětí  $U_{DS}$ . Pokles  $U_{GS}$  se zastaví při dosažení hranice napětí  $U_{GS}(I_{DM})$ , kdy stále ještě tranzistorem teče konstantní proud  $I_{DM}$ .
2. Proud  $I_{DM}$  je konstantní, protože indukční zátěž se chová jako zdroj proudu a kvůli parazitnímu kondenzátoru  $C_{DG}$  je konstantní i napětí  $U_{GS}$ . Jakmile dojde k dosažení napětí  $U_{DS}$  na hodnotu  $U_{DSM}$ , tak celkové napětí  $U_C$  je menší než  $U_{DSM}$  a nulová dioda je pólována v propustném směru. V tomto okamžiku začne klesat proud  $I_D$  tekoucí přes tranzistor, protože část proudu začne téci přes nulovou diodu.
3. Zároveň s poklesem  $I_D$  klesá i napětí  $U_{GS}$ , protože se zmenšuje proud, který teče přes parazitní kondenzátor do řídicí elektrody. Tento proud, který teče do řídicí elektrody, má záporné znaménko, a proto je vhodné, aby řídicí obvod poskytoval záporné napětí pro urychlení vypnutí. Jakmile napětí  $U_{GS}$  klesne pod hranici prahového napětí  $U_{GS(th)}$ , klesne proud  $I_D$  až na nulu.
4. Napětí  $U_{GS}$  stále klesá až na nulu a tranzistor se zcela uzavře. [4] [2]

Dynamické vlastnosti jsou charakterizovány dobou zapnutí a dobou vypnutí tranzistoru. Tyto doby se pohybují v desítkách až stovkách nanosekund. Proudová zatížitelnost MOSFET tranzistorů je pro napětí větší než 200 V podstatně menší než u bipolárních tranzistorů. [2]

## 2 TRANZISTOR IGBT

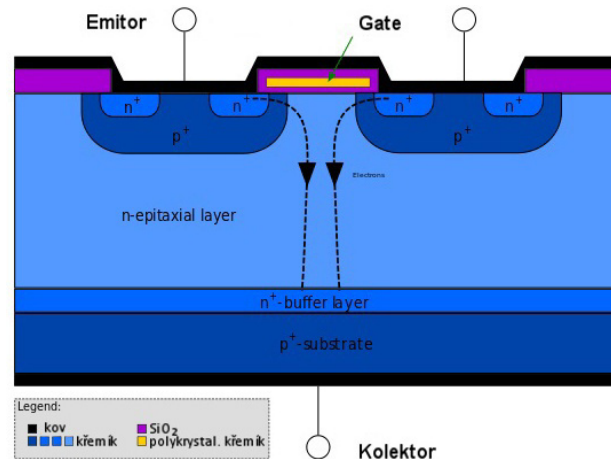
Tato moderní součástka vznikla sloučením vlastností MOSFET a bipolárního tranzistoru, kdy první generace IGBT tranzistorů vznikla začátkem devadesátých let. Využilo se toho, že bipolární tranzistor má proti tranzistoru MOSFET velmi dobré propustné vlastnosti (nižší propustné ztráty), vyšší proudovou zatížitelnost a naopak tranzistor MOSFET se oproti bipolárnímu podstatně jednodušeji řídí (nízké nároky na řídicí zdroj), má vysokou vstupní impedanci, vysoké výkonové zesílení, napěťové řízení a dobrou teplotní stabilitu. Tento tranzistor se velmi rozšířil a v současnosti je nejpoužívanějším spínačem pro frekvenční měniče v oblasti nízkého napětí. [3] [12]

### 2.1 Základní popis a druhy struktur

Vertikální struktura IGBT tranzistoru je podobná struktuře tranzistoru MOSFET. Na obrázku (Obr. 22) je vidět, že proudová elektroda (kolektor) je doplněná další polovodičovou vrstvou a nachází se na protější straně, než je řídicí elektroda. Doplněním další vrstvou vznikla tranzistorová struktura PNP, která se spíná proudem od polem řízené MOSFET struktury. U prvních IGBT tranzistorů docházelo k lokálnímu přetížení a zničení součástky, protože byly problémy se spouštěním čtyřvrstvé struktury, která nejde vypnout pomocí řídicí elektrody. [3]

#### 2.1.1 PT struktura

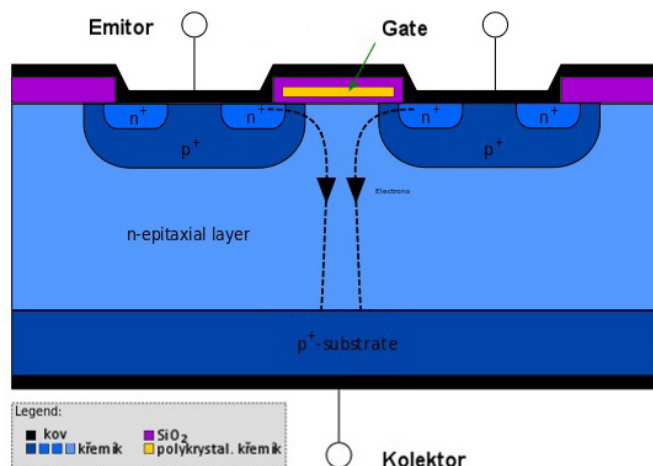
Na obrázku (Obr. 22) je zobrazena struktura starších typů IGBT tranzistorů označená jako symetrická struktura PT. Po přiložení blokovacího napětí na součástku se vytvoří oblast prostorového náboje, která se následně deformuje a vznikne stlačené pole, které umožní dosáhnout vyššího blokovacího napětí. Nejvyšší intenzita tohoto náboje je především v oblasti N – epitaxial layer (epitaxní vrstva). [8]



Obr. 22 Vertikální struktura staršího typu PT IGBT tranzistoru

### 2.1.2 NPT struktura

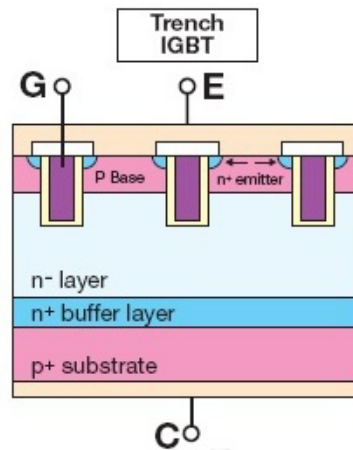
Na obrázku (Obr. 23) je zobrazena struktura novějších typů IGBT tranzistorů, která se liší od staršího typu tím, že na spodním přechodu chybí oblast s vyšší dotací polovodiče typu N (buffer layer). Nejvyšší intenzita prostorového náboje je na přechodu mezi oblastí s vysokou dotací polovodiče P a epitaxní vrstvou N. Tato struktura tranzistoru se používá pro vyšší napětí. [8]



Obr. 23 Vertikální struktura novějšího typu NPT IGBT tranzistoru

### 2.1.3 Trench struktura

Nejnovější generace IGBT používá strukturu Trench IGBT, díky které se snížil úbytek napětí až o 0,5 V, zlepšily se ztráty při spínání a vypínání a zvýšila se proudová hustota. Díky této struktuře se snížilo saturační napětí na hodnotu cca 1,7 V.



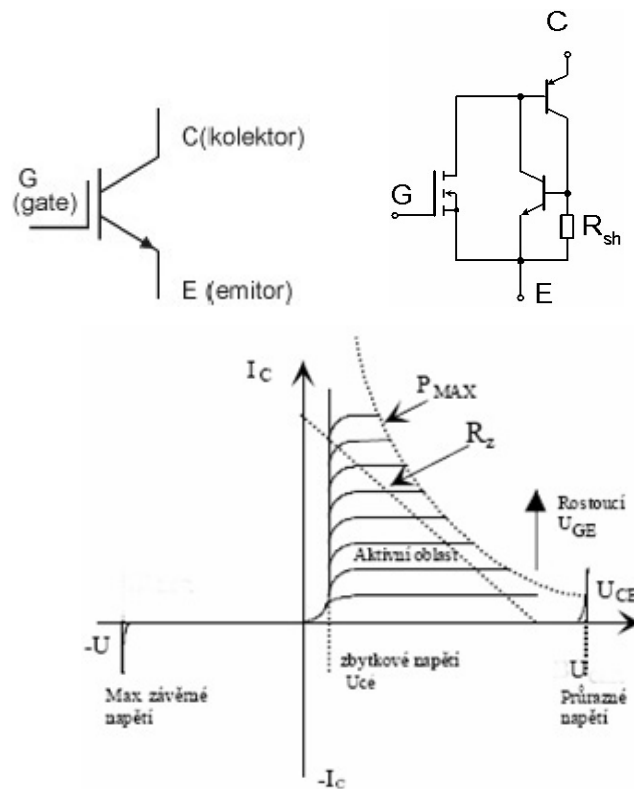
Obr. 24 Vertikální struktura  
Trench IGBT tranzistoru [18]

## 2.2 Princip funkce a vlastnosti IGBT

Funkci IGBT tranzistoru lze pochopit z náhradního zapojení na obrázku (Obr. 25). V podstatě čtyřvrstvou tyristorovou strukturu PNPN lze nahradit dvojicí NPN (parazitní) a PNP (spínací) tranzistory. IGBT součástka sepne v momentě, kdy dojde k nabití vstupní kapacity řídicí elektrody na hodnotu prahového napětí  $U_{GE(th)}$  [8]. Pod řídicí elektrodou se vytvoří inverzní vrstva, která vodivým kanálem spojuje  $N^+$  v oblasti emitru s epitaxní vrstvou N. Následně se vyvolá injekce děr z přechodu  $P^+N$  do epitaxní vrstvy N a nastane změna vodivosti struktury. Proud tekoucí dvojicí tranzistorů je ovládán odporem kanálu MOSFETu. V sepnutém stavu vzniká nová další cesta proudu, která se nazývá  $I_C$ . První kanál se vytvoří díky řídicí elektrodě, která přivádí elektrony do oblasti epitaxní vrstvy N (princip MOSFET tranzistoru). Tento proud (je i částečně kolektorovým proudem) sepne tranzistorovou strukturu  $P^+NP^+$  a vytvoří se druhý kanál  $I_C$ . Zde jdou vidět vlastnosti bipolárního tranzistoru, protože v  $I_C$  cestě vedou proud minoritní nosiče náboje a tím se v sepnutém stavu výrazně sníží úbytek napětí pro vyšší napětí. Tranzistor IGBT má velký vstupní i výstupní odpor, díky kterému má součástka nízké ztráty v sepnutém stavu. Na vstupní straně mají vlastnosti MOSFET tranzistoru a na výstupní straně zabezpečují vedení silového proudu vlastnosti bipolárního tranzistoru. Výstupní charakteristika je velmi

podobná výstupní charakteristice bipolárního i MOSFET tranzistoru. Maximální blokovací napětí je dáno napětí  $U_{CE}$  tranzistorové struktury PNP.

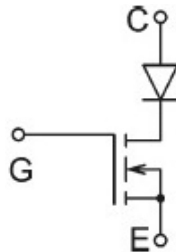
Celkový úbytek napětí se pohybuje v rozmezí asi 1,5 až 4,5 V. Tento úbytek napětí se mění v závislosti na protékajícím proudu. Při zvětšení kolektorového proudu však může dojít ke zvýšení úbytku napětí na odporu  $R_{sh}$  v náhradním schématu, čímž se zvýší napětí mezi bází a emitorem NPN tranzistoru a část proudu kolektoru IGBT proteče bází a emitorem zmíněného tranzistoru. Jestliže dojde ke zvýšení kolektorového proudu nad určitou hodnotu, vznikne kladná zpětná vazba v zapojení dvou bipolárních tranzistorů. Tato struktura začne mít vlastnosti tyristoru, klesne úbytek napětí na IGBT a tuto součástku již nelze vypnout pomocí řídicí elektrody. Novější typy IGBT součástky, které prošly technologickými úpravami při výrobě, mají zvýšenou hodnotu kritického proudu, aby nebylo omezeno proudová zatížitelnost. [3]



Obr. 25 Schematická značka, náhradní schéma a výstupní charakteristika IGBT tranzistoru [8]

### 2.3 Dynamické vlastnosti

Pro rychlé sepnutí a vypnutí je nutné rychle přivést na řídicí elektrodu náboj nebo naopak tento náboj odsát. V sepnutém stavu lze IGBT tranzistor nahradit náhradním schématem na obrázku (Obr. 26) [8].



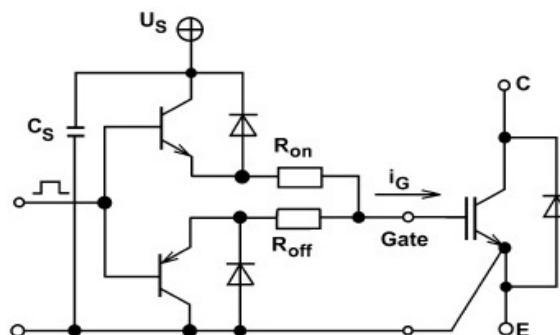
Obr. 26

*Náhradní schéma*

*IGBT v sepnutém*

*stavu [8]*

Ke spínání se používají budící obvody s minimálním výkonem, kde se nachází dva komplementární tranzistory v zapojení podle obrázku (Obr. 27). Rychlost spínání je ovlivněno rychlostí nabíjení kapacity řídicí elektrody [3]. V budících obvodech se proto tvaruje průběh napětí řídicí elektrody tak, že se zvýší hodnota tohoto napětí při začátku spínání oproti hodnotě v ustáleném stavu. Příliš vysoká strmost napětí na řídicí elektrodě při vypínání může způsobit nežádoucí sepnutí součástky, a to díky parazitní tyristorové struktuře. Potřebnou strmost tohoto napětí získáme buď technologií výroby součástky, nebo pomocí vnějšího obvodu zajistíme, aby odpor zařazený v sérii s řídicí elektrodou byl při zapínání nižší než při vypínání. [8]

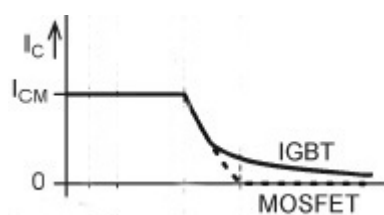


Obr. 27 Schéma budícího obvodu pro

*IGBT i MOSFET tranzistory [3]*

V budičích se tedy nachází jeden PNP a jeden NPN bipolární tranzistor. Vždy může být sepnutý pouze jeden z těchto tranzistorů podle toho, jaká je aktuální úroveň signálu na vstupu. Když chceme IGBT tranzistor zapnout, musíme na vstup budiče přivést např. impuls, který otevře vrchní NPN tranzistor. Kladný proud teče ze zdroje  $U_s$  přes tento tranzistor a rezistor  $R_{on}$  do řídicí elektrody. Odpor rezistoru  $R_{on}$  je menší než odpor rezistoru  $R_{off}$ . Abychom IGBT tranzistor vypnuli, musíme změnit úroveň signálu na vstupu. Záporný proud zavře tranzistor NPN a otevře PNP tranzistor. Přes odpor  $R_{off}$  a tranzistor PNP se vybije náboj na řídicí elektrodě a dojde k uzavření IGBT tranzistoru.

Na obrázku (Obr. 28) je ukázán průběh poklesu kolektorového proudu při vypínání MOSFET a IGBT tranzistoru. Je vidět, že proud MOSFET tranzistoru klesne na nulu rychleji než u IGBT součástky. To je zapříčiněné tím, že ve struktuře IGBT tranzistoru je v bázi PNP tranzistoru zbytkový náboj, který se projeví jako proud doznívání. Tranzistor IGBT není dovoleno vypínat nulovým napětím.

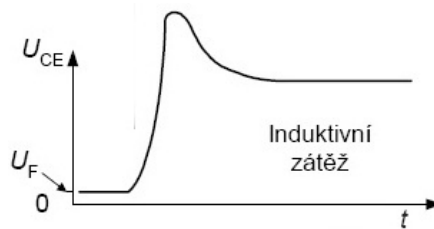


*Obr. 28 Srovnání průběhů vypínání dvou součástek [4]*

Mají lepší dynamické vlastnosti než bipolární tranzistory při napětí nad 100 V. IGBT tranzistory by měly být chráněny Zenerovou diodou kvůli nebezpečí snadného proražení řídicí elektrody [3]. Vzhledem k tomu, že odpor sepnutého tranzistoru roste s teplotou, je možné realizovat IGBT jako integrovaný obvod s velkým počtem paralelně zapojených prvků na jednom čipu pro zvýšení maximálního pracovního proudu. Takto paralelně spojené tranzistory se využívají v oblasti, kde proud přesahuje 100 A. Běžné čipy mají plochu asi  $150 \text{ mm}^2$ , špičkově bylo dosaženo plochy  $400 \text{ mm}^2$ .

Vlivem fázového posunu způsobeného cívkou se pracovní bod u RL zátěže pohybuje mimo pracovní přímku, takže při vypínání vznikají vyšší ztráty, může dojít k překročení maximálního přípustného ztrátového výkonu a tím i k zničení tranzistoru. Tento problém

ale IGBT součástky vyřešily díky technologickými úpravami a jsou vhodné ke spínání RL zátěží.



Obr. 29 Průběhu nárůstu  $U_{CE}$  při vypínání součástky [8]

IGBT tranzistory nejsou konstruovány jako závěrně blokující součástky, a proto se v obvodech překlenovávají antiparalelní diodou. Tato dioda se integruje na samostatný čip do společného pouzdra s tranzistorem. Pokud je blokovácí schopnost v závěrném stavu vyžadována, musí být použity NPT IGBT s upravenou oblastí zakončení přechodu  $P^+N$ . Označení pro tyto součástky je RB IGBT (Reverse Blocking) [8]. Postupným vývojem IGBT součástek se zvyšovaly hodnoty maximálního kolektorového napětí. Poté se vývoj snažil snížit hodnotu saturačního napětí v sepnutém stavu.

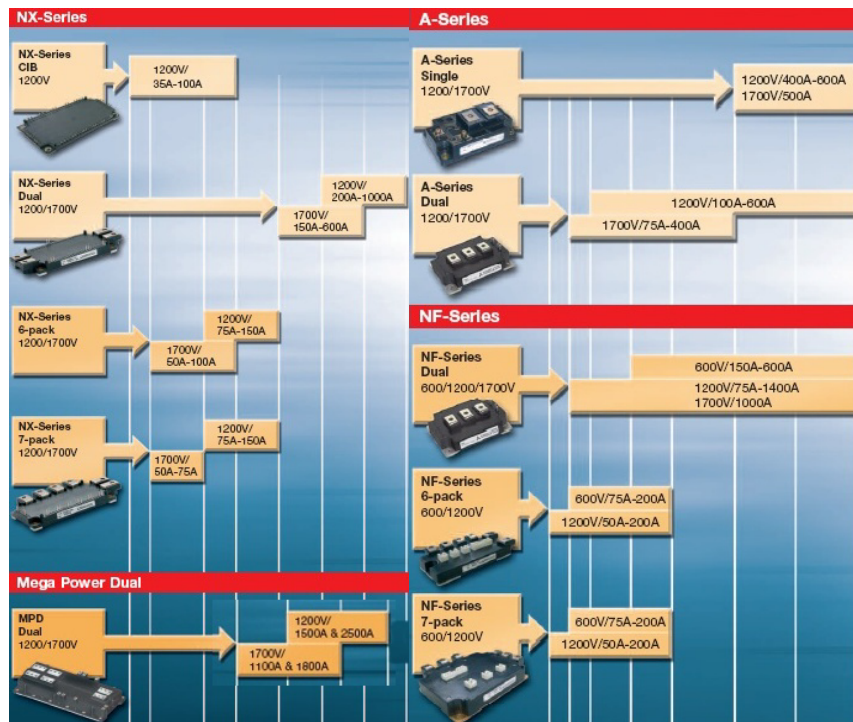
## 2.4 Využití

Realizace může být diskrétní i integrovaná. IGBT se používají pro napětí 100 až 1700 V, proudy 10 A až 2500 A, a jsou vhodné pro použití v aplikacích s frekvencí do 10 - 150 kHz kvůli své krátké spínací (cca 0,1 až 1  $\mu s$ ) a vypínací době (cca 2  $\mu s$ ) [3]. Pro proudy až 2500 A se používají moduly označené jako Mega Power Dual IGBT (Mitsubishi). Používají se v aplikacích, kde se vyžaduje vysoké blokovácí napětí. Pro tuto vlastnost se používá např. tranzistor IRGBC40U na obrázku (Obr. 30) pro napětí do 600 V a proud 40 A, kde je max. ztrátový výkon 160 W v pouzdře TO220.



Obr. 30 IGBT  
v pouzdru TO220

Na druhou stranu nejsou vhodné pro použití v oblasti, kde je vyžadován úbytek napětí  $U_{CE}$  v sepnutém stavu menší než 1 V. Nejnovější typy IGBT tranzistorů se využívají při konstrukci snad všech typů měničů na napětí nad 100 V o výkonech nad 1 kW. Začínají se dokonce používat i oblasti přenosů elektrické energie, kde IGBT řídí výkon až do 10 MW. [13]



Obr. 31 Přehled IGBT bezpotenciálových modulů od firmy Mitsubishi [18]

### 3 FREKVENČNÍ MĚNIČE

Frekvenční měnič je elektronické zařízení, které zajišťuje změnu kmitočtu napájecího napětí. Byl vyvinut se záměrem plynulé změny otáček, především u třífázových asynchronních motorů s kotvou nakrátko. Používají se pro značný rozsah regulace otáček motoru při konstantním momentu, k úspoře elektrické energie v celém otáčkovém rozsahu a snížení hlučnosti.

*Tab. 1 Historie používání výkonových součástek v měničích pro pohony*

Rok	Pohony
1960	Stejnoseměrné pohony napájené z tyristorových řízených usměrňovačů. Pohony s asynchronními motory napájené z tyristorových střídačů s vlastní komutací.
1975	Stejnoseměrné pohony napájené z tranzistorových měničů (bipolární).
1980	Pohony s asynchronními motory napájené z frekvenčních měničů (MOSFET) a řízené jednoduchými mikroprocesory. Pohony s elektronicky komutovanými motory (spínací frekvence až 5 kHz).
1990	Pohony s asynchronními motory a synchronními motory napájené z frekvenčních měničů (IGBT) a řízené rychlými signálovými mikroprocesory (spínací frekvence až 15 kHz)

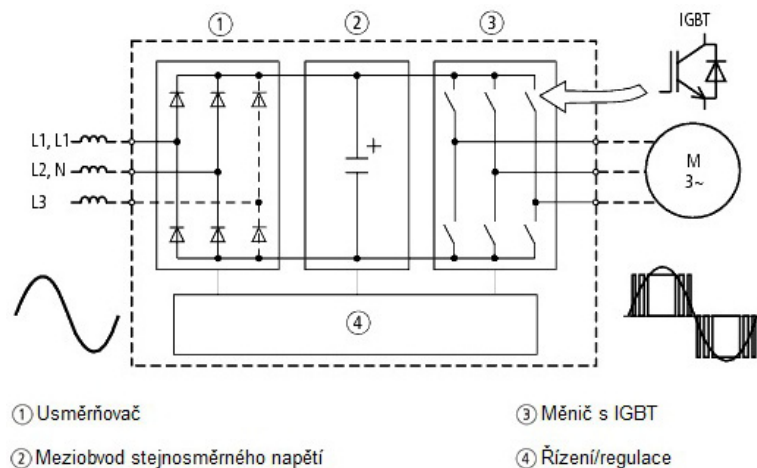
#### 3.1 Typy a rozdělení frekvenčních měničů

Frekvenční měniče dělíme do dvou základních skupin. První skupinou jsou přímé měniče (cyklokonvertory), u kterých je vstupem síťové napětí a výstupem proměnná frekvence. Přímé měniče jsou určeny pro motory velkých výkonů. Další skupinou jsou nepřímé měniče. Tento druh měničů se dále dělí na napět'ové měniče, proudové měniče a rezonanční měniče. Nepřímé měniče se liší od přímých tím, že se u nepřímých mění energie 2x. [13]

##### Napět'ové měniče

Nejpoužívanější druh z nepřímých měničů, který se používá v průmyslových aplikacích. Skládá se s usměrňovače, meziobvodu stejnosměrného napětí a střídače. Na

obrázku (Obr. 32) je usměrňovač tvořen diodami zapojené v můstku, který střídavou elektrickou energii usměrní na stejnosměrnou. Frekvenční měnič odebírá ze sítě pouze činný výkon ( $\cos \phi \sim 1$ ), ale k provozu motoru je zapotřebí jalový výkon. Tento jalový výkon dodává meziobvod stejnosměrného napětí, ve kterém se nachází elektrolytický kondenzátor [11]. Pomocí střídače, který je na obrázku (Obr. 32) realizován IGBT tranzistorem s antiparalelní diodou, vytvoříme střídavé napětí s požadovanou frekvencí. Blok „Řízení/regulace“ slouží k ovládání jednotlivých bloků frekvenčního měniče, kde například u střídače řídí rychlost a fázový posun spínání jednotlivých IGBT tranzistorů. Napěťové měniče se používá také pro vícemotorové pohony kvůli lepší dynamice. [13]



Obr. 32 Blokové schéma frekvenčního měniče [11]

### Proudové měniče

Tento typ je hodně podobný napěťovému měniči s tím rozdílem, že místo stejnosměrného meziobvodu se zde nachází proudový meziobvod, který obsahuje tlumivku. Obvod je charakterizován konstantním směrem proudu. Tento druh měničů se používá pro pohony velkých výkonů (nad 1 MW). [17]

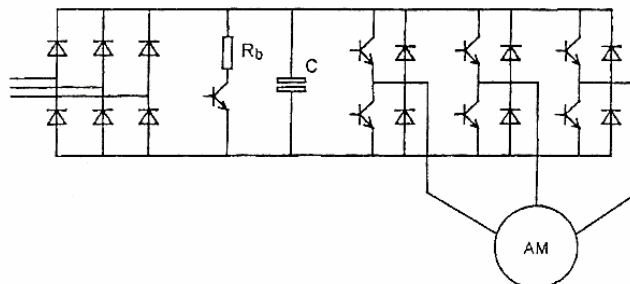
### Rezonanční měniče

Tak jako u předchozích typů mají rezonanční měniče diodový vstupní usměrňovač. Poté vznikne v meziobvodu kmitavý signál o velmi vysoké frekvenci kvůli rezonančnímu obvodu. Z tohoto signálu se potom generuje střídavé napětí o určité frekvenci. Výhodou

tohoto druhu měniče je spínání prvků při nulovém proudu nebo napětí, a tedy dochází ke snížení ztrát.

### 3.2 Brzdění motoru a rekuperace

Na obrázku (Obr. 33) je napěťový frekvenční měnič s diodovým napáječem, ke kterému je připojen asynchronní motor. V tomto zapojení se objevuje bipolární tranzistor a rezistor  $R_b$ , které slouží k brzdění motoru. Při generátorickém brzdění se mění energie roztočených hmot motoru na elektrickou energii a ta se vrací do stejnosměrného meziobvodu. Tato energie se jeví jako proud s opačným znaménkem. Jelikož diodový usměrňovač neumí vracet proud s opačným tokem do sítě, zvyšovalo by se v obvodu napětí, které by mohlo zničit tranzistory [17]. Proto jsou frekvenční měniče vybaveny měřením napětí ve stejnosměrném meziobvodu a ochranou proti přepětí. Brzdový rezistor  $R_b$  způsobí, že se energie brzdění změní v tomto rezistoru na teplo [12]. Pro motory, které často pracují v generátorickém stavu, je třeba použít řízený usměrňovač. Ten umožní vrácení elektrické energie do sítě (rekuperace). Další možností ochrany měniče je obvod omezení rekuperace. Tímto obvodem může být řízení motoru během rekuperace omezeno. Řízení měniče odvodí z naprogramované rampy vhodnou rychlost brzdění, aby nedocházelo k překročení maximálního napětí ve stejnosměrném meziobvodu. Toto platí, pokud rekuperaci způsobuje zpomalování zátěže. U rekuperace přetáčením zátěže umožňuje frekvenční měnič motoru zvýšit otáčky nad nastavenou hodnotu, aby nedošlo k poškození měniče. [13]



Obr. 33 Napěťový měniče frekvence s diodovým napáječem [17]

## Problematika

Kvůli rychlému spínání a rozpínání součástí ve frekvenčních měničích dochází k velkým strmým nárůstům napětí  $dU/dt$ . V kombinaci s dlouhým motorovým vedením vznikají velké napěťové špičky na svorkách motoru, které způsobují namáhání a potenciální poškození izolace motoru. K motorům s dlouhým vedením se instalují motorové tlumivky nebo filtry.

## 3.3 Řízení frekvenčních měničů

### 3.3.1 Skalární řízení

Je nejpoužívanější a nejrozšířenější řízení elektromotorů pomocí změny napětí a frekvence. Řízení se provádí v otevřené smyčce bez zpětné vazby a snímačů. Používá se pro řízení pohonů, které nevyžadují zcela přesné řízení otáček. Tento způsob řízení je nevhodné pro dynamicky náročné servomotory. [17]

### Princip

Řízení otáček motoru probíhá změnou frekvence. Současně se mění napětí podle funkční závislosti  $U = f(f)$  ( $U/f$  křivky) tak, aby byl konstantní tok. Frekvenční měniče mají některé druhy  $U/f$  křivek už předdefinované. [13]

- a) s malým rozběhovým momentem – odbuzení snížením napětí při nízkých frekvencích
- b) s vysokým rozběhovým momentem – zvýšení napětí při nízkých frekvencích pro zvýšení toku
- c) s konstantním tokem – malé zvýšení napětí při nízkých frekvencích je nutné pro zachování konstantního toku kvůli odporu statorového vinutí

Kompenzaci zatížení vlivem poklesu otáček při rostoucím momentu zajistí regulátor otáček, který porovná žádanou a skutečnou hodnotu otáček, nebo je zvýšení napětí a frekvence předdefinováno podle nárůstu proudu.

Díky jednoduchosti řízení, nízké ceně, spolehlivosti a použitelnosti ve velké oblasti aplikací jsou skalární měniče nejpoužívanější. V některých oblastech příliš nevedí, když při zatížení klesne rychlost (neplatí u poklesu při nižších otáčkách). Ve frekvenčních měničích se skalární řízení doplňuje skluzovou IR kompenzací, kdy se měří motorový proud, aby se zjistilo zatížení motoru, a následně se provede zvýšení napájecí frekvence. Tím se kompenzuje zvětšený skluz. Bez této kompenzace je velice obtížné dosáhnout maximálního možného točivého momentu motoru při lehké zátěži. Požadovaný nárůst napětí pro maximální točivý moment by bez této kompenzace způsobil saturaci motoru a motorem by tekla příliš velký proud. [17]

### 3.3.2 Vektorové řízení

U skalárního řízení se nastavuje pouze proud a magnetický tok. Moment u asynchronního motoru ovšem závisí i na úhlu mezi nimi. Největší moment je tehdy, když je proud posunut o  $90^\circ$  vzhledem k magnetickému toku [17]. Proto se používají měniče s vektorovým řízením. Při vysoké spínací frekvenci (20 kHz) má pohon malé momentové vibrace. Dochází k rozkladu prostorového vektoru statorového proudu na dvě navzájem kolmé složky proudů (činná, jalová) [12]. Z měřených veličin napětí a proudu procesor vypočítává skutečný moment a magnetický tok. V komparátorech se tyto hodnoty porovnávají se žádanými hodnotami a procesor vypočítá údaje pro PWM, který nastavuje napětí a frekvenci potřebné pro dosažení žádaného toku a momentu. Existují různé druhy provozu. [13]

- a) bez otáčkové zpětné vazby – chybí informace o otáčkách motoru, a proto měnič musí znát konstanty motoru a provádí odhad. Další hodnoty si měnič zjišťuje sám testem (Autotuning). Kvalita řízení závisí na přesnosti zadání konstant a na algoritmu výpočtu otáček.
- b) s otáčkovou zpětnou vazbou – přesnější a lepší dynamika
- c) provoz s minimálním tokem – lze měnit i tok odbuzením, čímž klesají ztráty, ale má horší dynamiku
- d) s regulací polohy v servopohonech – obsahuje regulační smyčku polohy

### 3.3.3 Přímé řízení momentu (DTC)

Jde o méně rozšířené řízení motoru prostřednictvím statorového toku bez použití PWM. V měniči je vytvořen matematický model motoru. Procesor vypočítává ze změřených hodnot napětí a proudu skutečný magnetický tok, moment, otáčky a frekvenci. Komparátory porovnávají skutečný tok a moment se žádanými hodnotami. Logický člen vybere nejvýhodnější prostorový vektor napětí, který posouvá statorový tok takovým směrem, aby se zajistil žádaný tok a moment. Podle toho se sepnou příslušné výkonové prvky měniče. Jde o nespojitě řízení, kde napět'ový vektor má 6 poloh a 7. polohou je zkratování motoru přes střídač. [12] [13]

## 3.4 Shrnutí vlastností moderních frekvenčních měničů

### 1. Princip

- nepřímé napět'ové měniče, které obsahují jako usměrňovač a střídač dva identické trojfázové můstky s IGBT tranzistory se zpětnými diodami
- modulace ve střídači je PWM kromě přímého řízení DTC

### 2. Řízení

- skalární podle  $U/f$  křivky, se zlepšenou regulací otáček
- vektorové bez otáčkové zpětné vazby, s otáčkovou zpětnou vazbou, s optimálním magnetickým tokem, s regulací polohy
- přímé řízení momentu DTC

### 3. Brzdění

- do pulzně spínaného odporu v meziobvodu
- magnetickým tokem
- rekuperací pokud je usměrňovač řízený

### 4. Vybavení měničů

- vstupní odrušovací filtr síťového napětí

- vstupy a výstupy pro připojení potřebných snímačů, ovládacích zařízení, signalizací
- řídicí jednotka s mikroprocesorem
- silové obvody
- tlumivky s proměnnou indukčností automaticky nastavovanou podle zátěže

#### 5. Ovládání měničů

- dálkové analogové (0 – 10 V, 0 – 20 mA)
- dálkové digitální přes sériovou linku RS – 232, RS – 485 (např. protokol Modbus, Profibus), možné připojení až 32 frekvenčních měničů
- dálkové nespojitě (tlačítka a relé)
- z panelu měniče

#### 6. Funkce měniče

- volba křivky  $U/f$
- letmý start (spínání běžícího motoru)
- nastavení rozběhových a doběhových ramp
- nastavení provozu a brzdění
- PID regulace
- při zkratu, přetížení nebo po ztrátě napájení rozepne poruchové relé
- možnost restartu po krátkodobém výpadku energie bez zastavení motoru
- možnost kopírování parametrů mezi měniči [14] [16] [19]

Mnoho druhů moderních frekvenčních měničů nabízí vektorové řízení nevyžadující použití zpětnovazebních snímačů otáček. Měniče frekvence jsou vybaveny obvodem elektronické ochrany s inverzní charakteristikou nebo s charakteristikou  $I^2t$  odpovídající standardním tepelným relé proti přetížení. Vyrábějí se ve výkonovém rozsahu několika set wattů až do desítek megawattů. Malé frekvenční měniče je možné napájet i z jednofázové sítě 230 V a na jejich výstupech je napětí 3x 230 V s proměnnou frekvencí [14]. Klasické

frekvenční měniče jsou však napájené standardními síťovými hodnotami 3x 400 V, 3x 500 V. Výstupní frekvence může být až několik set Hz (obvykle 0 – 100 Hz) a díky tomu lze u dvoupólových motorů regulovat otáčky od 0 do  $6000 \text{ min}^{-1}$  [16]. Konstrukteři frekvenčních měničů došli kvůli sledování trhu a potřeb zákazníků k zajímavému závěru. Zákazníci totiž kupovali rekuperační měniče frekvence kvůli nízké emisivitě harmonických („Low harmonic drive“), ale nevyužívali jejich funkci rekuperovat energii do sítě. Navrhli proto měniče, které se budou vyznačovat nízkým obsahem harmonických, ale nebudou mít schopnost rekuperace či brzdění [16]. Nízký obsah harmonických způsobuje zvýšení kvality elektrické energie a snižuje ztráty v kabelech i v motorech. [13]

Na obrázku (Obr. 34) je zobrazen frekvenční měnič od společnosti Schneider – Electric Telemecanique s označením Altivar 31, který například využívají firmy k řízení motorů, které posunují látku po válčích, kde dochází k různým úpravám látky.



Obr. 34 Altivar 31[19]

## 4 SROVNÁNÍ SOUČÁSTEK IGCT A IGBT

Každá z těchto součástek se používá v jiné napěťové a proudové oblasti. Na obrázku (Obr. 35) je vidět, že MOSFET tranzistory se používají v měničích menších výkonů, které pracují s proudy do 1000 A a napětím do 1000 V [13]. U každé součástky výrobce udává bezpečnou pracovní zónu, která nám říká, jaká je maximální hodnota trvalého napětí a proudu. Ovšem součástka nemůže pracovat s těmito maximálními hodnotami zároveň, protože by došlo k přetížení. U výkonových součástek totiž platí, že součástky pro větší proudy jsou méně zatížitelné napěťově a součástky pro větší napětí jsou zase méně zatížitelné proudově. Někdy tento problém vyřeší paralelní řazení výkonových součástek. Zároveň se musí se zvyšující spínací frekvenci omezit maximální proud. IGBT součástky ve velké míře ovládly frekvenční měniče pro nízké i vyšší napětí (do 1000 V) v trakčních oblastech [15].

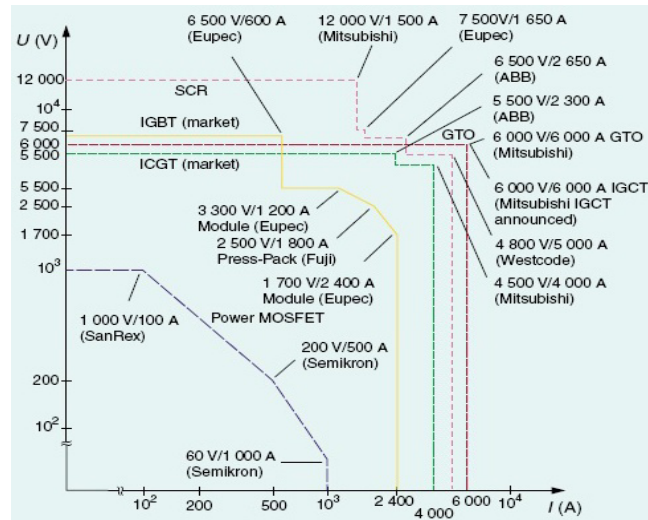
Využití IGBT je rozsáhlé, ale ne vždy nejvýhodnější. Výrobci nabízejí tyto součástky pro velmi vysoké napětí až 6000 V, ale v praxi jsou dostupné součástky pro napětí 1700 V, které jsou vidět na obrázku (Obr. 31) s přehledem IGBT součástek od firmy Mitsubishi. V praxi se používají i speciální zapojení měničů (sériové řazení), pokud není možné použít IGBT součástky pro velmi vysoké napětí. Součástky IGCT se používají pro měniče největších výkonů, a to díky větší robustnosti a možnosti sériového řazení [6]. Při výběru součástky IGCT do měničů se dbá na to, aby byla dostatečná napěťová rezerva. To znamená, že pro měniče se jmenovitým napájecím napětím 750 V se používají součástky s maximálním napětím 2500 V. Měniče IGCT lze chránit před nadproudy běžnou rychlou polovodičovou pojistkou [6]. Mají oproti IGBT nižší propustné ztráty, a když srovnáme trakční napěťový střídač se součástkami IGCT a IGBT, tak celkové ztráty IGCT střídače jsou o 10 až 20 % nižší. [6]

Tab. 2 Výhody, nevýhody a použití výkonových součástek [6]

Součástka	Výhody	Nevýhody	Použití
<b>Tyristor</b>	Vůbec nejnižší propustné ztráty a nejvyšší přetížitelnost. Snadná možnost paralelního a sériového řazení.	Nízká pracovní frekvence a nutné obvody pro vypnutí.	Stejnoseměrné pohony. Napájecí zdroje velkých výkonů. Zdroje pro indukční ohřevy. Statické kompenzátory.

Součástka	Výhody	Nevýhody	Použití
<b>GTO</b>	Řízené vypnutí. Možnost sériového řazení. Pracovní frekvencí v rozmezí stovek <i>Hz</i> .	Vyšší propustné ztráty a vysoký výkon zdroje pro řízení.	Pohony velký výkonů. Statické kompenzátory. Zdroje nepřetržitého napájení. Zdroje pro indukční ohřev.
<b>IGCT</b>	Řízené vypnutí. Vysoká přetížitelnost. Nízké propustné ztráty. Pracovní frekvence v rozmezí několik <i>kHz</i> . Možnost sériového řazení. Vyšší cyklická odolnost.	-	Pohony velkých výkonů. Velké frekvenční měniče.
<b>IGBT</b>	Řízené vypnutí s velmi nízkým výkonem řídicího zdroje. Nejvyšší pracovní frekvence 10 <i>kHz</i> .	Vyšší propustné ztráty. Poměrně nízká cyklická odolnost.	Pulzní měniče. Zdroje nepřetržitého napájení. Statické kompenzátory a aktivní filtry. Spínané zdroje.

U IGCT je někdy třeba použít předřadnou tlumivku, která sníží ztráty součástky při zapínání a omezí strmost nárůstu proudu pod  $1000 \text{ A}/\mu\text{s}$  [6]. Někdy zase není tlumivka zapotřebí kvůli parazitní indukčnosti obvodu. IGCT se používají spíše v oblastech vyšší výkonů, kde se pracuje s nižší spínací frekvencí. Z hlediska dynamiky nemohou konkurovat součástkám IGBT v oblasti pro nižší výkony s vyšší spínací frekvencí, ale u vyšších výkonů se jejich vlastnosti vyrovnávají. U všech výkonových součástek je důležitý odvod ztrátového tepla. Pokud dokážeme u IGCT zajistit kvalitní odvod tepla, může součástka pracovat, sice jen v krátkých časových intervalech, až se spínací frekvencí 20 *kHz*. V trakční oblasti s pulzními měniči se kvůli možnosti dynamického brzdění zapojuje do série s kotvou motoru vyhlazovací tlumivka [13]. Kvůli krátkým spínacím dobám je třeba připojit paralelně k zátěži velmi rychlou nulovou diodu.



Obr. 35 Přehled mezních parametrů výkonových polovodičových součástek [15]

#### 4.1 Ztrátový výkon součástek

Ve střídačích, kde se mění stejnosměrné napětí na střídavé o určité frekvenci, rozlišujeme ztrátový výkon, který vznikne na součástce v propustném směru a při spínání. Když srovnáme součástky IGCT a IGBT (vhodně zvolené) použité ve střídači se stejným vstupním napětím (520 V), proudem (600 A) a spínací frekvencí (500 Hz), zjistíme, že spínací ztráty u obou součástek jsou stejné, ale ztráty v propustném směru jsou u IGBT větší asi o 1,5 kW. Obě součástky mají v této situaci menší spínací ztráty oproti ztrátám v propustném směru. Při zvýšení vstupního napětí (nad 4000 V), proudu (nad 1000 A) a spínací frekvence (800 Hz) nastane situace, kdy IGBT vykazuje sice menší spínací ztráty než IGCT, ale ztráty v propustném směru jsou až trojnásobně vyšší než u IGCT. Dokonce součástka IGCT má asi dvojnásobně větší spínací ztráty než ztráty v propustném směru. Celkově menší ztráty jsou u IGCT prvku. Ve ztrátách celého napěťového měniče mají poměrně značné zastoupení ztráty v antiparalelních diodách, ať už jsou připojeny k IGBT nebo IGCT. [20]

##### 4.1.1 Chlazení součástek

Kvůli odlišným ztrátovým výkonům součástek IGBT a IGCT se liší chlazení a konstrukce měničů. IGBT, které jsou vyráběny jen v bezpotenciálovém provedení, mají sice výhodu v tom, že chladič je galvanicky oddělen, ale odvod tepla je jen z jedné strany

součástky. IGCT jsou v pastilkovém provedení, u kterých je výhoda oboustranného chlazení nevodivou kapalinou, protože tato kapalina je vodivě spojena s výkonovým obvodem. Součástky IGCT neobsahují pájené spoje jako IGBT, a proto jsou odolné proti kolísání teplot. Pájené spoje u IGBT jsou v dnešní době pomalu nahrazovány přitlakem [20]. Teplota u IGCT by neměla přesáhnout 140 °C a u IGBT 150 °C.

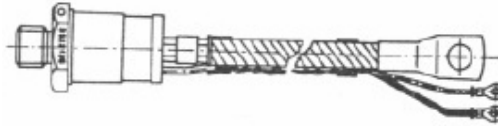
## 4.2 Vlastnosti měničů s osazením IGCT nebo IGBT součástek

Konstrukce IGCT a IGBT měničů je odlišná také kvůli tomu, že IGCT se řadí sériově a IGBT je možné řadit pouze paralelně. Když dojde k poruše jedné ze sériově řazených IGCT součástek tak, že dojde k trvalému propouštění proudu, může měnič nadále pracovat. Sice jde jen o nouzový provoz, ale i tak je to oproti IGBT měničům výhoda. Na druhou stranu má IGBT tu vlastnost, že dokáže omezovat zvětšující se poruchový proud. Když součástka opustí pracovní bod v nasycené oblasti, vzroste úbytek napětí na součástce a tím se i zvýší ztráty. Tyto ztráty způsobí, že součástka zůstane v sepnutém stavu cca 10 ms. Ještě před uplynutím této doby se poruchový proud detekuje a dojde k vypnutí signálem do řídicí elektrody [6]. U frekvenčních měničů 3 x 400 V s IGBT součástkami se používá spínací frekvence až 20 kHz, ale kvůli spínacím ztrátám musí být omezen výstupní výkon [13]. Krátkým spínacím dobám odpovídají velké strmosti nárůstu proudu  $di/dt$ , které se pohybují v rozmezích 1000 až 5000 A/ $\mu$ s. U trakčních pohonů se vlivem těchto ztrát používá maximální spínací frekvence do 3 kHz. Rychlé spínání IGBT a IGCT umožnilo konstrukci měničů bez použití odlehčovacích obvodů, které se používají u GTO tyristorů. IGBT již jednoznačně ovládl oblast střídačů pro nízké napětí, ale vlivem neustále se zvyšujících parametrů těchto prvků se rychle rozšiřuje pole jejich využití v i měničích pro napětí nad 1000 V (např. běžně v trakčních pohonech vozidel MHD, ale i v trakčních pohonech drážních vozidel s napětím 3 000 V). [15]

### 4.3 Konstrukční provedení součástek

#### 1) Svorníkové pouzdro

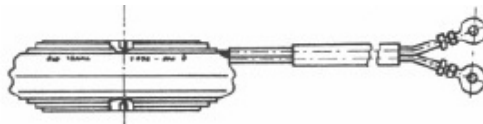
Pouzdro má tvar válce se šroubem, který slouží k upevnění na chladič. Toto pouzdro umožňuje jednoduchou montáž na chladič, ale odvod tepla je pouze jednostranný. V současné době pouze pro součástky malých výkonů. [7]



Obr. 36 Svorníkové pouzdro [7]

#### 2) Pastilkové pouzdro

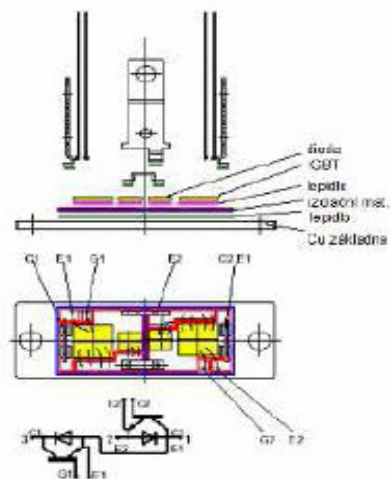
Pouzdro tvoří válec zakončený dvěma plochými elektrodami a pomocí speciální konstrukce připojeno mezi dva chladiče. Montáž chladičů i zapojení do obvodu je složitější, ale odvod tepla je oboustranný. Pro součástky velkých výkonů.



Obr. 37 Pastilkové pouzdro [7]

#### 3) Bezpotenciálový modul

Nevýhodou předchozích konstrukcí je to, že chladič má potenciál elektrody, z níž odvádí energii, a musí se tedy izolovat. U těchto modulů je systém součástky izolačně oddělen od chladičí základny, takže chladič není nutné izolovat a lze využít i skříň měniče jako chladič. V oblasti malých a středních výkonů se tento typ pouzdra používá nejčastěji v jednom modulu. [7] [12]



Obr. 38 Bezpoteenciálový modul [7]

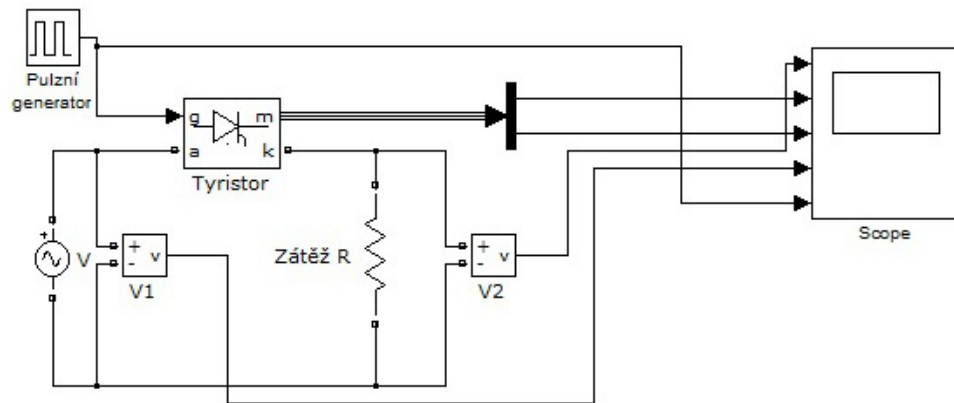
## **II. PRAKTICKÁ ČÁST**

## 5 SIMULACE V PROGRAMU MATLAB SIMULINK

V programu Matlab jsem využil Simulinku a z knihovny SimPowerSystems jsem použil potřebné součástky pro sestavení 4 simulací k ověření některých schémat zapojení, které jsem rozebíral v předchozích kapitolách.

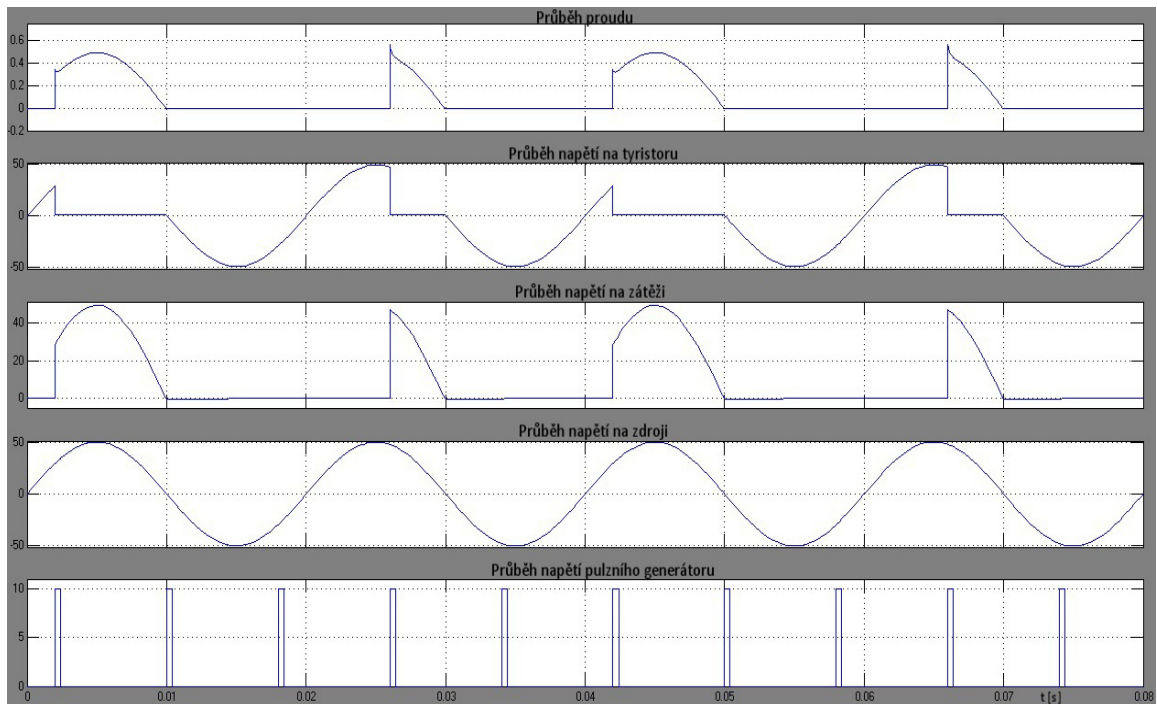
### 5.1 Spínání tyristoru

V této simulaci jsem použil zdroj napětí se sinusovým průběhem s amplitudou 50 V a frekvencí 50 Hz. Pulzní generátor poskytuje pulzy o amplitudě 10 V a frekvenci 125 Hz. Úbytek napětí na tyristoru v propustném stavu je 0,8 V. Jde o jednoduchý obvod pro ukázkou spínání tyristoru.



Obr. 39 Spínání tyristoru

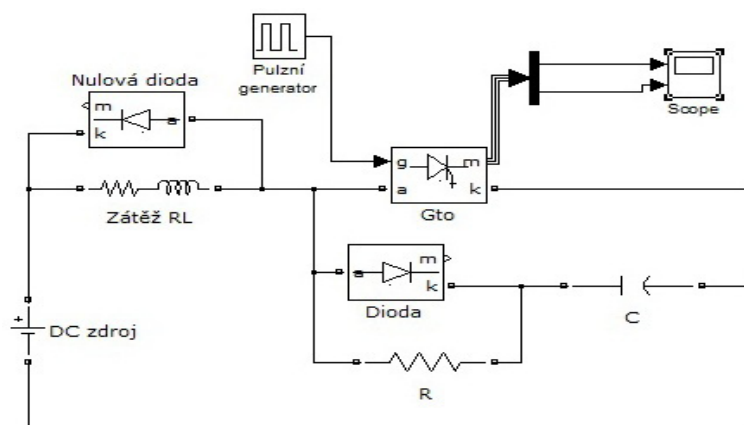
Pokud je na tyristoru kladná půlvlna a současně je přiveden na řídicí elektrodu impuls z generátoru, součástka sepne a objeví se na ní konstantní napětí 0,8 V. Zároveň je na zátěži okamžitá hodnota napětí zdroje snížena o úbytek napětí na tyristoru, tj. 49,2 V. Průběh proudu tekoucí obvodem je podobný jako průběh napětí na zátěži, jelikož zde platí Ohmův zákon. Při každé záporné půlvlně dochází k rozepnutí tyristorů, poklesu proudu a napětí na zátěži na nulu a na tyristoru je napětí zdroje. Při záporné půlvlně součástka nereaguje na příchod spínacího impulsu. Na obrázku (Obr. 40) jsou zobrazeny všechny důležité průběhy.



Obr. 40 Průběhy napětí a proudu při spínání tyristoru

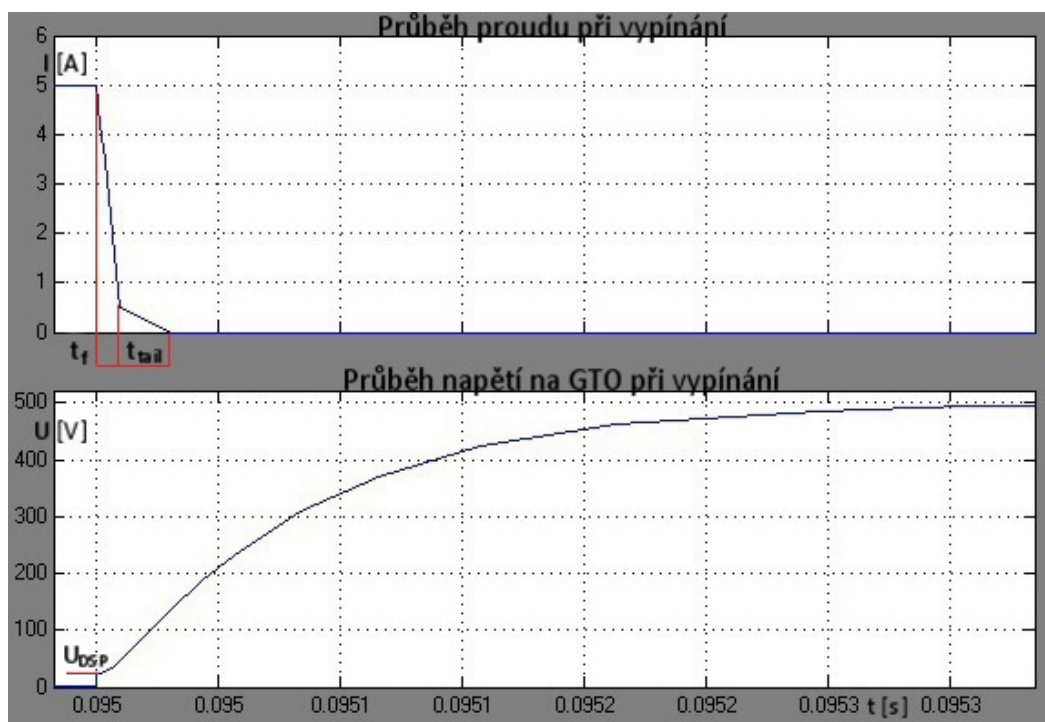
## 5.2 Vypínání GTO s RCD odlehčovací sítí

Tato simulace ukazuje princip funkce RCD odlehčovací sítě (snubber). V samotné součástce GTO je v programu Matlab snubber namodelován, ale v nastavení jsem vlastnosti snubberu vypnul, protože jsem chtěl ověřit funkčnost zapojení z obrázku (Obr. 9). Napětí na stejnosměrném zdroji je 500 V, rezistor R má odpor 1 k $\Omega$ , kondenzátor C má hodnotu 1  $\mu F$ . V simulaci dochází ke spínání a vypínání odporově – induktivní zátěže, ke které je připojena nulová dioda.



Obr. 41 GTO s RCD odlehčovací sítí

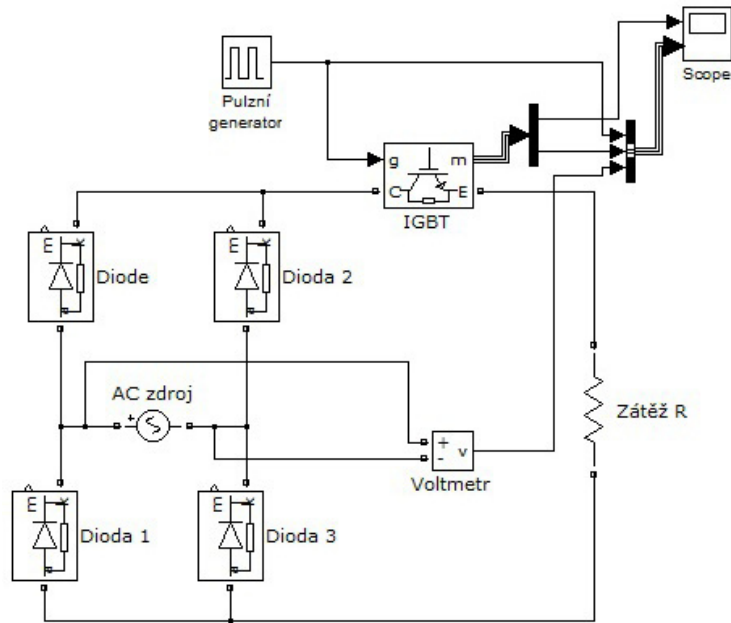
GTO je nastavená doba  $t_f = 10\mu\text{s}$  a  $t_{tail} = 20\mu\text{s}$ , které jsou na obrázku vyznačeny a jsou důležité při vypínání a doznívání proudu tekoucí součástkou. Při vypnutí klesá proud GTO až na nulu a zároveň dochází ke strmému nárůstu napětí na GTO až do hodnoty  $U_{DSP}$ , kdy začíná pracovat snubber a strmost nárůstu napětí je menší. Při překročení  $U_{DSP}$  se sepne dioda ve snubberu a začne nabíjet kondenzátor C, který ovlivňuje průběh nárůstu napětí na GTO. Jde o ochranu před nežádoucím sepnutím součástky. Zvolil jsem takové hodnoty jednotlivých součástek, aby byla změna strmosti  $dU/dt$  patrná. V praxi takový rozdíl strmostí není třeba.



Obr. 42 Průběh vypínání GTO s RCD odlehčovací sítí

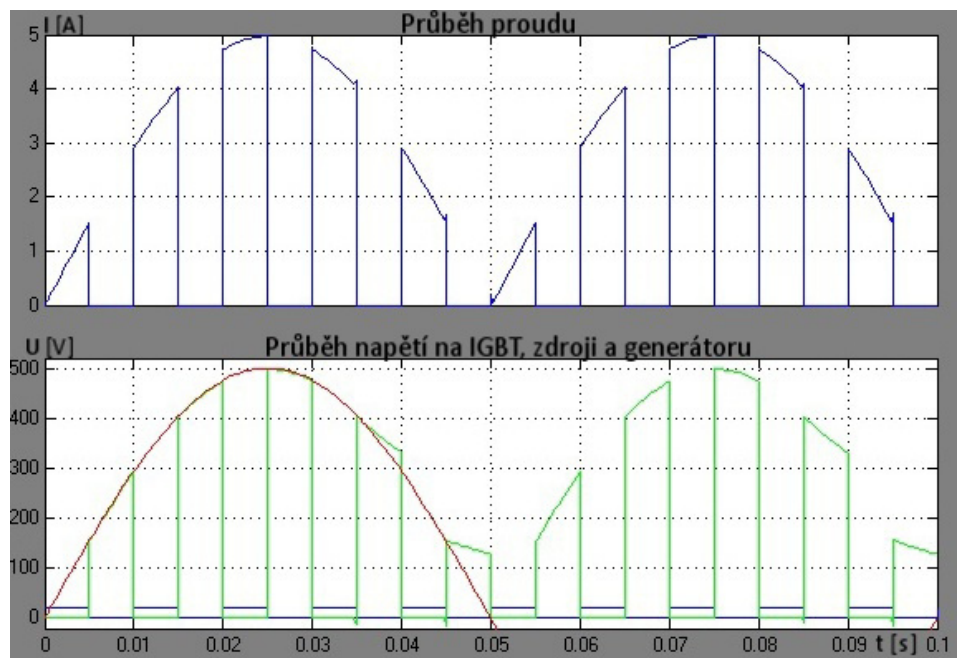
### 5.3 Řízený usměrňovač

Napětí na střídavém zdroji je 500 V s frekvencí 10 Hz. Generátor přivádí do řídicí elektrody IGBT tranzistoru impulzy s amplitudou 20 V a frekvencí 100 Hz. V blocích diod a IGBT tranzistoru jsou namodelované snubbery, kde je kapacita kondenzátorů nastavena na 250 nF a odpor rezistoru 500  $\Omega$ . Ve schématu se nachází Graetzův můstek s diodami, který usměrní střídavé napětí na stejnosměrné. V obvodě je zapojen NPN IGBT tranzistor, a proto se kolektor tranzistoru musí připojit na kladnou katodovou část a emitor na zápornou anodovou část můstku.



Obr. 43 Schéma zapojení řízeného usměrňovače

Ve spodním grafu představuje modrá křivka průběh pulzů z generátoru, zelená průběh napětí na IGBT a červená sinusový signál ze zdroje. V jedné periodě napětí zdroje dochází k sepnutí IGBT 10x.

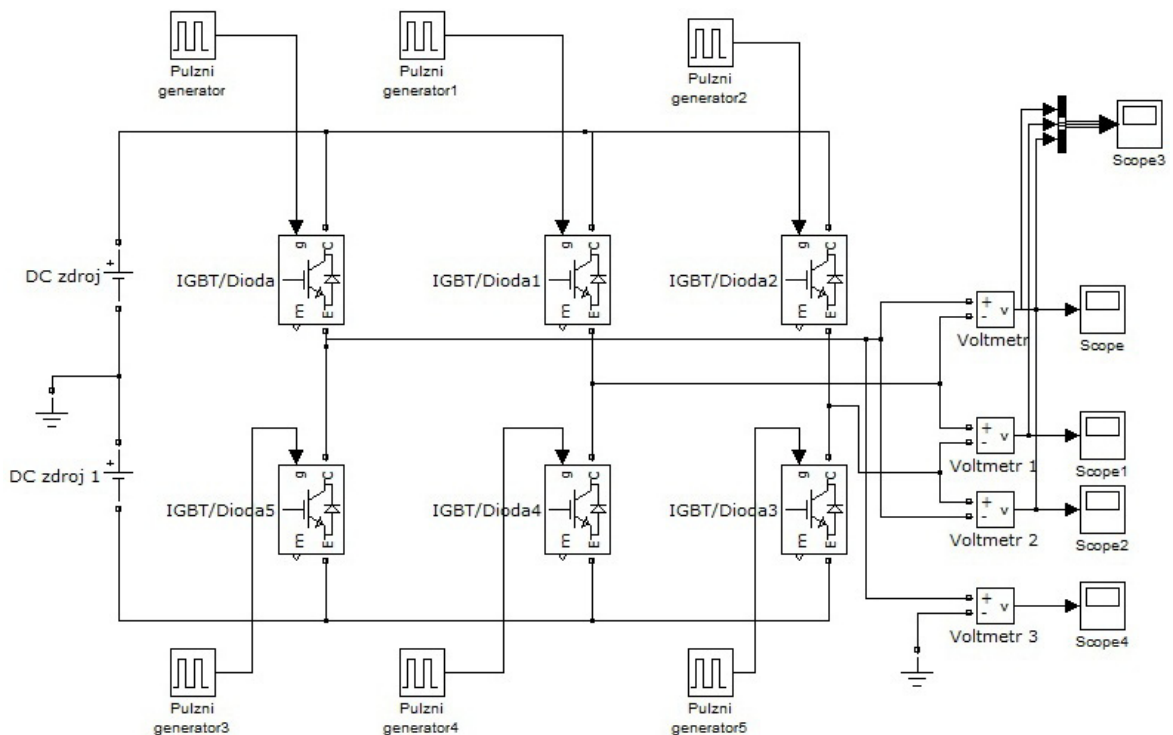


Obr. 44 Průběh veličin řízeného usměrňovače

## 5.4 Třífázový střídač s IGBT tranzistory

V obvodu se nachází 6 spínacích IGBT tranzistorů s antiparalelními diodami a každý IGBT tranzistor má vlastní pulzní generátor. Oba zdroje stejnosměrného napětí poskytují napětí 550 V. Všechny pulzní generátory vytváří pulzy o amplitudě 1 V, frekvenci 5 Hz a střídě 50 %. Pulzní generátory se liší pouze v nastavení fázového zpoždění. V každé paralelní větvi může být v jednom okamžiku sepnutá pouze jedna součástka IGBT. Pokud by se tak nestalo, došlo by ke zkratu. Proto musí být fázové zpoždění všech generátorů vhodně nastavené. U prvního pulzního generátoru je nastaveno fázové zpoždění na nulu.

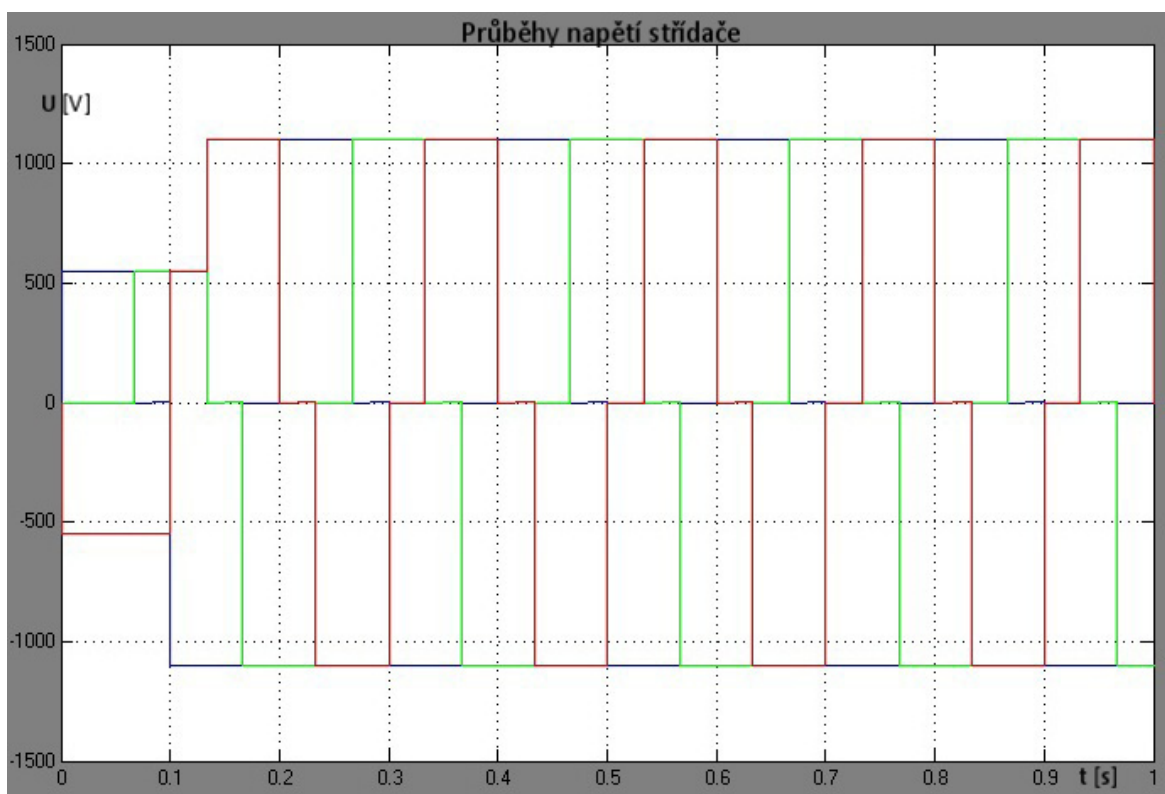
Pulzní generátor 3 má fázové zpoždění nastaveno na 0,1 s, generátor 1 na  $\frac{0,2}{3}$  s, generátor 4 na  $\frac{0,2}{3} + 0,1$  s, generátor 2 na  $\frac{0,2 \cdot 2}{3}$  s a generátor 5 na  $\frac{0,2 \cdot 2}{3} + 0,1$  s. U všech IGBT tranzistorů je nastaven odpor v sepnutém stavu 1 m $\Omega$ .



Obr. 45 Schéma zapojení střídače s IGBT tranzistory

Na obrázku (Obr. 46) jsou vyznačeny jednotlivé průběhy napětí střídače, kde modrá křivka zobrazuje průběh napětí mezi první a druhou větví, zelená mezi druhou a třetí větví

a červená mezi třetí a první větví. Ze začátku jsou jednotlivé maximální napětí pouze na hodnotě 550 V a to proto, že při měření napětí mezi jednotlivými větvemi je vždy sepnuta pouze jedna součástka IGBT. Princip funkce předvedu na zelené křivce (napětí mezi druhou a třetí větví). Ze začátku je na výstupu 0 V, protože všechny součástky jsou vypnuté. Jako první se sepne IGBT/Dioda 1 a na výstupu se objeví napětí 550 V. V jeden okamžik je sepnuté IGBT/Dioda 1 a IGBT/Dioda 2 a na výstupu je 0 V. V dalším intervalu je na výstupu -1100 V. Tento stav nastane, když IGBT/Dioda 1 rozezne a v jeden okamžik je sepnuté IGBT/Dioda 2 a IGBT/Dioda 4. Na výstupu se objeví 0 V i v okamžiku, kdy jsou sepnuté součástky IGBT/Dioda 3 a IGBT/Dioda 4.



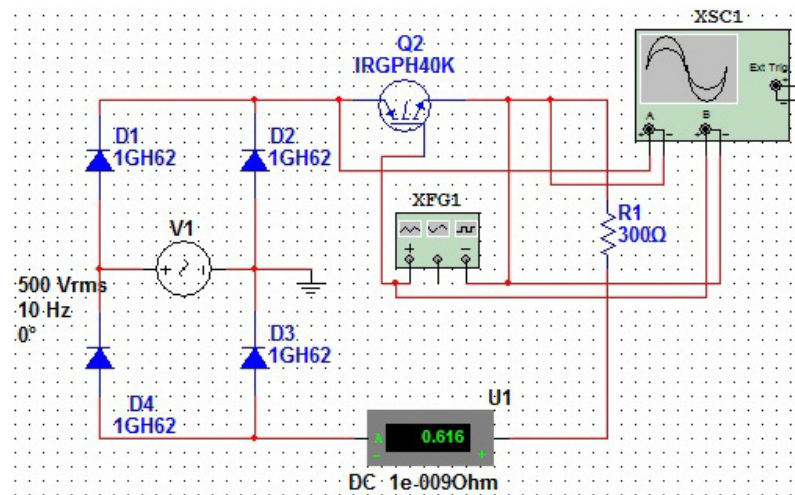
Obr. 46 Průběhy napětí střídače s IGBT

## 6 SIMULACE V PROGRAMU MULTISIM

V knihovnách tohoto programu, na rozdíl od programu Matlab Simulink, je namodelovaných mnohem více druhů výkonových polovodičových součástek od různých výrobců vytvořené různými technologickými způsoby. Dokáže také zobrazovat jejich dynamické vlastnosti, protože časovou základnu osciloskopu lze nastavit až na  $1 \text{ fs/Div}$ . Tento program je od společnosti National Instruments.

### 6.1 Srovnání spínání a vypínání 3 druhů IGBT tranzistorů

Tyto simulace ukazují odlišné dynamické vlastnosti jednotlivých IGBT tranzistorů. Vytvořil jsem řízený usměrňovač pomocí Graetzova můstku a postupně jsem měnil IGBT součástky. Napětí na střídavém zdroji je  $500 \text{ V}$  s frekvencí  $10 \text{ Hz}$ . Odporová zátěž má hodnotu  $300 \Omega$  a do obvodu jsem zapojil ampérmetr pro zjištění tekoucího proudu v sepnutém stavu. Generátor impulzů poskytuje bipolární pulzy s amplitudou  $14 \text{ V}$  a frekvencí  $100 \text{ Hz}$ . Na obrázku (Obr. 47) je schéma zapojení řízeného usměrňovače.



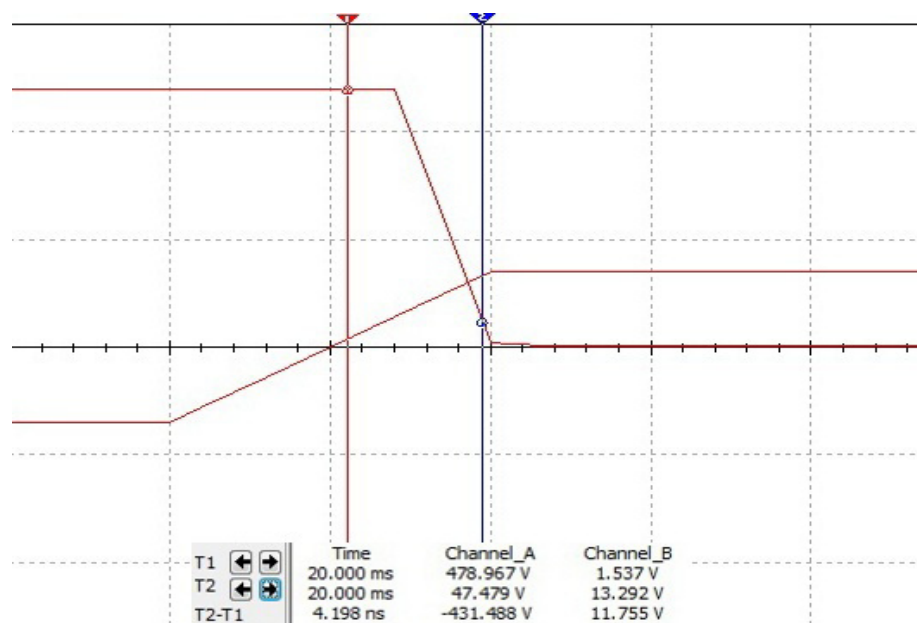
Obr. 47 Schéma zapojení pro měření dynamických vlastností

## IGBT IRG4BC10U

Katalogové hodnoty:  $U_{CES} = 600 \text{ V}$ ,  $U_{CE(on)} = 2,15 \text{ V}$ ,  $U_{gate(max)} = 15 \text{ V}$ ,  $I_c = 5 \text{ A}$

### Spínání IRG4BC10U

Dobu sepnutí součástky jsem určil tak, že jsem našel nárůst řídicího napětí zhruba na 10 % celkové hodnoty a pokles napětí  $U_{CE}$  na 10 % celkové hodnoty. Doba sepnutí součástky je dána rozdílem časových hodnot těchto bodů. Průběh napětí na tranzistoru je napojen na kanál A a průběh řídicího signálu na kanálu B.

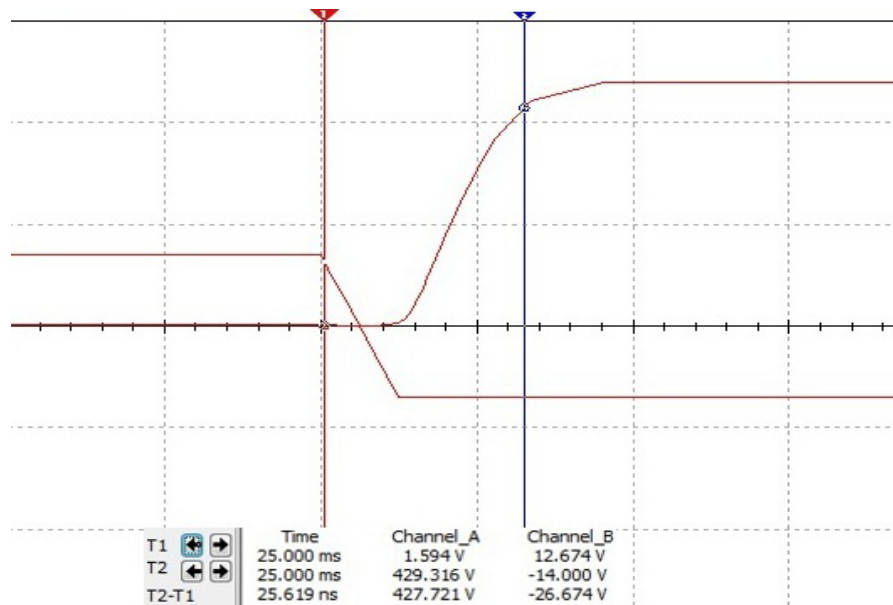


Obr. 48 Spínání IRG4BC10U

Doba sepnutí  $t_{(on)}$  je rovna 4,2 ns a úbytek napětí IGBT tranzistoru je 1,68 V při proudu 0,61 A.

### Vypínání IRG4BC10U

Dobu vypnutí součástky jsem určil tak, že jsem našel pokles řídicího napětí zhruba na 90 % celkové hodnoty a nárůst napětí  $U_{CE}$  na 90 % celkové hodnoty. Doba vypnutí součástky je dána rozdílem časových hodnot těchto bodů.



Obr. 49 Vypínání IRG4BC10U

Doba vypnutí  $t_{(off)}$  je rovna 25,62 ns a ve vypnutém stavu je na součástce blokovácí napětí  $U_{CE} = 478$  V. Doba vypnutí je tak 6x delší než doba sepnutí. Tato součástka je označována jako ultra rychlá.

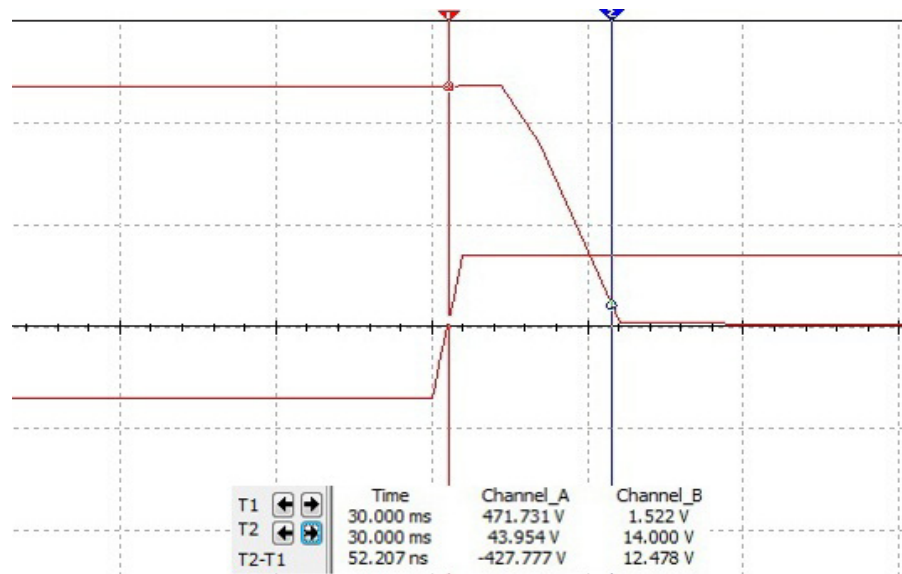
### IGBT IRG4BC40S

Katalogové hodnoty:  $U_{CES} = 600$  V,  $U_{CE(on)} = 1,32$  V,  $U_{gate(max)} = 20$  V,  $I_c = 31$  A

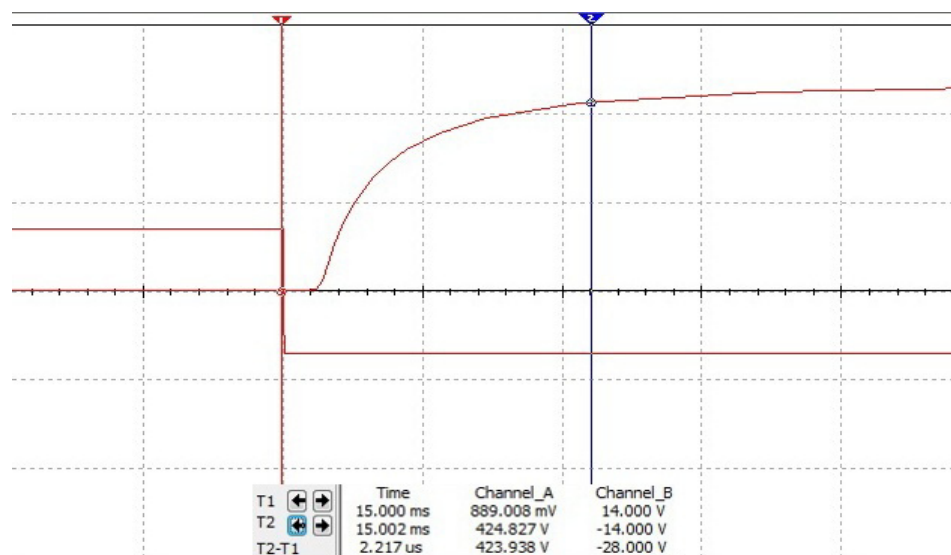
Pracovní frekvence součástky je pod 1 kHz. Výhodou je nízké saturační napětí. Součástka patří do 4. generace, která zajišťuje větší účinnost než generace 3.

### Spínání IRG4BC40S

Doba sepnutí  $t_{(on)}$  je rovna 52,2 ns a úbytek napětí IGBT tranzistoru je 0,889 V při proudu 0,61 A. Doba sepnutí této součástky je stejná jako doba vypnutí předchozí, což ukazuje, že dynamické vlastnosti IRG4BC40S budou horší.



Obr. 50 Spínání IRG4BC40S

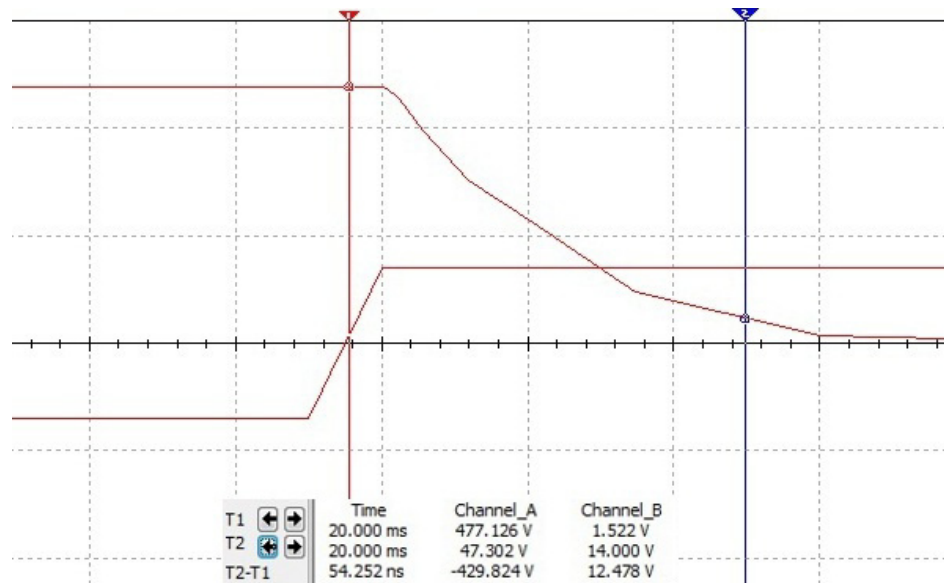
Vypínání IRG4BC40S

Obr. 51 Vypínání IRG4BC40S

Doba vypnutí  $t_{(off)}$  je rovna  $2,21 \mu s$  a ve vypnutém stavu je na součástce blokovací napětí  $U_{CE} = 471 V$ .

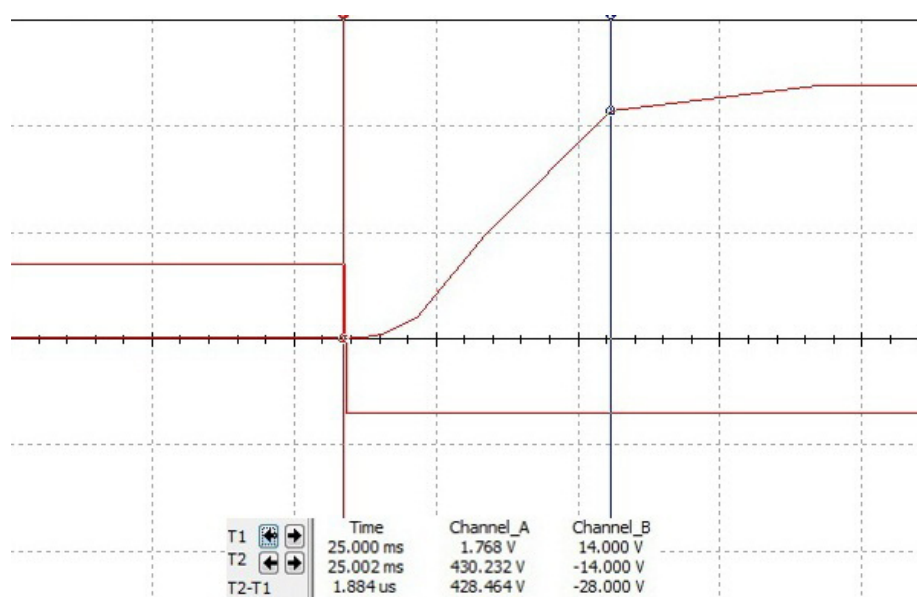
**IGBT IRGPH40K**

Katalogové hodnoty:  $U_{CES} = 1200 V$ ,  $U_{CE(sat)} = 3,5 V$ ,  $U_{gate(max)} = 15 V$ ,  $I_c = 10 A$

Spínání IRGPH40K

Obr. 52 Spínání IRGPH40K

Doba sepnutí  $t_{(on)}$  je rovna 54,2 ns a úbytek napětí IGBT tranzistoru je 1,69 V při proudu 0,61 A. Doba sepnutí této součástky je odlišná od doby zapnutí předchozí jen o 2 ns.

Vypínání IRGPH40K

Obr. 53 Vypínání IRGPH40K

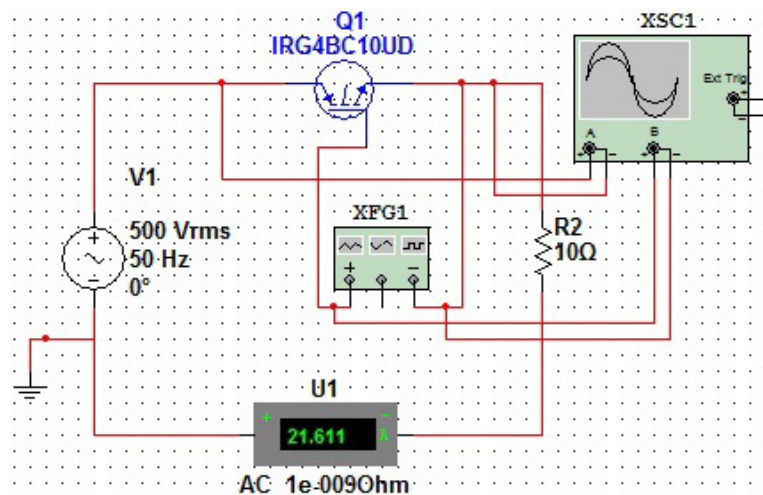
Doba vypnutí  $t_{(off)}$  je rovna  $1,88 \mu s$  a ve vypnutém stavu je na součástce blokovácí napětí  $U_{CE} = 476 V$ . Tato součástka je optimalizována pro řízení elektromotoru s napájecím napětím  $720 V$ .

Když srovnám simulované součástky, tak jasně lepší dynamické vlastnosti má první součástka IRG4BC10U. Zbylé dvě mají zhruba stejné dynamické vlastnosti. Zvláštností je, že IRG4BC40S má o  $2 ns$  kratší spínací dobu než IRGPH40K, ale zato o  $0,33 \mu s$  delší dobu vypínací. První dvě simulované součástky jsou v pouzdře TO-220AB.

## 6.2 Simulace spínání vysokých proudů a srovnání tranzistorů bez zpětné diody a s ní

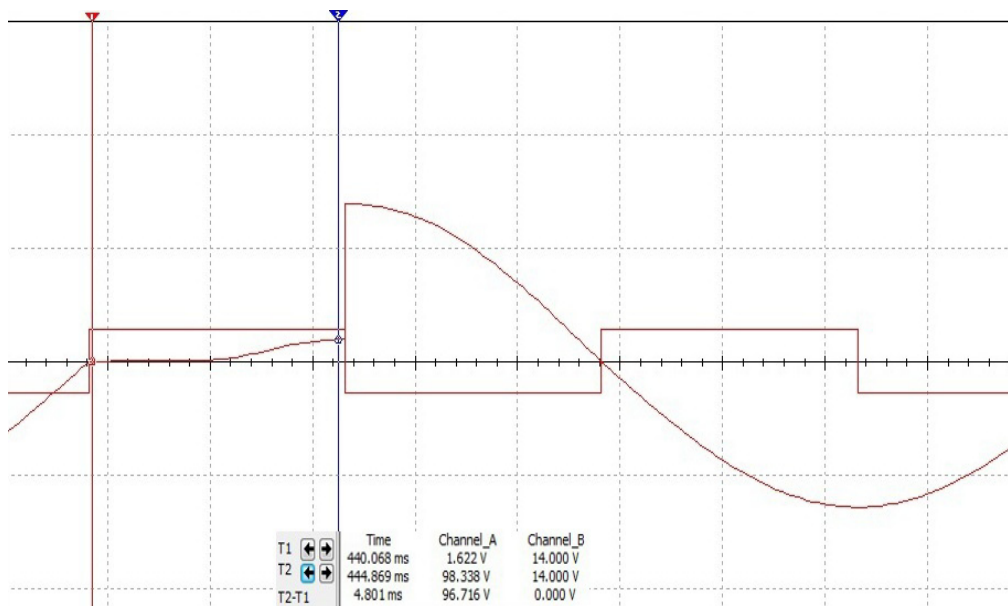
### IGBT IRG4BC10UD

Tento tranzistor má oproti předchozím tranzistorům navíc zpětnou diodu, přes kterou teče proud při záporné půlvlně napětí zdroje. V podstatě má stejné parametry jako již simulovaná součástka IRG4BC10U. Na sestaveném obvodu na obrázku (Obr. 54) lze ukázat nadměrný proud tekoucí součástkou a rozdíl mezi součástkou bez zpětné diody a s ní.



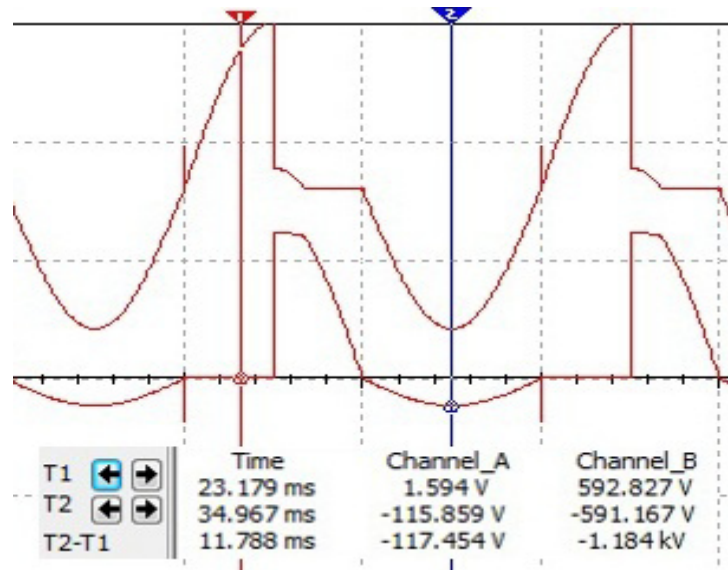
Obr. 54 Schéma zapojení s IRG4BC10UD pro simulaci vysokých proudů

Napětí na střídavém zdroji je 500 V s frekvencí 50 Hz. Jako zátěž jsem zvolil rezistor s odporem 10  $\Omega$  aby obvodem tekla velký proud. Tímto nastavením jsem docílil proud cca 21 A. Na obrázku (Obr. 55) je zobrazen průběh napětí na součástce a řídicí signál. V okamžiku sepnutí je na součástce úbytek napětí 1,62 V, ovšem za 4,8 ms naroste tento úbytek na 98,3 V. To je způsobeno vysokým proudem, který součástku zahřeje, ta následně zvýší svůj odpor a tím vzroste i úbytek. IRG4BC10UD není stavěna na takto vysoké proudy.



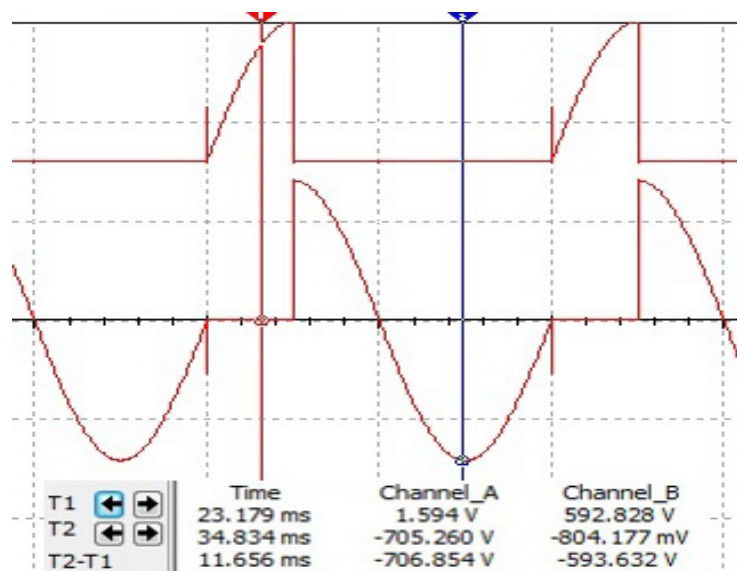
Obr. 55 Spínání vysokých proudů součástkou IRG4BC10UD

Další simulace ukáže rozdíl mezi tranzistorem se zpětnou diodou a bez ní. Použiji stejný obvod jako v předešlé simulaci s tím rozdílem, že zvýším hodnotu rezistoru na 500  $\Omega$ . Proud tekoucí obvodem má hodnotu 0,761 A. První simulace ukazuje průběh napětí na zátěži a na součástce se zpětnou diodou. Spodní průběh je napětí na součástce a vrchní napětí na zátěži. Na spodním průběhu je zobrazeno spínání a vypínání součástky při kladné půlvlně. Proud ovšem obvodem teče i při záporné půlvlně, a to přes zpětnou diodu. Tento proud vytváří úbytek napětí na rezistoru i na tranzistoru, respektive diodě. IGBT IRG4BC10UD se používá pro tvrdé rychlé spínání s frekvencí až do 80 kHz. Díky zpětné diodě se uplatňuje v můstcích střídačů.



Obr. 56 Průběh napětí na IRG4BC10UD a odporové zátěži

Na obrázku (Obr. 57) je simulace spínání a vypínání tranzistoru bez zpětné diody. Proud tekoucí obvodem má hodnotu 0,445 A. Oba průběhy při kladné půlplně jsou téměř stejné jako v předchozím případě s tranzistorem se zpětnou diodou. Rozdíl je v tom, že při záporné půlplně tranzistorem neteče proud a na zátěži je nulové napětí. Logicky u obou součástí je stejný úbytek napětí v sepnutém stavu, protože v tomto okamžiku zpětná dioda nezasahuje do vlastností součástky.



Obr. 57 Průběh napětí na IRG4BC10U a odporové zátěži

## ZÁVĚR

Hlavním cílem této bakalářské práce bylo seznámit čtenáře, respektive studenty s hlavními a moderními spínacími polovodičovými součástkami pro výkonovou elektroniku. Teoretická část práce obsahuje principy funkcí jednotlivých součástek, o kterých si myslím, že jsou velice důležité pro frekvenční měniče k řízení elektromotorů (dioda, tyristor, GTO, IGCT, MOSFET, IGBT). Práce je také zaměřena na dynamiku spínání a vypínání polovodičových prvků, protože tyto vlastnosti významně ovlivňují uplatnění prvků v různých aplikačních oblastech.

Další kapitola popisuje frekvenční měniče, jejich způsoby řízení elektromotorů, způsoby brzdění, vybavení, ovládání a funkce moderních měničů. Ve starších typech měničů se jako usměrňovač používal diodový můstek, který je nyní nahrazován můstkem s IGBT tranzistory (řízené usměrnění). V měniči se tak nachází 2 identické IGBT můstky. Tato skutečnost nabízí možnost rekuperace elektrické energie zpět do sítě. Manipulace s frekvenčním měničem je v této době poměrně jednoduchá, a to díky nastavovacím panelům na měničích nebo pomocí komunikace s nadřazeným PC po sériové lince. Výrobci měničů se zaměřují na změny poptávky na trhu a podle průzkumů vytváří optimální měniče pro dané odvětví. Velké množství frekvenčních měničů nabízí výběr volby mezi skalárním řízením a vektorovým řízením bez zpětné vazby (bez snímačů).

Další teoretická část práce obsahuje i srovnání dvou nejvýhodnějších a nejpoužívanějších součástek z hlediska zatížitelnosti, dynamiky spínání a vypínání (IGCT, IGBT). Jak součástky IGCT, tak i součástky IGBT mohou pracovat bez odlehčovacích obvodů pro vypínání. Jsou-li však tyto obvody použity, zvýší se tím vypínací schopnost obou typů součástek. Jediné prvky, které musí pracovat s odlehčovacími obvody pro vypínání, jsou GTO tyristory, protože by součástka mohla hned po vypnutí znovu sepnout. Pokud se zaměříme na součástky z hlediska spínání a vypínání, je jasné, že vůbec nejrychlejší jsou MOSFET tranzistory. Problémem u těchto součástek je velmi vysoký odpor kanálu v sepnutém stavu, který může být až  $1 \Omega$ . MOSFETy se používají v oblasti nižších pracovních napětí, protože při vyšších proudech by vznikal příliš vysoký úbytek napětí na součástce. V oblasti vyšších napětí jsou jednoznačně nejpoužívanější součástky IGBT a IGCT. Ve výkonové elektronice platí, že součástky, které jsou velice rychlé a mohou tedy pracovat s vysokými pracovními frekvencemi, jsou méně napěťově a proudově zatížitelné. Použití IGCT je rozmanité, ale

hlavní uplatnění má součástka ve velmi vysokých napětích a proudech, kde má dokonce ztráty v sepnutém stavu menší než spínací ztráty, a to díky nízkému dynamickému odporu asi  $0,4\ m\Omega$  a velmi dobrému odvodu tepla ze součástky z obou stran. IGBT se v této oblasti nepoužívá kvůli větším ztrátám v sepnutém stavu. Když srovnáme IGBT a IGCT v oblasti s napětím  $500\ V$ , proudem  $500\ A$  a frekvencí spínání  $500\ Hz$  zjistíme, že obě součástky mají stejné vlastnosti. Nadále však jsou IGBT tranzistory nejvíce využívány ve frekvenčních měničích pro řízení výkonu elektromotorů.

V praktické části jsem se zabýval potvrzením teoretických znalostí. Simulace byly provedeny v programu Matlab Simulink a Multisim. V prvním jmenovaném programu jsem provedl simulace funkcí jednotlivých polovodičových součástek. Zjistil jsem, že v tomto programu jsou namodelovány součástky i s odlehčovacemi obvody pro vypínání. Tuto vlastnost jsem ale při simulaci vypínání GTO zakázal. Cílem bylo ověřit správnost zapojení z teoretické části. Další simulací je třífázový střídač osazený 6 IGBT tranzistory se zpětnou diodou pro proud doznívání. Tento střídač je bez zatížení a zobrazuje průběhy napětí mezi jednotlivými větvemi. Simulace v programu Multisim, které řeší srovnání IGBT součástek (IRG4BC10U, IRG4BC40S, IRGPH40K), jsou kvalitnější z hlediska zkoumání dynamiky spínání a vypínání, protože nám osciloskop nabízí časovou základnu až  $1\ fs/Div$ . Jednoznačně nejrychlejší testovanou součástkou je IRG4BC10U. Ta je označována jako ultra rychlá a její spínací a vypínací časy jsou v řádech jednotek až desítek  $ns$ . Další dvě testované součástky měly téměř shodné dynamické vlastnosti. Zvláštností bylo, že IRG4BC40S má o  $2\ ns$  kratší spínací dobu než IRGPH40K, ale zato o  $0,33\ \mu s$  delší dobu vypínací. Prakticky ale rozdíl mezi spínacími časy těchto dvou součástek můžeme zanedbat. IRGPH40K je optimalizována pro řízení elektromotoru s napájecím napětím  $720\ V$ . Následuje simulace se spínáním vysokých proudů a poslední část ukazuje chování IGBT bez zpětné antiparalelní diody a s ní. Zde jsou použity prakticky stejné součástky se stejnými parametry (IRG4BC10U, IRG4BC10UD). Simulace spínání nadměrných proudů i chování IGBT IRG4BC10U a IRG4BC10UD potvrdily mé teoretické znalosti.

Mým záměrem v této práci bylo přehledně sepsat vše důležité o výkonové elektronice, která se zabývá řízením elektromotorů.

## ZÁVĚR V ANGLIČTINĚ

The main objective of this thesis was to explain the main and modern switching semiconductor devices for power electronics to readers or students. The theoretical part includes the function principles of each components, which are in my opinion, very important for the frequency converters to control electric motors (diode, thyristor, GTO, IGCT, MOSFET, IGBT). Thesis is also focused on the dynamics of switching on and off of semiconductor components because these characteristics have a significant influence on the application of components in various application areas.

The next chapter describes the frequency converters, their control methods of electric motors, braking methods, facilities, controlling and functions of modern converters. In older types of converters, a diode bridge was used as a rectifier, which is now replaced by a bridge with IGBT transistors (controlled rectification). Thus, there are two identical IGBT bridges in a converter. This fact offers the possibility of electrical energy recuperation back into the electrical network. Frequency converter manipulation is relatively simple at this time, thanks to the setting panels on converters or by using communication with superior PC via a serial line. Producers of converters focus on changes in market demand and according to research, they create optimal converters for a particular industry. A large number of frequency converters offer a choice between scalar control and vector control without feedback (without sensors).

The next theoretical part contains a comparison of two components that are most advantageous and most used in terms of loading capacity, the dynamics of switching on and off (IGCT, IGBT). Both IGCT devices and IGBT devices can work without any relief circuits for switching off. However, if these circuits are used, the switching ability of both types of the devices will increase. The only elements that must work with the relief circuits for switching off are the GTO thyristors, because the device could immediately switch on again after switching off. If we focus on devices in terms of switching on and off, it is clear that MOSFET transistors are the fastest of all. The problem with these devices is very high channel resistance in the switched-on state which can be up to  $1 \Omega$ . MOSFETs are used in the low working voltage, because at higher currents there would be the generation of too high voltage drop on the device. In the area of higher voltages, IGBT and IGCT devices are definitely most used. In power electronics, it is true that the devices which are very fast and which can work with high working frequencies, are less voltage and current resilient. The

using of the IGCT is diverse, but the main application of this component is in the very high voltages and currents where the losses in the switched-on state are even less than the switching losses, due to the low dynamic resistance around  $0.4\text{ m}\Omega$  and very good heat dissipation of the device from both sides. IGBT is not used in this area due to the greater losses in the switched-on state. If we compare the IGBT and IGCT in the area with voltage of  $500\text{ V}$ , current  $500\text{ A}$  and frequency of switching on  $500\text{ Hz}$ , we can see that both devices have the same properties. But still IGBT transistors are most used in frequency converters for power control of electric motors.

In the practical part, I dealt with the confirmation of theoretical knowledge. Simulations were carried out in Matlab Simulink and Multisim. In the first-mentioned one, I carried out the function simulation of each semiconductor devices. I found out that devices are modeled with relief circuits for switching off in this program. But I disabled this property in the simulation of GTO switching off. The aim was to verify the scheme circuit from the theoretical part. The next simulation is three-phase inverter with 6 IGBT with reverse diode for lingering current. This inverter has no load and shows the waveforms of voltage between the branches. Simulations in the Multisim program that solves a comparison of IGBT components (IRG4BC10U, IRG4BC40S, IRGPH40K) are superior in terms of exploring of the dynamics of switching on and off, because the oscilloscope provides the time base to  $1\text{ fs/Div}$ . IRG4BC10U is definitely the fastest tested device. IRG4BC10U is definitely the fastest tested device. This device is called ultra-fast and its switching on and switching off times are in the hundreds of units to tens of nanoseconds. The next two tested devices had almost the same dynamic properties. A special feature was that switching on time of IRG4BC40S is  $2\text{ ns}$  shorter than IRGPH40K, but its switching off time is  $0.33\text{ }\mu\text{s}$  longer. However, in practice the difference between the switching on times of these two devices can be neglected. IRGPH40K is optimized for electric motor control with supply voltage  $720\text{ V}$ . The following simulation with the high-current switch and the last part shows the behaviour of IGBT with the antiparallel recovery diode and without it. There are practically the same devices used with the same parameters (IRG4BC10U, IRG4BC10UD). The simulation of excessive currents switching on and behaviour of IGBT IRG4BC10U and IRG4BC10UD confirmed my theoretical knowledge.

My intention in this work was clearly to write all important about power electronics which deals with control of electric motors.

**SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY**

- [1] HUDEC, Lubomír a Ivan BURGER. Elektronické prvky. Bratislava: Alfa, 1989. ISBN 80-05-00120-07.
- [2] CHLEBIŠ, Petr. Výkonová elektronika 1 [online]. Ostrava, 2007 [cit. 2012-05-15]. ISBN 978-80-248-1485-8. Dostupné z: <http://www.elearn.vsb.cz/archivcd/FEI/VE1/Polovodicove%20soucastky.pdf>. Učební texty. VŠB - Technická univerzita Ostrava.
- [3] KONEČNÁ, Eva a Aleš RICHTER. Výkonová elektronika [online]. Liberec, 1998 [cit. 2012-05-15]. Dostupné z: <http://webs.zcu.cz/fel/kev/SOV/Text/Liberec.pdf>. Učební texty. Technická univerzita v Liberci.
- [4] STENGL, Jens-Peer. Výkonové tranzistory MOSFET. Praha: BEN, 1999. ISBN 80-86056-54-6.
- [5] VÁCLAV MALINA. Poznáváme elektroniku VI. České Budějovice: KOPP, 2001. ISBN 80-7232-146-3.
- [6] Tyristory IGCT. In: ČKD POWER ELECTRONICS [online]. 2007 [cit. 2012-05-23]. Dostupné z: [http://www.ckdpoel.cz/\\_files/soubory/igct.cz.0805113.pdf](http://www.ckdpoel.cz/_files/soubory/igct.cz.0805113.pdf).
- [7] BAUER, Jan. Výkonová elektronika I [online]. Praha, 2012 [cit. 2012-05-23]. Dostupné z: <http://motor.feld.cvut.cz/www/materialy/AD1B14VE1T/AD1B14VE1.pdf>. Učební texty. ČVUT v Praze.
- [8] HRZINA, Pavel. TRANZISTORY IGBT [online]. Praha, 2005 [cit. 2012-05-23]. Dostupné z: [http://hrzinap.wz.cz/vyuka/X13KVE/prednes/prednes\\_06.pdf](http://hrzinap.wz.cz/vyuka/X13KVE/prednes/prednes_06.pdf). Učební texty. FEL ČVUT v Praze.
- [9] ABB review: Power electronics. 2008 [cit. 2012-05-23]. Dostupné z: [http://www05.abb.com/global/scot/scot271.nsf/veritydisplay/89a9b221d70e4950c12574d6005236b8/\\$file/abb%20review%203\\_2008\\_72dpi.pdf](http://www05.abb.com/global/scot/scot271.nsf/veritydisplay/89a9b221d70e4950c12574d6005236b8/$file/abb%20review%203_2008_72dpi.pdf)
- [10] HRZINA, Pavel. TYRISTORY [online]. Praha, 2005 [cit. 2012-05-23]. Dostupné z: [http://hrzinap.wz.cz/vyuka/X13KVE/prednes/prednes\\_04.pdf](http://hrzinap.wz.cz/vyuka/X13KVE/prednes/prednes_04.pdf). Učební texty. FEL ČVUT v Praze.

- [11] Uspořádání a princip činnosti frekvenčních měničů. Moeller [online]. 2009 [cit. 2012-05-31]. Dostupné z:  
<http://www.eatonelektrotechnika.cz/priruckazapojeni/drives079.html>
- [12] TIMKO, Jaroslav, Jaroslava ŽILKOVÁ, Jaroslav DUDRÍK a Peter GIROVSKÝ. Elektrické pohony a výkonová elektronika [online]. Košice, 2008 [cit. 2012-05-31]. Dostupné z: <http://alfa.ftp.ssto.cz/p.galeta/elektricke-pohony-a-vykonova-elektronika%5B1%5D.pdf>. Učební texty. Technická Univerzita v Košiciach.
- [13] Elektro, odborný časopis pro elektrotechniku. Současné trendy rozvoje elektrických pohonů napájených z polovodičových měničů [online]. 2001, č. 02 [cit. 2012-05-31]. Dostupné z:  
[http://www.odbornecasopisy.cz/index.php?id\\_document=23861](http://www.odbornecasopisy.cz/index.php?id_document=23861)
- [14] Elektro, odborný časopis pro elektrotechniku. Mitsubishi Electric – přehled měničů frekvence [online]. 2006, č. 06 [cit. 2012-05-31]. Dostupné z:  
[http://www.odbornecasopisy.cz/index.php?id\\_document=26846](http://www.odbornecasopisy.cz/index.php?id_document=26846)
- [15] Elektro, odborný časopis pro elektrotechniku. Měníče výkonové elektroniky a jejich použití v technických aplikacích [online]. 2001, č. 06 [cit. 2012-05-31]. Dostupné z: <http://www.odbornecasopisy.cz/download/el060106.pdf>
- [16] Elektro, odborný časopis pro elektrotechniku. Moderní pohony s asynchronními motory a měniči frekvence [online]. 2010, č. 05 [cit. 2012-05-31]. Dostupné z:  
[http://www.odbornecasopisy.cz/index.php?id\\_document=41060](http://www.odbornecasopisy.cz/index.php?id_document=41060)
- [17] HRNČIŘÍK, Karel. Frekvenční měniče. COPTTEL [online]. 2010 [cit. 2012-06-03]. Dostupné z:  
<http://coptel.coptkm.cz/index.php?action=2&doc=6285&instance=1>
- [18] MITSUBISHI ELECTRIC. POWER DEVICES: Selection guide 2010 [online]. 2010 [cit. 2012-06-06]. Dostupné z:  
<http://www.dialelectrolux.ru/files/file/mitsubishi/pdf/power-devices-10.pdf>
- [19] SCHNEIDER ELECTRIC. Frekvenční měniče pro asynchronní motory: Altivar 31 [online]. 2005 [cit. 2012-06-6]. Dostupné z:  
<http://www.axima.cz/shop.download.php?file=22128171534.pdf>

- [20] Výkonové spínací prvky [online]. Ostrava, 2003 [cit. 2012-06-06]. Dostupné z:  
<http://webs.zcu.cz/fel/kev/SOV/Text/VSP.pdf>. Učební texty. Vysoká škola báňská  
- Technická univerzita Ostrava.

**SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ A ZKRATEK**

DTC	Přímé řízení momentu
GTO	Gate turn off (vypínací tyristor)
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor (bipolární tranzistor s izolovaným hradlem)
IGCT	Integrated Gate Commutated Thyristor (tyristor řízený integrovanou řídicí elektrodou)
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor (tranzistor řízený elektrickým polem)
NTP IGBT	Non punch-through structure (struktura s nestlačeným polem)
PT IGBT	Punch-through structure (struktura se stlačeným polem)
PWM	Pulse-width modulation (pulzně šířková modulace)
RB IGBT	Reverse Blocking (obrácené blokování)
SiO <sub>2</sub>	Oxid křemičitý

## SEZNAM OBRÁZKŮ

<i>Obr. 1 Schematická značka a struktura diody [3]</i> .....	12
<i>Obr. 2 Voltampérová charakteristika a linearizace propustné větve [2] [3]</i> .....	13
<i>Obr. 3 Časový průběh závěrného zotavení diody</i> .....	15
<i>Obr. 4 Struktura a schematická značka tyristoru</i> .....	16
<i>Obr. 5 Voltampérová charakteristika tyristoru [2]</i> .....	18
<i>Obr. 6 Časový průběh vypínání tyristoru [2]</i> .....	19
<i>Obr. 7 Schematická značka a náhradní zapojení symetrického GTO tyristoru</i> .....	20
<i>Obr. 8 Schematická značka a náhradní zapojení asymetrického GTO tyristoru</i> .....	21
<i>Obr. 9 Spínač GTO tyristor s indukivní zátěží a RCD odlehčovací sítí [2]</i> .....	22
<i>Obr. 10 Spínání (vlevo) a vypínání (vpravo) GTO tyristoru s indukivní zátěží a RCD odlehčovací sítí</i> .....	22
<i>Obr. 11 Schematická značka IGCT</i> .....	24
<i>Obr. 12 Blokové schéma IGCT</i> .....	24
<i>Obr. 13 Srovnání vypínání GTO a IGCT [6]</i> .....	25
<i>Obr. 14 IGCT pro 4,5 kV (firma ABB) [9]</i> .....	26
<i>Obr. 15 Schematická značka MOSFET tranzistoru s ochranou Schottkyho diodou</i> .....	26
<i>Obr. 16 Struktura MOSFET tranzistoru</i> .....	27
<i>Obr. 17 Voltampérová charakteristika MOSFET tranzistoru</i> .....	28
<i>Obr. 18 Paralelní zapojení s oddělením hradel sériovými rezistory (10 až 100 <math>\Omega</math>) [4]</i> .....	29
<i>Obr. 19 MOSFET tranzistor (indukovaný kanál typu N) s parazitními prvky a nulovou diodou</i> .....	29
<i>Obr. 20 Zapínání MOSFET tranzistoru [4]</i> .....	30
<i>Obr. 21 Vypínání MOSFET tranzistoru [4]</i> .....	31
<i>Obr. 22 Vertikální struktura staršího typu PT IGBT tranzistoru</i> .....	34
<i>Obr. 23 Vertikální struktura novějšího typu NPT IGBT tranzistoru</i> .....	34
<i>Obr. 24 Vertikální struktura Trench IGBT tranzistoru [18]</i> .....	35
<i>Obr. 25 Schematická značka, náhradní schéma a výstupní charakteristika IGBT tranzistoru [8]</i> .....	36
<i>Obr. 26 Náhradní schéma IGBT v sepnutém stavu [8]</i> .....	37
<i>Obr. 27 Schéma budicího obvodu pro IGBT i MOSFET tranzistory [3]</i> .....	37
<i>Obr. 28 Srovnání průběhů vypínání dvou součástek [4]</i> .....	38

<i>Obr. 29</i> Průběhu nárůstu $U_{CE}$ při vypínání součástky [8] .....	39
<i>Obr. 30</i> IGBT v pouzdru TO220 .....	39
<i>Obr. 31</i> Přehled IGBT bezpotenciálových modulů od firmy Mitsubishi [18] .....	40
<i>Obr. 32</i> Blokové schéma frekvenčního měniče [11] .....	42
<i>Obr. 33</i> Napěťový měniče frekvence s diodovým napáječem [17] .....	43
<i>Obr. 34</i> Altivar 31[19].....	48
<i>Obr. 35</i> Přehled mezních parametrů výkonových polovodičových součástek [15] .....	51
<i>Obr. 36</i> Svorníkové pouzdro [7] .....	53
<i>Obr. 37</i> Pastilkové pouzdro [7] .....	53
<i>Obr. 38</i> Bezpotenciálový modul [7].....	54
<i>Obr. 39</i> Spínání tyristoru .....	56
<i>Obr. 40</i> Průběhy napětí a proudu při spínání tyristoru.....	57
<i>Obr. 41</i> GTO s RCD odlehčovací sítí .....	57
<i>Obr. 42</i> Průběh vypínání GTO s RCD odlehčovací sítí.....	58
<i>Obr. 43</i> Schéma zapojení řízeného usměrňovače .....	59
<i>Obr. 44</i> Průběh veličin řízeného usměrňovače.....	59
<i>Obr. 45</i> Schéma zapojení střídače s IGBT tranzistory .....	60
<i>Obr. 46</i> Průběhy napětí střídače s IGBT .....	61
<i>Obr. 47</i> Schéma zapojení pro měření dynamických vlastností .....	62
<i>Obr. 48</i> Spínání IRG4BC10U .....	63
<i>Obr. 49</i> Vypínání IRG4BC10U .....	64
<i>Obr. 50</i> Spínání IRG4BC40S .....	65
<i>Obr. 51</i> Vypínání IRG4BC40S.....	65
<i>Obr. 52</i> Spínání IRGPH40K .....	66
<i>Obr. 53</i> Vypínání IRGPH40K.....	66
<i>Obr. 54</i> Schéma zapojení s IRG4BC10UD pro simulaci vysokých proudů .....	67
<i>Obr. 55</i> Spínání vysokých proudů součástkou IRG4BC10UD.....	68
<i>Obr. 56</i> Průběh napětí na IRG4BC10UD a odporové zátěži.....	69
<i>Obr. 57</i> Průběh napětí na IRG4BC10U a odporové zátěži .....	69

**SEZNAM TABULEK**

<i>Tab. 1 Historie používání výkonových součástek v měničích pro pohony .....</i>	41
<i>Tab. 2 Výhody, nevýhody a použití výkonových součástek [6] .....</i>	49

## SEZNAM PŘÍLOH

P I: Datasheet IGBT IRG4BC10UD

P II: Datasheet IGBT IRG4BC40S

P III: Datasheet IGBT IRG4PH40K

P IV: CD s ukázkovými simulacemi

# PŘÍLOHA P I: DATASHEET IGBT IRG4BC10UD

International  
**IR** Rectifier

PD 91677B

## IRG4BC10UD

INSULATED GATE BIPOLAR TRANSISTOR WITH  
ULTRAFAST SOFT RECOVERY DIODE

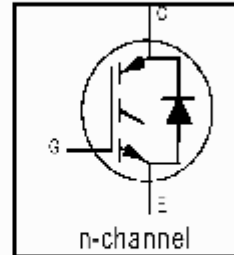
UltraFast CoPack IGBT

### Features

- UltraFast: Optimized for high operating up to 80 kHz in hard switching, >200 kHz in resonant mode
- Generation 4 IGBT design provides tighter parameter distribution and higher efficiency than previous Generation
- IGBT co-packaged with HEXFRED™ ultrastat, ultra-soft-recovery anti-parallel diodes for use in bridge configurations
- Industry standard TO-220AB package

### Benefits

- Generation 4 IGBT's offer highest efficiencies available
- IGBT's optimized for specific application conditions
- HEXFRED diodes optimized for performance with IGBT's. Minimized recovery characteristics require less/no snubbing

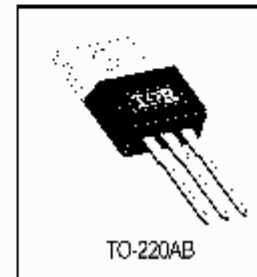


$$V_{CES} = 600V$$

$$V_{CE(on) typ.} = 2.15V$$

$$@V_{CE} = 15V, I_C = 5.0A$$

$$t_f (typ.) = 140ns$$



### Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
$V_{CES}$	Collector-to-Emitter Voltage	600	V
$I_C @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Collector Current	8.5	A
$I_C @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Collector Current	5.0	
$I_{CM}$	Pulsed Collector Current (1)	34	
$I_{LM}$	Clamped Inductive Load Current (2)	34	
$I_F @ T_C = 100^\circ C$	Diode Continuous Forward Current	4.0	
$I_{FM}$	Diode Maximum Forward Current	18	V
$V_{GE}$	Gate-to-Emitter Voltage	$\pm 20$	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Maximum Power Dissipation	38	W
$P_D @ T_C = 100^\circ C$	Maximum Power Dissipation	15	
$T_J$	Operating Junction and	-55 to +150	°C
$T_{STG}$	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 sec.	300 (0.063 in. (1.6mm) from case)	
	Mounting Torque, 6-32 or M3 Screw.	10 lbf-in (1.1 Nm)	

### Thermal Resistance

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{JC}$	Junction-to-Case - IGBT	—	—	3.3	°C/W
$R_{JD}$	Junction-to-Case - Diode	—	—	7.0	
$R_{CS}$	Case-to-Sink, flat, greased surface	—	0.50	—	
$R_{JA}$	Junction-to-Ambient, typical socket mount	—	—	80	
$Wt$	Weight	—	2 (0.07)	—	g (oz)

www.inf.com

1

12/50/00

# PŘÍLOHA P II: DATASHEET IGBT IRG4BC40S

International  
**IR** Rectifier

INSULATED GATE BIPOLAR TRANSISTOR

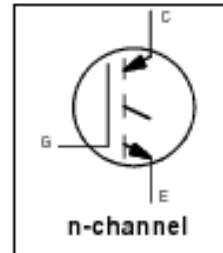
PD - 91455B

## IRG4BC40S

Standard Speed IGBT

### Features

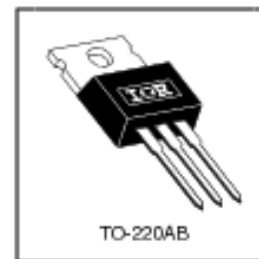
- Standard: optimized for minimum saturation voltage and low operating frequencies (< 1kHz)
- Generation 4 IGBT design provides tighter parameter distribution and higher efficiency than Generation 3
- Industry standard TO-220AB package



$V_{CES} = 600V$   
 $V_{CE(on)} \text{ typ.} = 1.32V$   
 @  $V_{GE} = 15V, I_C = 31A$

### Benefits

- Generation 4 IGBTs offer highest efficiency available
- IGBTs optimized for specified application conditions
- Designed to be a "drop-in" replacement for equivalent industry-standard Generation 3 IR IGBTs



### Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
$V_{CES}$	Collector-to-Emitter Breakdown Voltage	600	V
$I_C @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Collector Current	60	A
$I_C @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Collector Current	31	
$I_{CM}$	Pulsed Collector Current ①	120	
$I_{LM}$	Clamped Inductive Load Current ②	120	
$V_{GE}$	Gate-to-Emitter Voltage	$\pm 20$	V
$E_{AV}$	Reverse Voltage Avalanche Energy ③	15	mJ
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Maximum Power Dissipation	160	W
$P_D @ T_C = 100^\circ C$	Maximum Power Dissipation	65	
$T_J$	Operating Junction and	-55 to +150	°C
$T_{STG}$	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (0.063 in. (1.6mm from case))	
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw.	10 lbf•in (1.1N•m)	

### Thermal Resistance

	Parameter	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	0.77	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	0.50	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient, typical socket mount	—	80	
Wt	Weight	2.0 (0.07)	—	g (oz)

# PŘÍLOHA P III: DATASHEET IGBT IRGPH40K

**International**  
**IOR Rectifier**

PD - 9.1248

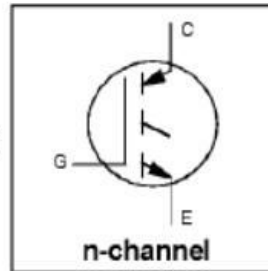
## IRGPH40K

INSULATED GATE BIPOLAR TRANSISTOR

Short Circuit Rated  
UltraFast IGBT

### Features

- Short circuit rated - 10 $\mu$ s @ 125°C, V<sub>GE</sub> = 10V
- Short circuit rated - 5 $\mu$ s @ 125°C, V<sub>GE</sub> = 15V
- Switching-loss rating includes all "tail" losses
- Optimized for high operating frequency (over 5kHz)  
See Fig. 1 for Current vs. Frequency curve



$$V_{CES} = 1200V$$

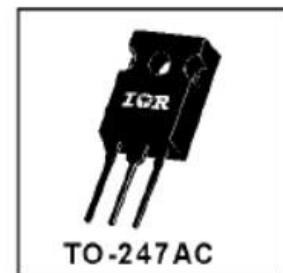
$$V_{CE(sat)} \leq 3.5V$$

$$@V_{GE} = 15V, I_C = 10A$$

### Description

Insulated Gate Bipolar Transistors (IGBTs) from International Rectifier have higher usable current densities than comparable bipolar transistors, while at the same time having simpler gate-drive requirements of the familiar power MOSFET. They provide substantial benefits to a host of high-voltage, high-current applications.

These new short circuit rated devices are especially suited for motor control and other applications requiring short circuit withstand capability.



### Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
V <sub>CES</sub>	Collector-to-Emitter Voltage	1200	V
I <sub>C</sub> @ T <sub>C</sub> = 25°C	Continuous Collector Current	18	A
I <sub>C</sub> @ T <sub>C</sub> = 100°C	Continuous Collector Current	10	
I <sub>CM</sub>	Pulsed Collector Current ①	36	
I <sub>LM</sub>	Clamped Inductive Load Current ②	36	
t <sub>SC</sub>	Short Circuit Withstand Time	10	$\mu$ s
V <sub>GE</sub>	Gate-to-Emitter Voltage	$\pm$ 20	V
E <sub>ARV</sub>	Reverse Voltage Avalanche Energy ③	15	mJ
P <sub>D</sub> @ T <sub>C</sub> = 25°C	Maximum Power Dissipation	160	W
P <sub>D</sub> @ T <sub>C</sub> = 100°C	Maximum Power Dissipation	65	
T <sub>J</sub>	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to +150	°C
T <sub>STG</sub>	Soldering Temperature, for 10 sec.	300 (0.063 in. (1.6mm) from case)	
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw.	10 lbf•in (1.1N•m)	

### Thermal Resistance

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
R <sub>θJC</sub>	Junction-to-Case	—	—	0.77	°C/W
R <sub>θCS</sub>	Case-to-Sink, flat, greased surface	—	0.24	—	
R <sub>θJA</sub>	Junction-to-Ambient, typical socket mount	—	—	40	
Wt	Weight	—	6(0.21)	—	g (oz)

## **PŘÍLOHA P IV: CD S UKÁZKOVÝMI SIMULACEMI**

V příloze na CD jsou umístěné simulace, vytvořené v programu Matlab Simulink a Multisim. Tyto simulace obsahují například porovnání dynamiky spínání a vypínání IGBT součástek, chování IGBT při spínání nadměrných proudů, porovnání chování IGBT bez zpětné diody a s ní a střídač s IGBT.