



Vysoká škola báňská – Technická univerzita Ostrava



VÝKONOVÁ ELEKTRONIKA I

učební text

Petr Chlebiš

Ostrava 2007

Recenze: Pavel Brandštetter

Název: Výkonová elektronika I
Autor: Petr Chlebiš
Vydání: první, 2007
Počet stran: 76
Náklad: 100
Vydavatel a tisk: Ediční středisko VŠB – TUO

Studijní materiály pro studijní obor Elektrické stroje, přístroje a pohony Fakulty elektrotechniky a informatiky

Jazyková korektura: nebyla provedena.

Určeno pro projekt:

Operační program Rozvoj lidských zdrojů

Název: E-learningové prvky pro podporu výuky odborných a technických předmětů

Číslo: CZ.O4.01.3/3.2.15.2/0326

Realizace: VŠB – Technická univerzita Ostrava

Projekt je spolufinancován z prostředků ESF a státního rozpočtu ČR

© Petr Chlebiš

© VŠB – Technická univerzita Ostrava

ISBN 978-80-248-1485-8

OBSAH

1. POLOVODIČOVÉ SOUČÁSTKY PRO VÝKONOVOU

ELEKTRONIKU.....	7
1.1. Ideální a reálný polovodičový spínač	7
❑ Vlastnosti ideálních spínačů pro výkonovou elektroniku.....	7
❑ Vlastnosti reálných spínačů pro výkonovou elektroniku	9
Shnutí pojmů 1.1.....	10
Otázky 1.1.	11
1.2. Polovodičová dioda	12
❑ Základní popis diody	12
❑ Statické vlastnosti diody.....	12
❑ Konstrukční provedení a pouzdra diod.....	21
Shnutí pojmů 1.2.	22
Otázky 1.2.	23
1.3. Bipolární tranzistor	25
❑ Základní popis bipolárního tranzistoru.....	25
❑ Voltampérové charakteristiky tranzistoru v zapojení se společným emitorem	26
❑ Dynamické vlastnosti tranzistoru	29
❑ Zatížitelnost tranzistoru	30
❑ Integrované Darlingtonovy tranzistory.....	33
Shnutí pojmů 1.3.	35
Otázky 1.3.	36
1.4. Tyristor	38
❑ Obecný popis tyristoru	38
❑ Výstupní voltampérová charakteristika tyristoru	39
❑ Vstupní voltampérová charakteristika tyristoru	40
❑ Dynamické vlastnosti tyristoru.....	41
❑ Připojení blokovacího napětí.....	41
❑ Dovolená strmost nárůstu blokovacího napětí	42
❑ Zapínání tyristoru	42
❑ Vypínání tyristorů.....	43
❑ Ztrátový výkon tyristoru.....	44
❑ Konstrukční provedení a pouzdra tyristorů	44
❑ Typické aplikace tyristorů	45
Shnutí pojmů 1.4.	47
Otázky 1.4.	48
1.5. Vypínací tyristory	49
❑ Obecný popis vypínacího tyristoru.....	49
❑ Voltampérová charakteristika GTO tyristoru	51
❑ Dynamické vlastnosti spínače s GTO tyristorem	52
❑ Odlišnosti struktury GCT	56
❑ Konstrukční provedení a pouzdra vypínacích tyristorů.....	57
❑ Typické aplikace vypínacích tyristorů.....	58
Shnutí pojmů 1.5.	60
Otázky 1.5.	60
1.6. Triak	62
❑ Obecný popis triaku.....	62
❑ Dynamické vlastnosti triaku	64
❑ Zatížitelnost triaku.....	64
Shnutí pojmů 1.6.	65
Otázky 1.6.	65
1.7. Unipolární tranzistor.....	66

☐ Základní popis unipolárního tranzistoru.....	66
☐ Statické vlastnosti MOSFET	67
☐ Dynamické vlastnosti tranzistorů MOSFET	69
☐ Dovolená pracovní oblast.....	72
Shrnutí pojmů 1.7.....	73
Otázky 1.7.	73

POKYNY KE STUDIU

Výkonová elektronika I

Pro předmět Výkonová elektronika I ve 2. semestru navazujícího magisterského studia oboru Elektrické stroje, přístroje a pohony jste obdrželi studijní balík obsahující:

- integrované skriptum pro distanční studium obsahující i pokyny ke studiu,
- CD-ROM s doplňkovými animacemi vybraných částí kapitol,
- harmonogram průběhu semestru a rozvrh prezenční části,
- rozdělení studentů do skupin k jednotlivým tutorům a kontakty na tutorý,
- kontakt na studijní oddělení.

Prerekvizity

Pro studium tohoto předmětu se předpokládá absolvování předmětu Elektronika.

Cílem předmětu

je seznámení studentů se základními pojmy z oblasti výkonové polovodičové techniky, vlastnostmi spínacích polovodičových součástek využívaných v polovodičových měničích a porozumění základní funkce těchto měničů. Po prostudování modulu by měl student být schopen základní orientace v oblasti výkonových polovodičových součástek a jejich aplikací v polovodičových měničích.

Pro koho je předmět určen

Modul je zařazen do zimního semestru 1. ročníku navazujícího magisterského studia oboru Elektrické stroje, přístroje a pohony studijního programu Elektrotechnika, sdělovací a výpočetní technika, ale může jej studovat i zájemce z kteréhokoliv jiného oboru, pokud splňuje požadované prerekvizity.

Při studiu každé kapitoly doporučujeme následující postup:



Čas ke studiu: hodin

Na úvod kapitoly je uveden **čas** potřebný k prostudování látky. Čas je orientační a může vám sloužit jako hrubé vodítko pro rozvržení studia celého předmětu či kapitoly.



Cíl: Po prostudování tohoto odstavce budete umět

- popsat ...
- definovat ...
- vyřešit ...

V zápětí jsou uvedeny cíle, kterých máte dosáhnout po prostudování této kapitoly, konkrétní dovednosti, znalosti.



VÝKLAD

Následuje **vlastní výklad** studované látky, zavedení nových pojmů, jejich vysvětlení, vše doprovázeno obrázky, tabulkami, odkazy na animace.



V rámci výkladu jsou uvedeny **související poznámky**, které vysvětlují proč má daná problematika důležitost, jak studovaný problém zapadá do problematiky jiných oblastí a jak souvisí s jinými tématy.



Shrnutí pojmů 1.0.

Na závěr kapitoly jsou zopakovány **hlavní pojmy**, které si v ní máte osvojit. Pokud některému z nich ještě nerozumíte, vraťte se k nim ještě jednou.



Otázky 1.0.

Pro ověření, že jste dobře a úplně látku kapitoly zvládli, máte k dispozici několik teoretických otázek.



Korespondenční úkol

Studijní text je zakončen obecným zadáním korespondenčních úkolů pro samostatné vypracování. Konkrétní hodnoty pro jejich individuální zpracování zadává vedoucí cvičení, nebo tutor.

Jejich hodnocení je započítáváno do hodnocení kurzu.



CD-ROM

Ke studijnímu textu je připojen videoklip a animace funkce usměrňovačů s různými typy zátěže a animace funkce tranzistorového spínače s nulovou diodou a odlehčovací sítí.

Úspěšné a příjemné studium s touto učebnicí Vám přeje autor výukového materiálu

Petr Chlebiš

1. POLOVODIČOVÉ SOUČÁSTKY PRO VÝKONOVOU ELEKTRONIKU

1.1. Ideální a reálný polovodičový spínač



Čas ke studiu: 1 hodina



Cíl Po prostudování tohoto odstavce budete umět

- definovat základní statické a dynamické požadavky na funkci polovodičového spínače,
- popsat rozdíly ve vlastnostech ideálního a reálného spínače,
- vysvětlit obecné důsledky vzniku ztrát ve spínačích.



Výklad

□ Vlastnosti ideálních spínačů pro výkonovou elektroniku

Střídání rozepnutého a sepnutého stavu polovodičové součástky, které je označováno jako *spínací režim součástky*, je základním a charakteristickým rysem polovodičových měničů. Protože tímto způsobem lze dosáhnout přeměny energie při velkých výkonech, vžil se pro tuto oblast přívlastek „výkonová elektronika“. Principy „výkonových“ měničů jsou však využívány v celé výkonové oblasti od nejmenších výkonů v řádech miliwatů až po největší realizovatelné v desítkách megawatů. Tomuto širokému spektru výkonů i různým obvodovým konfiguracím měničů odpovídají různé typy součástek.

Pro lepší a snazší pochopení činnosti měničů při rozboru jejich funkce *spínací součástky si idealizujeme*. Při návrhu a dimenzování konkrétního měniče však s tímto přístupem nevystačíme. Musíme především zvolit vhodnou součástku a tuto vhodným způsobem aplikovat, tzn. zajistit pro ni vhodný pracovní režim. Pro tuto činnost je opět nutná znalost obvodových principů měničů.

Reálné spínače idealizujeme jak v oblasti jejich statických parametrů, zanedbáním nebo zjednodušením jejich statických charakteristik, tak v oblasti dynamických parametrů, tj. zanedbáním chování součástky při přechodu ze stavu „sepnuto“ do stavu „vypnuto“ a naopak. Přesto, že dynamické stavy mohou v praxi do značné míry ovlivňovat vlastnosti měniče, velmi složitou a detailní analýzu dynamických stavů reálných spínačů provádíme velice zřídka.

Základní typy charakteristik ideálních spínačů jsou uvedeny na obrázku 1.1. Chování ideálního spínače budeme posuzovat ve čtyřech kvadrantech ve směru dopředném, označovaném nejčastěji indexem F (pozn. z angl. Forward – přímý), jak pro napětí, tak pro proud, nebo ve směru zpětném, často také označovaném jako směr závěrný, s indexem R (z angl. Reverse – zpětný).



Tyto ideální charakteristiky spínacích součástek se z důvodu jednoduchosti velice často využívají při počítačových simulacích pro pouhé ověření funkce polovodičových měničů. Vytvoření modelu je potom velice jednoduché, rychlé a nenáročné na výpočetní výkon počítače. Výsledek simulace ale nepodává žádné informace o zatížení nebo ještě

častěji o přetížení spínače. Proto nesmíme při hodnocení výsledků nikdy zapomenout, že ideální počítačový model může zcela běžně vytvářet stavy, které by v reálných podmínkách znamenaly těžké poruchy nebo zničení měniče.

Kvalitní simulační programy využívají modely reálných součástek nebo zjednodušené modely. Často využívaná **zjednodušená charakteristika je kompromisem mezi ideální charakteristikou spínací součástky a její reálnou podobou**. Skutečná charakteristika reálné součástky je nějakým způsobem (linearizací, proložení polynomem apod.) zjednodušena tak, aby byla matematicky jednoduše popsatelná. Ke zjednodušené charakteristice může být jednoduše vytvořeno **náhradní schéma součástky** vystihující více, či méně charakteristické vlastnosti součástky. Tím je vytvořen více, či méně přesný **simulační počítačový model součástky**, který umožní stanovit mj. také přibližné ztráty součástky a jiné veličiny součástky blízké reálným podmínkám.

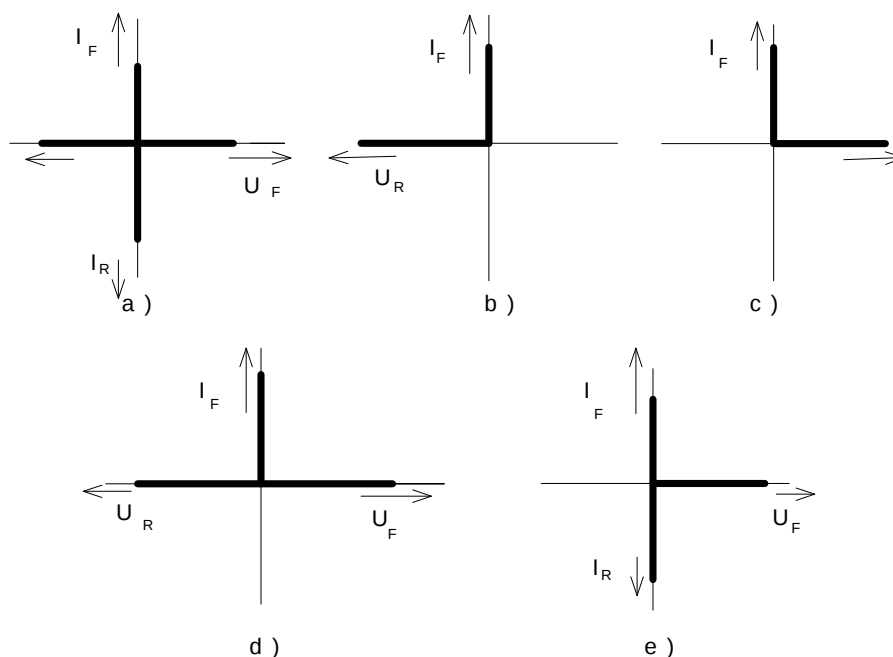
V této souvislosti, ač jsou ideální charakteristiky prakticky nepoužitelné, umožní nám však významné zjednodušení představy jak o funkci součástky, tak např. o funkci celého polovodičového spínače nebo celého měniče.

V konkrétním časovém okamžiku může napětí a proud nabývat pouze jedné hodnoty, kterou je pro tento okamžik definován okamžitý *pracovní bod spínače*.

Ve statickém i dynamickém režimech **proud a napětí ideálního spínače, jeho tzv. pracovní bod, se pohybují výhradně po osách proudu a napětí**, tzn. na sepnutém spínači, kterým protéká proud v rozsahu $\pm\infty$, je napětí rovné nulové hodnotě, na druhé straně rozepnutým spínačem neprotéká žádný proud při napětích na spínači v rozsahu $\pm\infty$. Maximální parametry veličin tedy nejsou omezeny. Spínač může při své činnosti volně přecházet z dopředného do závěrného směru a naopak jak v sepnutém tak rozepnutém stavu. Takovýto spínač (Obr. 1.1.a) si můžeme představit pouze jako idealizovaný mechanický kontakt.

V návaznosti na základní typy polovodičových součástek se vyskytují typy ideálních statických charakteristik podle obrázků 1.1.b, c, d, e.

Použité označení U_F , I_F , U_R , I_R má pouze obecný význam. Označení u konkrétních typů spínačů bude popsáno v následujících kapitolách.



Obr. 1.1 Typy charakteristik ideálních spínačů

Pokud spínač v dopředném směru proud vede a v závěrném směru je rozepnut, tzn. nevede proud (viz Obr. 1.1.b), lze zjednodušení využít např. při popisu vlastností diody. Idealizované charakteristiky spínače dle obr. 1.1.c lze využít při popisu vlastností tranzistorových spínačů. Na obr. 1.1.d je uvedena charakteristika tzv. zpětně závěrného spínače, která je typická pro tyristor nebo vypínatelný tyristor. Na obr. 1.1.e je uvedena idealizovaná charakteristika tzv. zpětně propustného spínače, která se nejčastěji prakticky vyskytuje u idealizovaných spínačů řízených elektrickým polem.

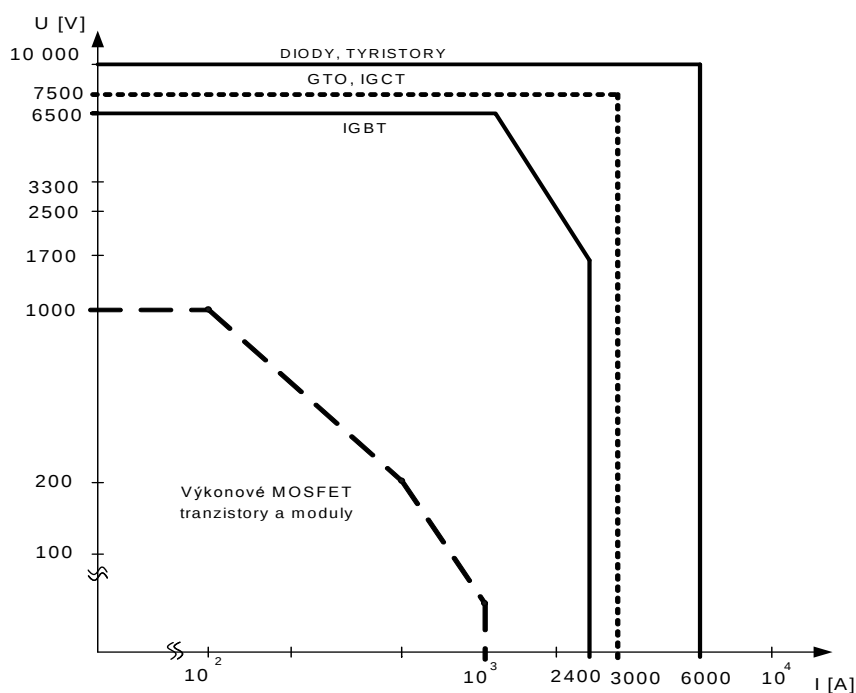
Protože ztrátový výkon spínače je dán součinem jeho napětí a proudu v sepnutém nebo rozepnutém stavu, **základní vlastností idealizovaných polovodičových spínačů je ztrátový výkon na spínači roven nule.**

Idealizování dynamických dějů vychází z podmínky, že všechny **ideální dynamické děje při spínání nebo rozpínání součástky probíhají v nekonečně krátkém čase, tedy $t = 0$.**

□ Vlastnosti reálných spínačů pro výkonovou elektroniku

Nejdůležitějším odlišením reálného polovodičového spínače od ideálního je **stanovení mezního napětí a proudu pro konkrétní typ a provedení reálné polovodičové součástky.** Tyto parametry označované jako katalogové parametry jsou v dané době předurčeny především typem součástky, technologickými možnostmi výroby a v neposlední řadě možnostmi ekonomicky výhodné aplikace dané součástky. Není proto možné uvažovat využití MOSFET spínačů např. pro měnič pohonu elektrické lokomotivy s výkonem několika megawattů, nebo naopak uvažovat o použití vypínatelných tyristorů GTO do spínaných zdrojů pro počítače s výkonem řádu stovek wattů. V obou případech takové součástky odpovídajících parametrů vůbec nelze vyrobit, navíc jejich vlastnosti by v dané aplikaci byly naprosto nevyužitelné.

Současný stav mezních parametrů uvádí obrázek 1.2.



Obr. 1.2 Mezní parametry výkonových polovodičových součástek

Velikost mezních parametrů se mění v souvislosti s vývojem nových technologií polovodičových materiálů i požadavků na nové aplikace. Současný stav technologií umožňuje vyrábět výkonové diody a usměrňovačové tyristory se závěrnými napětími do cca 10kV a propustnými proudy do přibližně 6kA. Jak vyplývá z obrázku 1.2, je pracovní oblast vypínacích tyristorů GTO a IGCT o něco menší. Tyto prvky však nejsou vyráběny pro proudy menší než přibližně 500A. Jde tedy o součástky pouze

pro velmi velké výkony měničů. Nejširší spektrum aplikací v současnosti pokrývají spínače na bázi IGBT, které jsou výrobitelné od proudu jednotek ampérů do přibližně 2,5kA. Pro měniče s vysokými spínacími kmitočty a malými výkony jsou dominantní unipolární tranzistory, tzv. MOSFET, které se velice často vyrábějí ve formě výkonového polovodičového modulu obsahující např. schéma celého polovodičového měniče v jednom pouzdru.

Každá reálná výkonová polovodičová součástka má svou statickou charakteristiku, charakteristické dynamické a tepelné vlastnosti, které vyplývají z principu součástky, použitého polovodičového materiálu a technologie pro její výrobu. Při práci součástky *pracovní bod se pohybuje po skutečné statické charakteristice.*

Statická charakteristika reálné polovodičové součástky popisuje její vlastnosti při ustálených stavech (resp. velice pomalých změnách) napětí a proudu v režimech, kdy součástka proud vede nebo nevede. Její konkrétní klasifikace názvu charakteristiky, resp. její části je již závislá na typu součástky (např. dioda – propustný režim a závěrný režim, tyristor – propustný, závěrný a blokovací režim, tranzistor – sepnutý stav, rozepnutý stav a tzv. aktivní oblast, aj.)

Dynamické vlastnosti reálné polovodičové součástky popisují její *chování při přechodech mezi stavy* danými pracovními body na statických charakteristikách. Jedná se zejména o průběh procesu při vypínání součástky (tj. přechod ze stavu sepnutého, nebo propustného do stavu rozepnutého nebo závěrného). Méně problémový je obvykle proces zapínání součástek (tj. přechod ze stavu rozepnutého nebo blokovacího do stavu propustného, sepnutého).

Tepelné vlastnosti reálné polovodičové součástky popisují změny jejího chování na teplotě, a to zejména u statických charakteristik. Protože reálná polovodičová součástka je zdrojem ztrátového výkonu, který se v ní přeměňuje v teplo, je znalost jejich tepelných vlastností klíčová pro návrh a dimenzování součástek v polovodičových měničích. Velikosti ztrátového výkonu dané součástky také musí být přizpůsobené provedení jejího pouzdra. Pouzdro musí být schopné odvést vzniklé teplo do chladiče, aby nedošlo k nedovolenému oteplení struktury polovodičového materiálu součástky.

Ztrátový výkon součástky v daném okamžiku (tzv. okamžitý ztrátový výkon) je dán součinem okamžitých hodnot napětí a proudu v daném pracovním bodě spínače na charakteristice, nebo v přechodném ději. Rozlišujeme proto okamžitý např. propustný ztrátový výkon, závěrný ztrátový výkon, ztrátový výkon v sepnutém stavu tranzistoru atd., ale také zapínací a vypínací ztrátový výkon. Časovým součtem okamžitých výkonů (integrací v čase) získáme teplo, které součástku ohřívá. Podrobněji bude výpočet ztrátových výkonů popsán u konkrétních součástek.

Vlastnosti konkrétních součástek vyplývají z následujících kapitol.



Shrnutí pojmů 1.1.

Ideální spínač nebo ideální polovodičová součástka respektují jen jejich základní funkci „sepnuto“, nebo „rozepnuto“. Velikost proudu nebo napětí je omezena vnějším obvodem.

Ideální spínací polovodičové součástky zanedbávají statické i dynamické charakteristiky a tepelné vlastnosti součástky. Proud a napětí nejsou součástkou omezeny, pracovní body se vyskytují pouze na osách proudu nebo napětí, takže ztrátový výkon na ideální součástce je nulový.

Dynamické děje probíhají v nekonečně krátkém čase - tedy při $t = 0$.

Reálná polovodičová součástka je jednoznačně popsána svou statickou charakteristikou, dynamickými a tepelnými vlastnostmi.

Statická charakteristika reálné polovodičové součástky popisuje její vlastnosti při ustálených stavech jejího napětí a proudu.

Dynamické vlastnosti reálné polovodičové součástky popisují její chování při přechodech mezi ustálenými stavy, tj. mezi pracovními body na statických charakteristikách.

Tepelné vlastnosti reálné polovodičové součástky popisují změny jejího chování v závislosti na teplotě.

Ztrátový výkon součástky v daném okamžiku (tzv. okamžitý ztrátový výkon) je dán součinem okamžitých hodnot napětí a proudu v daném pracovním bodě charakteristiky spínače nebo v průběhu dynamického děje.



Otázky 1.1.

1. Jaký je odpor v sepnutém a rozepnutém stavu u ideálního spínače?
2. Jaký je odpor a napětí v závěrném stavu ideálního zpětně vodivého spínače?
3. Jaký je ztrátový výkon v závěrném směru u ideální diody?
4. Jaký je rozdíl mezi ideální a zjednodušenou charakteristikou spínací polovodičové součástky?
5. Co je základem pro tvorbu modelu spínací polovodičové součástky pro počítačové simulace?
6. Z jakých předpokladů vychází náhradní schéma součástky?
7. Čím jsou popsány vlastnosti reálné spínací polovodičové součástky a kde tyto údaje pro konkrétní součástku nalezneme?
8. Co je to okamžitý ztrátový výkon reálné součástky a jaký je jeho praktický význam?
9. Jak se prakticky projevuje ztrátový výkon součástky a jak musíme zajistit, aby neohrozil její funkci?
10. Jakou funkci plní pouzdro spínací polovodičové součástky? Nalezněte v katalogu příklady různých pouzder reálných výkonových polovodičových součástek.

1.2. Polovodičová dioda



Čas ke studiu: 2 hodiny



Cíl Po prostudování tohoto odstavce budete umět

- definovat základní statické, dynamické a tepelné vlastnosti polovodičové diody pro použití ve spínacích aplikacích,
- popsat způsob linearizace diody a jejího náhradního schématu a odlišnosti zjednodušené charakteristiky od reálné,
- vypočítat velikost ztrátového výkonu diody v pásmu nízkých kmitočtů,
- provést základní rozdělení různých typů polovodičových diod pro spínací techniku a popis jejich vlastností,
- seznámit se se základními aplikacemi diody.

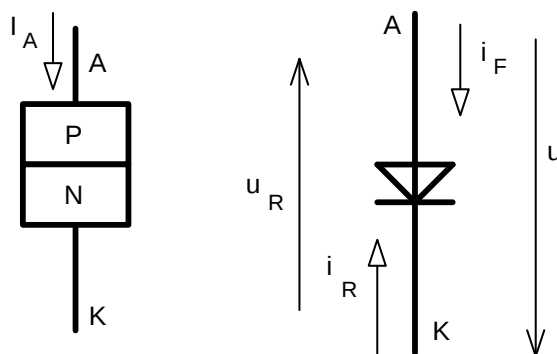


Výklad

□ Základní popis diody

Polovodičová dioda je tvořena jedním PN přechodem. Do obvodu je zapojena dvěma elektrodami, anodou (A) a katodou (K). Struktura diody a schématická značka jsou na obr. 2.1.

Je-li anoda (vrstva P) proti katodě (vrstva N) pólována kladně, je dioda v propustném směru, tzn. je sepnuta. Diodou prochází propustný proud i_F (určený zátěží) a je na ní propustné napětí. Při opačné polaritě napětí je dioda v závěrném směru, tzn. je vypnuta. Na diodě je v každém okamžiku závěrné napětí u_R určené velikostí napětí vnějšího zdroje a prochází jí jemu odpovídající závěrný proud i_R .



Obr. 2.1 Dioda a základní orientace veličin

□ Statické vlastnosti diody

Statické vlastnosti diody popisuje voltampérová charakteristika diody. Je uvedena na obr. 2.1.

Teoretický základ pro průběh voltampérové charakteristiky vytváří Shockleyho rovnice, někdy také označovaná jako diodová rovnice. V obecném tvaru je uvedena vztahem 2.1.

$$I_A = I_S (e^{\frac{U_A}{nU_T}} - 1) \quad (2.1)$$

kde je I_A obecně označený anodový proud diody,

U_A obecně označené anodové napětí diody,

I_S zbytkový (saturační) proud diody, jehož hodnota je závislá na parametrech materiálů obou nevlastních polovodičů typu P a N, nabývá hodnoty v rozsahu 10^{-6} až 10^{-15} A,

n tzv. emisní koeficient je empiricky stanovená konstanta, která v závislosti na materiálu a konstrukci diody nabývá hodnoty 1 až 2, teoreticky se pro germaniové diody uvádí $n=1$, pro křemíkové $n=2$, pro reálné křemíkové diody se hodnota pohybuje v rozmezí 1,1 – 1,8,

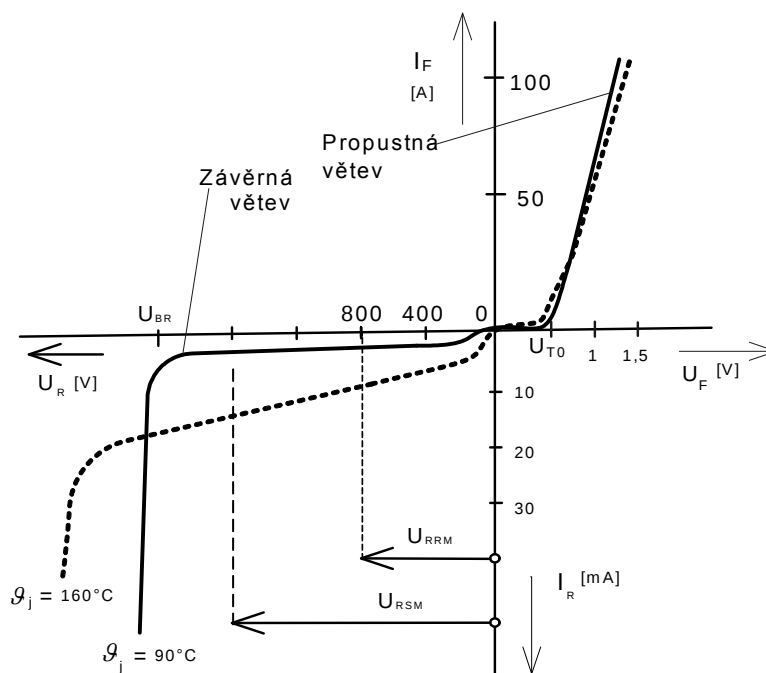
U_T tzv. teplotní napětí dané vztahem (2.2).

$$U_T = \frac{k \cdot T}{q} \quad (2.2)$$

kde je k Boltzmanova konstanta $1,3806 \cdot 10^{-23}$ J/K,

T absolutní teplota v Kelvinech ($T = ^\circ\text{C} + 273$),

q náboj elektronu $1,602 \cdot 10^{-19}$ C.



Obr. 2.2 Příklad voltampérové charakteristiky diody

Charakteristika diody má dvě větve, propustnou a závěrnou. Pokud je anoda vzhledem ke katodě pólována kladně, je dioda v propustném stavu, kterému odpovídá **propustná větev charakteristiky**. Diodou prochází propustný proud $I_A = I_F > 0$. Protože je propustný proud $I_F \gg I_S$, můžeme rovnici (2.1) pro propustný směr diody zjednodušit do tvaru

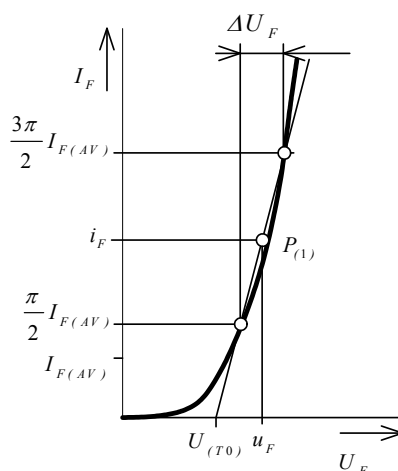
$$I_F \approx I_S e^{\frac{U_F}{nU_T}} \quad (2.3)$$

Důležitými parametry charakteristiky diody v propustném směru jsou **propustné prahové napětí U_{T0}** a **diferenciální odpor v propustném stavu r_F** , definovaný v určitém klidovém bodě charakteristiky jako tečna k charakteristice dle vztahu 2.4.

$$r_F = \frac{dU_F}{dI_F} \quad (2.4)$$

Význam parametrů U_{TO} a r_F je názornější z linearizovaného modelu na obr. 2.3 nahrazením diferenciálů rozdílem hodnot v tzv. konvenčních (dohodnutých) bodech vztažených ke jmenovité střední hodnotě propustného proudu $I_{F(AV)}$.

Tyto dva parametry se stávají základem zjednodušené charakteristiky diody v propustném směru, která vznikne linearizací skutečné charakteristiky.



Obr. 2.3 Linearizace charakteristiky diody

Parametry $U_{(TO)}$ a r_F linearizované charakteristiky jsou běžně uváděny v datových listech diod. Umožňují porovnání propustných charakteristik různých diod a usnadní výpočet jejich ztrátového výkonu. Okamžité napětí na linearizované diodě v libovolném pracovním bodě $P_{(1)}$ vypočteme z rovnice

$$u_F = U_{(TO)} + r_F \cdot i_F \quad (2.5)$$

Pro dimenzování diod v propustném směru jsou katalogově uváděny tyto parametry:

- $I_{F(AV)}$ jmenovitá střední hodnota propustného proudu,
- I_{FM} maximální opakovatelná hodnota propustného proudu,
- I_{FSM} maximální neopakovatelná hodnota propustného proudu.

Všechny tyto parametry jsou odvozovány od průběhu jednocestně usměrněného sinusového proudu.

Pokud je napětí U_A (viz obr. 2.1) záporné, nachází se dioda v závěrném stavu, tzn. je vypnutá. Závěrnému stavu diody odpovídá **závěrná větev charakteristiky**. Na diodě je závěrné napětí $U_A = U_R < 0$ určené napětím vnějšího zdroje. Diodou prochází malý závěrný (zbytkový, saturační) proud $I_A = I_R < 0$ (Obr. 2.2). Shockleyho rovnice pro tento stav, který předpokládá že $U_R \gg U_T$, má tvar:

$$I_R = I_S \left(e^{\frac{-|U_R|}{n \cdot U_T}} - 1 \right) \approx -I_S \quad (2.6)$$

Z toho vyplývá, že proud diody v závěrném stavu je téměř konstantní s velikostí I_S . Důležitými parametry závěrné větve je diferenciální závěrný odpor, definovaný opět v určitém klidovém bodě charakteristiky a závěrné průrazné napětí $U_{(BR)}$. Po překročení hodnoty $U_{(BR)}$ se mnohonásobně zmenší hodnota r_R . Velikost proudu je pak omezena pouze velikostí napětí a odporu obvodu, v němž je dioda zapojena. Pokud není nárůst proudu omezen vnějším obvodem, dochází k destrukci diody.

Na závěrné charakteristice se katalogově uvádějí nejčastěji hodnoty

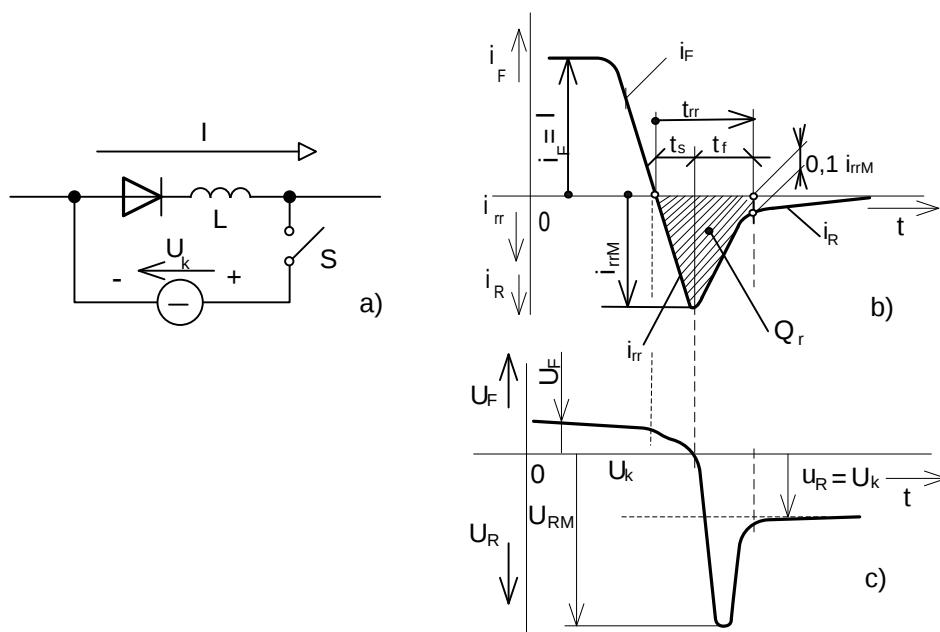
U_{RRM}	maximální opakovatelná hodnota závěrného napětí,
U_{RSM}	maximální neopakovatelná hodnota závěrného napětí,
U_{BR}	hodnota průrazného závěrného napětí.

Pro dimenzování napěťové zatížitelnosti diody se obvykle vychází z údaje U_{RRM} , která se může na diodě periodicky opakovat. Překročení hodnoty U_{RSM} však znamená ohrožení závěrných vlastností diody, proto se nesmí na diodě ani při náhodných dějích vyskytovat.

□ Dynamické vlastnosti diody

Dynamické parametry diody popisují její chování při rychlých přechodech ze zapnutého do vypnutého stavu a naopak. Při těchto dějích je nutné znát nejen rychlost přechodu uvedenými těmito stavy, ale je třeba mít na zřeteli i to jak se v těchto přechodných dějích mění napětí a proud diody. Znalost těchto parametrů je důležitá nejen z hlediska činnosti samotných diod, ale i s ohledem na ostatní součástky, které jsou dynamickými parametry diod často velmi výrazně ovlivňovány.

Za **nejdůležitější dynamický děj** je považována **komutace diody**, její uvedení z propustného do nevodivého (závěrného) stavu. Běžné obvodové poměry při rychlém vypínání diody zjednodušeně zobrazuje schéma na obr.2.4 a.



Obr. 2.4 Komutace diody

Charakteristické průběhy proudu a napětí při vypnutí diody jsou naznačeny na obrázcích 2.4.b, 2.4.c. Po sepnutí spínače S (prakticky po sepnutí nějaké další polovodičové součástky) je připojeno na větev s diodou tzv. komutační napětí U_k , které způsobí zánik jejího propustného proudu. Rychlost zániku je dána vztahem

$$\frac{di_F}{dt} = \frac{U_k}{L} \quad (2.7)$$

Při poklesu propustného proudu i_F dochází po průchodu proudu nulou nejdříve v době t_s k malému poklesu propustného napětí u_F na diodě, proud diodou však nezaniká, nýbrž přechází se zachováním původní strmosti poklesu do zpětného směru.

Bezprostředně po přechodu proudu z propustného do zpětného směru totiž zůstává po dobu poklesu t_s na diodě ve zpětném směru stejná vodivost, jakou disponovala ve směru propustném. V době t_f se však vodivost ve zpětném směru ztrácí a proud prudce klesá na normální hodnotu závěrného proudu – dioda je schopna udržet závěrné napětí, zotavil se její závěrný odpor. Pro interval, který je na obr. 2.4.b označen t_{rr} , se používá termín závěrná zotavovací doba. Proud diodou v průběhu t_{rr} nazýváme proudem komutačním nebo proudem zotavovacím a označujeme jej i_{rr} . Závěrná zotavovací doba je tím větší, čím větší je tzv. komutační náboj diody. Zotavovací doba je daná součtem doby zpoždění t_s a doby poklesu t_f .

Z obrázku vyplývá, že časová změna zotavovacího proudu di_{rr}/dt vyvolá na komutační indukčnosti L komutační napětí, jehož špičková velikost U_{RM} může způsobit průraz diody. Proto je potřeba komutační napětí vhodně omezovat, nebo zvolit vhodný typ diody.



Podle velikosti di_{rr}/dt rozlišujeme pro praktické aplikace dva základní typy diod. Diody s tvrdou komutací (tzv. snap-off diode) mají velmi krátkou dobu t_f , tedy velkou hodnotu di_{rr}/dt , což má za následek vysoké komutační přepětí na indukčnosti L . Diody s měkkým (progresivním) zotavením (soft recovery diode), které mají poměr t_f/t_s větší než diody s tvrdým zotavením, takže vykazují menší přepětí, avšak provázejí je různé oscilace způsobené velkou změnou di_{rr}/dt .

Současným trendem je vytváření hybridních struktur diod, kdy pomocí paralelního nebo sériového řazení obou typů diodových struktur v jednom pouzdře se výrobci snaží o optimalizaci dynamických vlastností výkonových diod pro vybrané typické aplikace.

Přestože v propustném stavu jsou v oblasti přechodu PN minoritní nosiče náboje (díry v N oblasti a elektrony v P oblasti), záporné napětí způsobuje, že proud začne téct v záporném směru. Na konci t_s dosáhne závěrný zotavovací proud hodnotu I_{rrM} . Větší část minoritních nosičů – náboj Q_s (náboj zpoždění) z přechodu PN zanikla v době zpoždění záporného napětí t_s . V době poklesu t_f potom zanikne také zbytkový náboj Q_f . Pro komutační náboj (náboj zpětného zotavování) platí:

$$Q_{rr} = Q_s + Q_f = \int_0^{t_{rr}} i_{rr} dt \quad (2.8)$$

příp. zjednodušeně

$$Q_{rr} = \frac{1}{2} I_{rrM} \cdot t_{rr} \quad (2.9)$$

Z uvedené rovnice vyplývá, že komutační náboj je významným parametrem pro posouzení dynamických vlastností diody.

Při aplikacích s vyšším spínacím kmitočtem určuje komutační náboj míru dynamických ztrát diody. Ztráty na diodách jsou závislé na velikosti komutačního náboje Q_{rr} podle vztahu:

$$P_{off} = Q_{rr} \cdot U_R \cdot f_s \quad (2.10)$$

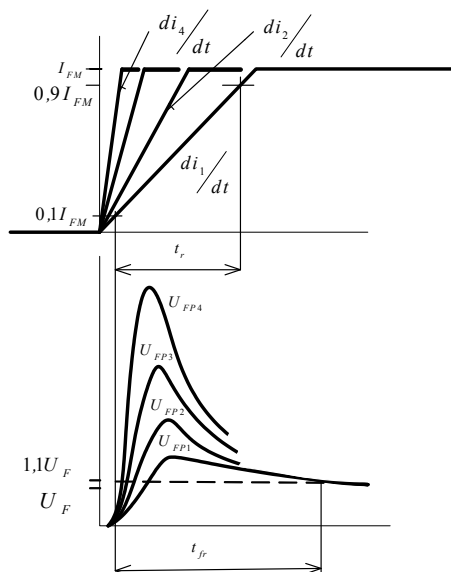
kde f_s je spínací kmitočet.

V aplikacích, ve kterých se diody používají jako nulové, resp. zpětné, diody ve spolupráci se spínacími součástkami (tranzistory, tyristory) je pokles přípustného proudu di_{rr}/dt daný rychlostí zapínání příslušného polovodičového spínače. Pokud zanedbáme parazitní indukčnost v obvodu, polovodičový spínač – nulová dioda (což je většinou možné), potom platí pro ztráty v nulové diodě vztah:

$$P_{off} = Q_f \cdot U_R \cdot f_s \quad (2.11)$$

Ztráty v nulových diodách jsou obvykle na srovnatelných výkonech podstatně menší než v usměrňovacích diodách. Přesto je třeba tyto diody vybírat s nejmenším komutačním nábojem Q_{rr} , protože nulové diody významně ovlivňují zapínací ztráty na komplementárním polovodičovém spínači.

Zapínání diody je dynamický děj, kterému ve většině případů není nutné věnovat pozornost. Výjimkou jsou aplikace, u kterých je diodě pro uvedení do vodivosti vnucován proud s vysokou strmostí nárůstu proud na počátku. Tento případ vzniká např. u tzv. nulových diod, které přebírají proud z obvodu s velkou indukčností. V intervalu, kdy zaniká nevodivá oblast PN přechodu, vzniká na diodě špička velkého napětí v dopředném směru. Její velikost je při neměnné velikosti proudu závislá na strmosti čela vnucovaného proudu. Průběh vyplývá z obr. 2.5



Obr. 2.5 Zapínání diody pro různé strmosti proudu

Se zvyšující se strmostí $\frac{di_1}{dt} < \frac{di_2}{dt} < \dots < \frac{di_4}{dt}$ narůstá hodnota špičkového napětí v propustném směru U_{FP} . Velikost tohoto překmitu může v závislosti na typu diody při velkých strmostech dosáhnout hodnoty až desítek voltů. Obecně platí, že větší špičková napětí vznikají u vysokonapětěových diod než u nízkonapětěových a že jejich velikost vzrůstá s velikostí proudu I_{FM} a s teplotou přechodu diody.

□ Teplotní vlastnosti diody

Jak vyplývá z obr. 2.2., mění se s teplotou charakteristika diody. V propustném směru s rostoucí teplotou klesá prahové napětí U_{TO} a narůstá odpor v propustném směru r_F . Tato skutečnost je nepříznivá zejména pro velké hodnoty propustných proudů, neboť se vzrůstající teplotou neúměrně narůstá její propustná výkonová ztráta (viz následující odstavec).

V závěrném směru způsobuje zvýšení teploty zvětšení zbytkového proudu I_{RO} , spolu s nárůstem průrazného napětí U_{BR} . Tento nárůst napětí je prakticky nevyužitelný, avšak větší zbytkový proud se promítne do větší výkonové ztráty diody. Zvyšování teploty diody tedy může vést při nedostatečně dimenzovaném chladiči k tepelné nestabilitě a překročení dovolené teploty přechodu $\vartheta_{j\max}$.

□ Zatížitelnost diody

Při provozu jakékoliv polovodičové součástky na ní vzniká ztrátový výkon. Aby součástka mohla spolehlivě a dlouhodobě pracovat, nesmí být překročena dovolená maximální teplota přechodu $\vartheta_{j\max}$.

Tato podmínka vyžaduje, aby vzniklý ztrátový výkon součástky byl odveden chladicím systémem, nejčastěji chladičem, do okolního vzduchu. Pro výpočet tohoto rovnovážného stavu je tedy znát na

jedné straně celkový ztrátový výkon součástky, na druhé straně schopnost chladicího systému tento výkon odvést do okolí – součástku „uchladit“. Uvedený proces platí pro ustálené a dlouhodobé zatěžování. Pro základní výpočet je důležité rozhodnout, které složky ztrátového výkonu jsou podstatné a jak je vypočítat.

Rozhodujícím kritériem při dimenzování diody je její proudová zatížitelnost. Při provozu vzniká na diodě ztrátový výkon, jeho podstatnou složkou je ztrátový výkon vytvářený propustným proudem. **Okamžitý ztrátový výkon diody** v propustném směru je v návaznosti na vztah (2.5) daný rovnicí:

$$p = u_F \cdot i_F = U_{TO} \cdot i_F + r_F \cdot i_F^2 \quad (2.12)$$

Střední hodnota ztrátového výkonu v propustném směru je dána vztahem

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p dt = U_{TO} \cdot I_{FAV} + r_F \cdot I_{FRMS}^2 \quad (2.13)$$

kde $I_{F(AV)}$ je střední a I_{FRMS} je efektivní hodnota proudu diody. Tyto hodnoty proudu diody vypočteme podle následujících vztahů

$$I_{F(AV)} = \frac{1}{T} \int_0^T i_F(t) dt \quad (2.14)$$

$$I_{FRMS}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T i_F^2(t) dt \quad (2.15)$$

Ztrátový výkon vytvářený závěrným proudem je zanedbatelný. Ztrátový výkon komutační (vypínací) se ve své střední hodnotě zpravidla začíná uplatňovat až při spínacích kmitočtech vyšších než 400 Hz. Jak bylo uvedeno, celkový ztrátový výkon nesmí způsobit zahřátí křemíkové destičky (polovodičové struktury diody) nad maximální přípustnou hodnotu ϑ_{jmax} . V ustáleném stavu to znamená, že chladič je navržen tak, že platí rovnováha

$$P \leq \frac{\vartheta_{jmax} - \vartheta_a}{\sum R_g} \quad (2.16)$$

kde je ϑ_a teplota okolí chladiče,

ϑ_{jmax} maximální dovolená teplota přechodu (polovodičového čipu součástky),

$\sum R_g$ součet všech přechodových tepelných odporů mezi polovodičovým čipem součástky a okolím chladiče (tepelný přechod polovodič-pouzdro součástky, pouzdro součástky-chladič, chladič-okolní vzduch).

Uvedený způsob návrhu výkonového dimenzování platí pro ustálené podmínky. Při krátkodobých proudových přetíženiích diody se uplatní schopnost polovodičového materiálu a částečně i pouzdra diody akumulovat určitou tepelnou energii, takže při tomto krátkodobém procesu můžeme součástku zatížit podstatně větším proudem, než by odpovídalo ustálenému stavu. Vzhledem k návrhu nadproudového jištění diod pomocí speciálních, velmi rychlých pojistek je definovaný tzv. mezní přetěžovací integrál I^2t (**Jouleův integrál**). Tento integrál je definovaný pro tvar proudu daný půlperiodou sinusového proudu při frekvenci 50Hz, jehož maximální hodnota je I_{FSM} a doba trvání je obvykle 10 ms. Za těchto podmínek můžeme napsat rovnici:

$$I^2 \cdot t = \int_0^T (I_{FSM} \cdot \sin \omega t)^2 \cdot d\omega t = \frac{1}{2} I_{FSM}^2 \cdot T \quad (2.17)$$

Z obecné první části rovnice je možné určit I_{FSM} i pro jiné tvary proudu.

Pokud má pojistka ochránit diodu i při zkratu, pak musí platit:

$$(I^2 \cdot t)_{\text{pojistiky}} < (I^2 \cdot t)_{\text{diody}} \quad (2.18)$$

□ Charakteristické rozdělení diod

Při praktických aplikacích diod je obvykle vyžadováno co nejvyšší závěrné napětí U_R , co nejnižší přípustné napětí U_F při co největší rychlosti při vypínání (Q_{rr}). V praxi je však možné podstatně zlepšit jeden parametr, ale pouze na úkor ostatních. Požadované vlastnosti závisí na použití a aplikaci diody.

Proto obvykle uvažujeme o následujících skupinách diod.

Vysokonapětové diody

Pro dosažení vysoké hodnoty závěrného napětí U_{RRM} (zhruba nad 2000V) diody musí být PN přechod v závěrném směru dostatečně napětově odolný. To je dosaženo technologií výroby, která umožní širokou potenciálovou hráz přechodu při nízké dotaci vrstev P a N. Tento postup má za následek zvýšení odporu P a N vrstev a tím i propustného napětí U_F spojeného s poklesem proudové zatížitelnosti. Zároveň roste náboj zotavení Q_{rr} a zhoršují se dynamické parametry při vypínání a zapínání diody. Závěrné napětí U_{RRM} takovýchto diod se běžně pohybuje kolem 5000 V až 6000 V. Nad tuto hranici jsou konstruovány speciální diody jen výjimečně. Tento typ diod je nejčastěji využíván pro konstrukci různých vysokonapětových usměrňovačů síťových napětí.

Rychlé diody

Aby diody mohly pracovat při vysokých spínacích frekvencích (někdy je používán termín frekvenční diody), musí mít dobré dynamické vlastnosti, hlavně malý komutační náboj Q_{rr} a tedy i krátký závěrný zotavovací čas t_{rr} . Technologie, kterými se naplňuje tento požadavek (např. dotování polovodičových vrstev zlatem), mají za následek zvýšení propustného napětí U_F . Náboj Q_{rr} je možné také zmenšit vytvořením tenších vrstev P resp. N, což snižuje velikost maximálního napětí v propustném směru U_{FP} a i zotavovacího času v propustném směru t_{fr} . Časy t_{rr} rychlých diod se pohybují v rozsahu řádově od stovek až po desítky ns. Obecně platí, že čím je vyšší napětěová zatížitelnost, tím je větší t_{rr} .

Rychlé frekvenční diody se používají v různých typech měničů nejčastěji jako tzv. nulové nebo zpětné diody.

Diody s nízkým propustným napětím

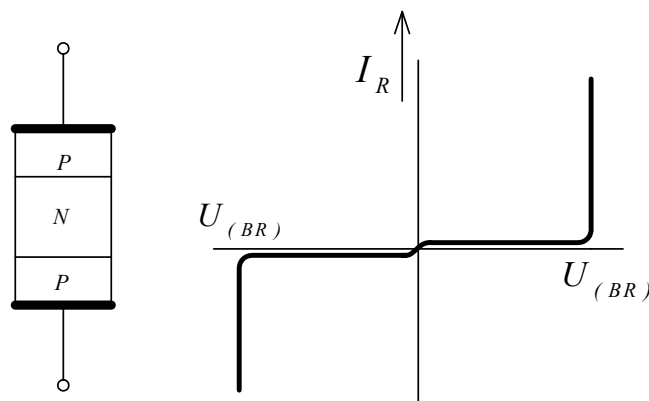
Při zavedení moderních technologií výroby lze přesným dotováním ovlivňovat odpor jednotlivých vrstev P a N a tím snížit propustné napětí diod. Tímto způsobem je možné dosáhnout při jmenovitém proudu úbytku v propustném směru kolem 0,8 až 1V.

Pro dosažení velmi nízkého propustného napětí jsou zvláště vhodné Schottkovy diody, které využívají usměrňovací jev na přechodu kov – polovodič. Voltampérová charakteristika je podobná jako u běžných diod, avšak propustné napětí je podstatně nižší, jen asi 0,3 až 0,5 V. Schottkovy diody však mají větší závěrný proud než běžné diody a jejich použití je omezené na proudy řádově jednotky až stovky A a nízké závěrné napětí (běžně do 100 V).

Tento typ diod se využívá pro konstrukci různých typů měničů pracujících s malým napětím (max. desítky voltů), typicky např. v automobilové technice.

Lavinové diody

Jsou to diody, které jsou schopné pracovat v oblasti lavinového průrazu na závěrné charakteristice, aniž by došlo k jejich zničení. Jsou charakteristické závěrným opakovatelným průrazným napětím $U_{(BR)R}$ a závěrným proudem. Tomu odpovídá ztrátový výkon součástky, přičemž se obvykle uvádí nejen jeho střední (cca do 100W), ale také maximální hodnota, která je mnohonásobně vyšší (krátkodobá špička až 700 kW).



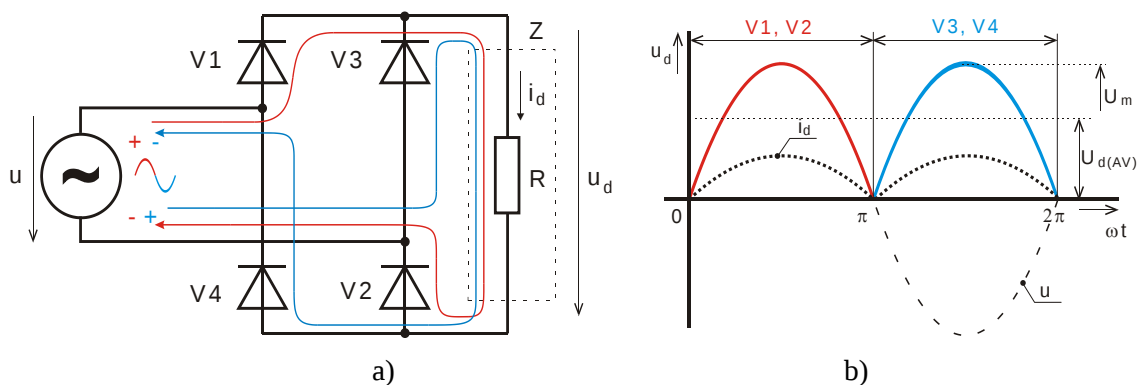
Obr. 2.6 Charakteristika symetrického omezovače přepětí s lavinovými diodami

Tyto vlastnosti předurčují lavinové diody k napětíovému jištění jiných polovodičových součástek, nebo měničů. V současnosti se nejčastěji vyrábějí jako symetrická struktura PNP se dvěma lavinovými přechody pro obě polarity napětí, která má vyvedené pouze dvě krajní vrstvy.

□ Příklady nejčastějších aplikací výkonových diod

Základní a nejznámější aplikací diod jsou neřízené diodové usměrňovače. Pro jednofázové napájení je nejčastěji používáno dvoupulsní můstkové zapojení usměrňovače (Obr. 2.7.a).

Toto schéma usměrňovače patří mezi nejdéle používané měniče ve výkonové a spotřební elektronice. Zdroj komutačního napětí těchto usměrňovačů, který přepíná diody a tím zajišťuje komutaci proudu v jednotlivých větvích, je síťové napájecí napětí. Průběhy usměrněného napětí a proudu mají pulsující charakter (Obr. 2.7.b) obsahující dva pulsy za jednu periodu střídavého napájecího napětí. Při odporové zátěži vede dioda V1, V2 při kladné půlvlně napájecího napětí u_1 , dioda V3 a V4 při záporné půlvlně napájecího napětí u_1 . Blíže zobrazuje funkci tohoto usměrňovače přiložená animace.



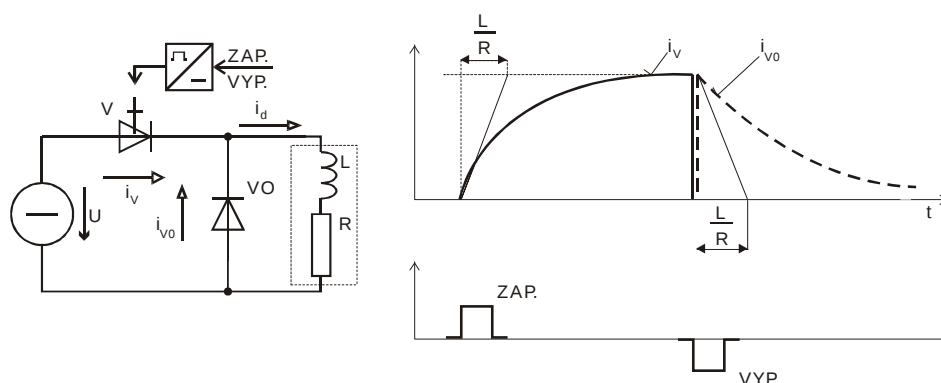
Obr. 2.7 Schéma zapojení a funkce dvoucestného můstkového usměrňovače

Napájecí napětí u má harmonický charakter, tedy $u = U_m \sin(\omega t)$. Kladná část periody střídavého napájecího napětí u je do zátěže propouštěna polovodičovými diodami V1, V2 a záporná část periody polovodičovými diodami V3, V4. Okamžitá hodnota usměrněného napětí na zátěži u_d má charakter pulsů superponovaných na střední hodnotě usměrněného napětí $U_{d(AV)}$. Průběh výstupního proudu usměrňovače i_d je dán průběhem napětí u_d a typem zátěže Z . Jako obecnou zátěž často uvažujeme elektrický odpor R , indukčnost L a napětí U_i . Na obr. 2.7 je uvažována zátěž čistě odporová, proto při určování velikosti a tvaru průběhu výstupního proudu můžeme vycházet přímo z Ohmova zákona $I = U/R$.

Uvedené průběhy napětí a proudů ukazují chování usměrňovače v ustálených stavech s uvažováním ideálních součástek (tzn., že jsou zde např. zanedbány vnitřní odpory a reaktance napájecích zdrojů) u

diod jsou uvažovány ideální voltampérové charakteristiky se zanedbaným odporem v propustném směru. V případě reálných usměrňovačů by bylo usměrněné napětí sníženo o napět'ové úbytky na těchto složkách.

Druhou nejčastější aplikaci v obvodech se stejnosměrným napájením je **využití diody jako tzv. nulové (zpětné, ochranné) diody** VO u stejnosměrného spínače pro spínání stejnosměrného proudu. Svou funkci vykonává při rozpínání obvodu se zátěží induktivního charakteru. Výhodou polovodičového spínače je bezkontaktní spínání s možností dosažení vyšších spínacích kmitočtů. Schéma zapojení a základní funkce vyplývá z obr. 2.8.



Obr. 2.8 Princip působení nulové diody

Při rozeptnutí uvedené zátěže by došlo v závislosti na strmosti rozpínání obvodu a tím i časové změny proudu ke vzniku velkého napětí, které by mohlo tranzistorový spínač poškodit nebo zničit.

Nulová dioda umožní, aby se proud zátěže v okamžiku rozeptnutí uzavíral jejím obvodem. Proto se magnetická energie cívky zátěže, která by jinak způsobila přepětí, může zmařit v odporu zátěže, příp. ve formě ztrátového výkonu nulové diody. Celý děj znázorňuje další přiložená animace.

□ Konstrukční provedení a pouzdra diod

Konstrukční provedení konkrétní diody odpovídá především jejímu ztrátovému výkonu, resp. velikosti propustného proudu, napět'ovému zatěžování a požadované aplikaci.



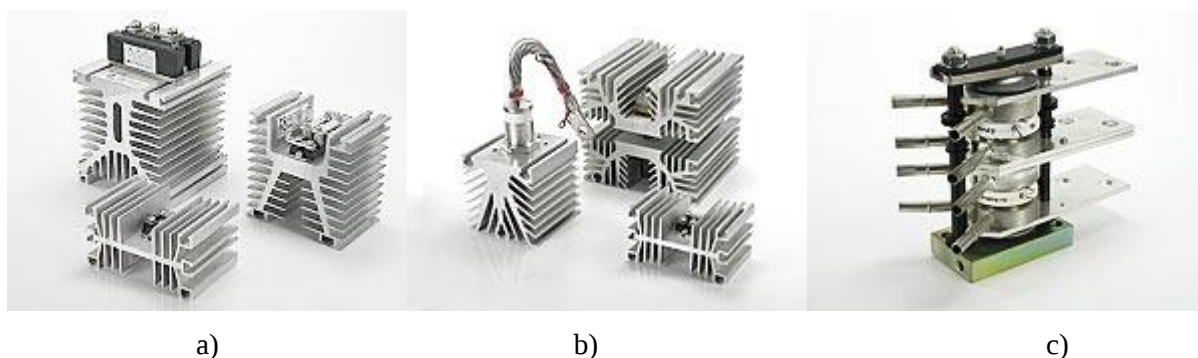
Obr. 2.9 Modulové provedení diod (výrobce: Polovodiče, a.s.)



Obr. 2.10 Svorníkové a pastilkové provedení pouzder diod (a) a lavinových omezovačů (b) (výrobce: Polovodiče, a.s.)

Diody pro spotřební elektroniku se vyrábějí v širokém sortimentu pouzder od plastových, přes skleněná, keramická aj. Výkonové polovodičové diody se vyrábějí pro nejmenší hodnoty $I_{F(AV)}$ od jednotek ampérů. Jednoduchost polovodičové struktury diody umožňuje pouzdření těchto součástek do tzv. bezpotenciálových modulů (zkráceně „modulů“), které mají chladicí základnu elektricky izolovanou od samotného polovodičového systému. Na obr. 2.9.a je provedení jednofázového diodového můstku v jednom pouzdře, na obr. 2.9.b jsou vyobrazeny moduly, které obsahují dvě sériově řazené diody, tedy jednu větev můstkového spojení diodového usměrňovače.

Pro průmyslové využití se vyrábějí diody v rozsahu přibližně od $I_{F(AV)} = 25$ A. Pro tyto malé proudy se nejčastěji používají svorníková pouzdra doplněná lankovými vývody (Obr. 2.10.a). Pro větší propustné proudy ($10^2 - 10^3$ A) se využívají pastilková pouzdra diod (Obr. 2.10.b). Jejich výhodou je oboustranné chlazení, což umožňuje odvést z pouzdra větší ztrátový výkon. Malá povrchová izolační vzdálenost pouzdra mezi anodou a katodou se zvětšuje obvodovým žebrováním izolačního keramického pouzdra a kovovým stínícím límcem na straně katody.



Obr. 2.11 Příklady chladičů pro chlazení různých pouzder polovodičových součástek

Pro zajištění správné funkce nejen diody, ale i ostatních polovodičů, jsou nutné chladiče. Jejich různá provedení pro chlazení vzduchem jsou na obr. 2.11.a, b. Pro velké ztrátové výkony by již tyto chladiče nabývaly velké rozměry, proto se využívají účinnější způsoby chlazení. Na obr. 2.11.c je zobrazeno konstrukční provedení průtočného kapalinového chladiče.



Shrnutí pojmů 1.2.

Dioda je základní polovodičová součástka. Je tvořena jedním přechodem mezi vrstvami nevlastních polovodičů typu P a N. Polovodič typu P je vyveden elektrodou s názvem anoda, polovodič typu N s názvem katoda. Podle orientace přiloženého napětí mezi anodu a katodu rozlišujeme propustný

a závěrný směr diody. Je-li na anodě kladné napětí vzhledem ke katodě, je dioda v propustném směru a propouští proud, je-li kladné napětí na katodě, je pólována závěrně a proud nepropouští.

Vlastnosti diody popisují statické, dynamické a teplotní parametry diody.

Statické parametry diody popisuje statická charakteristika, která má propustnou a závěrnou část. Obě části jsou nelineární a jsou popsány tzv. Shockleyho (někdy diodovou) rovnicí. Pro praktické použití se obvykle používá linearizovaná charakteristika diody.

Propustnou část charakteristiky charakterizuje tzv. prahové napětí $U_{(TO)}$ a odpor v propustném směru r_F . Velikost dovoleného propustného proudu udává katalogový údaj $I_{F(AV)}$ - střední hodnoty propustného proudu

Závěrnou část charakteristiky charakterizuje průrazné závěrné napětí U_{BR} a hodnota závěrného odporu r_R , resp. zbytkového závěrného proudu I_{R0} .

Napětíovou odolnost diody v závěrném směru v katalogu udává hodnota U_{RRM} - maximální opakovatelné závěrné napětí, mezní závěrnou napětíovou zatížitelnost udává katalogová hodnota U_{RSM} - neopakovatelného závěrného napětí.

Dynamické parametry popisují chování diody při přechodech mezi propustným a závěrným stavem diody a naopak.

Proces vypínání diody je nazýván komutací diody. Tento proces charakterizuje závěrná zotavovací doba, někdy též nazývaná doba vypnutí, a komutační náboj diody Q_{rr} . Čím je komutační náboj menší, tím má dioda kratší zotavovací dobu, je rychlejší, avšak snižuje se její napětíová zatížitelnost.

Zapínání diody není považováno u diody za problémové. V závislosti na velké strmosti nárůstu propustného proudu mohou na diodě v propustném směru vznikat přepětí, jejichž špičková hodnota je mnohonásobně vyšší než statická hodnota napětí diody v propustném směru.

Teplotní vlastnosti diody popisuje změna charakteristiky v závislosti na teplotě. V propustném směru s teplotou klesá hodnota prahového napětí U_{TO} a stoupá hodnota propustného odporu r_F . Celkový úbytek diody při dovolených pracovních proudech obvykle s teplotou mírně klesá, proto považujeme diodu za prvek s mírně záporným celkovým teplotním součinitelem odporu.

Ztrátový výkon diody vzniká především na propustné části charakteristiky. Závisí lineárně na střední hodnotě propustného proudu $I_{F(AV)}$ a kvadrátu efektivní hodnoty propustného proudu $I_{F(RMS)}$.

Schopnost trvale odvádět ztrátový výkon diody je určena hodnotou přechodového tepelného odporu chladičové soustavy R_{θ} .

Polovodičová dioda je základním obvodovým prvkem výkonových polovodičových měničů. Vyskytuje se jako hlavní součástka měniče (např. v usměrňovačích) i jako pomocná součástka, bez níž by však funkce měniče byla nemožná (např. nulová dioda při spínání indukční zátěže).



Otázky 1.2.

1. Co je podstatou polovodičové diody?
2. Jaké podmínky musí být splněny pro orientaci diody v propustném směru?
3. Jak je konstruována zjednodušená charakteristika diody v propustném směru?
4. Kterými parametry je charakterizována dioda v propustném směru?
5. Jak se mění charakteristika diody v propustném směru s teplotou?
6. Jaké podmínky musí být splněny pro orientaci diody v závěrném směru?
7. Jaké vlastnosti vykazuje charakteristika diody v závěrném směru, které úseky ji tvoří?

8. Kterými parametry je charakterizována dioda v závěrném směru?
9. Jak se mění charakteristika diody v závěrném směru s teplotou?
10. Jak popisujeme dynamické parametry diod?
11. Které parametry charakterizují dynamické chování diod a jak spolu souvisí?
12. Jak vzniká ztrátový výkon diod, které složky jej tvoří?
13. Jak vypočteme ztrátový výkon diody v propustném směru pomocí její linearizované charakteristiky?
14. Co musí být zajištěno pro dodržení dovolené pracovní teploty součástky, resp. jejího polovodičového čipu?
15. Jak je možné zatěžovat diodu krátkodobými impulsy propustného proudu, která katalogová veličina tuto možnost určuje?
16. Čím jsou charakteristické vysokonapět'ové diody a rychlé diody, jak tato označení korespondují s termínem „dioda s tvrdou komutací“ nebo „dioda s měkkou komutací“?
17. Jak vzniká hybridní diodová struktura, proč se používá?
18. Čím se od předchozích druhů diod odlišují lavinové diody, k čemu se využívají?
19. Které katalogové parametry diody slouží pro volbu diody do konkrétní aplikace?
20. Které jsou nejčastější aplikace diod, vysvětlete jejich funkci.

1.3. Bipolární tranzistor



Čas ke studiu: 4 hodiny



Cíl Po prostudování tohoto odstavce budete umět

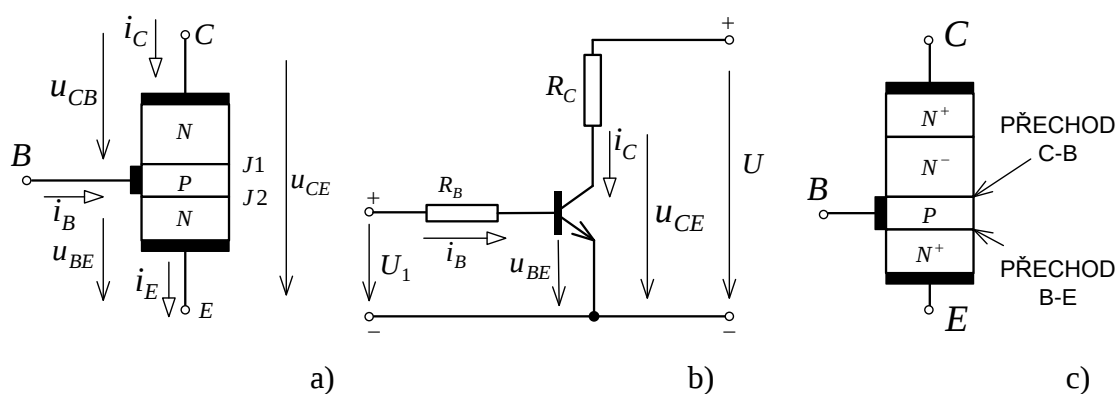
- definovat základní statické a dynamické vlastnosti bipolárního tranzistoru pro použití ve spínacích aplikacích,
- popsat způsoby řízení bipolárního tranzistoru a jejich optimalizace ve statických i dynamických stavech,
- vypočítat velikost ztrátového výkonu bipolárního tranzistoru a definovat jeho dovolenou pracovní oblast,
- vysvětlit funkci a význam Darlingtonova zapojení ve spínací technice,
- popsat způsoby konstrukčního provedení a pouzdření bipolárních tranzistorů.



Výklad

□ Základní popis bipolárního tranzistoru

Bipolární tranzistor je polovodičová součástka se třemi vrstvami v uspořádání NPN nebo PNP a se dvěma přechody. Podobně jako u diody se na vodivosti tranzistoru podílejí nosiče obou typů nevlastních polovodičů – elektrony u N typu a díry u P typu. Výstupními elektrodami tranzistoru jsou kolektor C (z angl.- collector) a emitor E (z angl.- emitter), vstupní elektrodou je báze B. Pro spínací aplikace s většími hodnotami napájecího napětí se využívají výhradně tranzistory NPN v zapojení se společným emitorem. V tomto zapojení je řídicí proud tranzistoru přiváděn do obvodu báze – emitor. Struktura, princip a zapojení se společným emitorem vyplývá z obr. 3.1.a, b.



Obr. 3.1 Struktura a princip bipolárního spínacího tranzistoru pro spínací aplikace

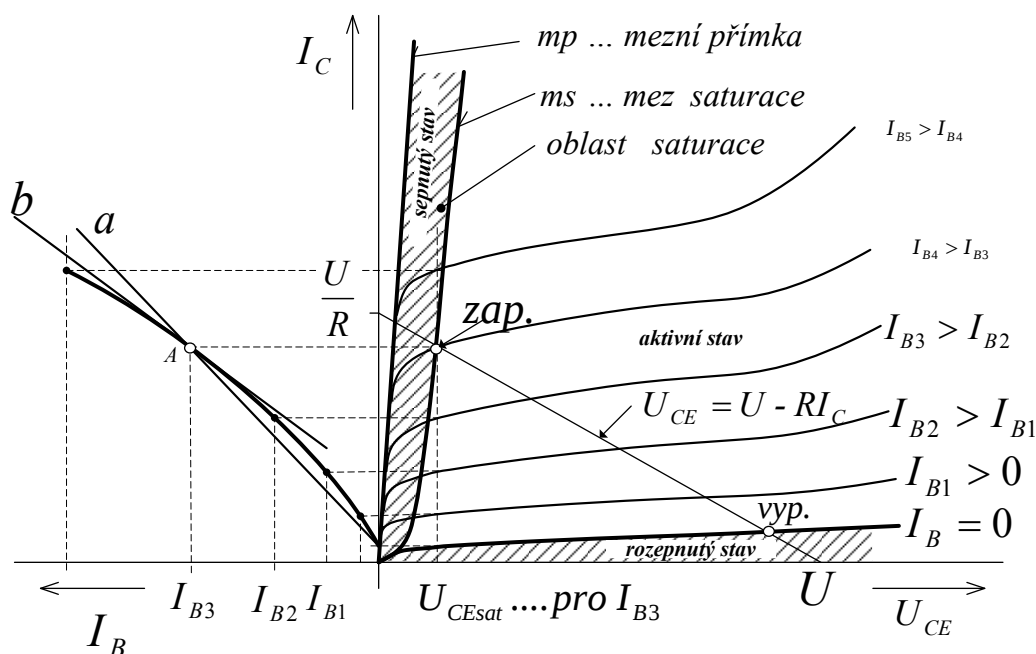
Pro zvýšení napěťové odolnosti bipolárních tranzistorů v rozepnutém stavu bylo nutné při výrobě provést technologické úpravy polovodičové struktury (tzv. třívrstvá difuze), jejichž princip vyplývá z obr 3.1.c.

Vrstva N, která tvoří kolektor, se skládá ze silně dotované a tedy nízkohodnotové vrstvy N^+ a ze slabě dotované vrstvy N^- , která má větší tloušťku. Tato vrstva určuje napěťové namáhání tranzistoru a značně ovlivňuje saturační napětí tranzistoru. Tloušťka a uspořádání vrstvy P tvořící bázi tranzistoru má vliv především na zesílení tranzistoru a jeho dynamické vlastnosti. Vrstva N^+ tvořící emitor slouží jako zdroj volných elektronů při zapínání tranzistoru.

Uvedená úprava výkonových vysokonapěťových tranzistorů umožnila růst jejich technických parametrů a umožnila jejich praktické využití při návrhu a konstrukci nových typů polovodičových měničů menších a středních výkonů. V současnosti jsou již bipolární tranzistory využívány v polovodičových měničích ojediněle, v nových typech měničů vůbec.

□ Voltampérové charakteristiky tranzistoru v zapojení se společným emitorem

Protože je ve výkonových aplikacích je užíváno téměř výhradně zapojení se společným emitorem, (Obr. 3.1.b) má význam zejména **výstupní charakteristika tranzistoru $I_C = f(U_{CE})$** , která je měřena při **konstantním proudu báze I_B** (Obr. 3.2).



Obr. 3.2 Příklad voltampérové charakteristiky bipolárního tranzistoru

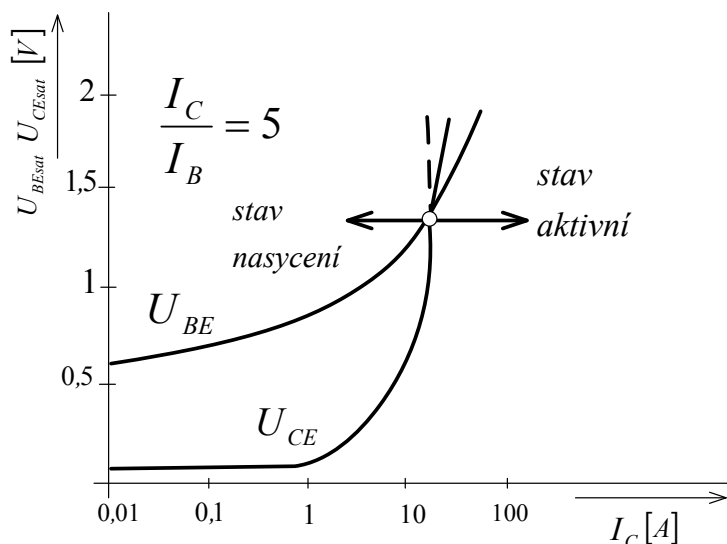
Kladným proudem báze lze při zadaném U_{CE} řídit proud tekoucí kolektorem tranzistoru. Podle vybuzení, tj. velikosti proudu I_B , může tranzistor pracovat v přesyceném stavu, v nasyceném stavu, tzv. saturaci, v aktivním stavu, případně ve stavu uzavřeném.

V nasyceném stavu při daném proudu kolektoru I_C , který je určen zátěží, vzniká mezi kolektorem a emitorem úbytek napětí označený jako **saturační napětí kolektoru U_{CEsat}** . Je to charakteristický parametr udávaný v katalozích při jedné nebo více hodnotách proudu kolektoru a proudu báze. Podobným způsobem je určeno i saturační napětí báze U_{BEsat} . Křivka, která určuje hranici mezi aktivním a saturem stavem tranzistoru a je definována podmínkou $U_{CB} = 0$, se nazývá mez saturace. Saturační napětí U_{CEsat} je důležitým parametrem spínacích tranzistorů, neboť udává úbytek napětí (a tím i ztrátový výkon) na sepnutém tranzistoru. Velikost tohoto napětí s rostoucím proudem kolektoru roste a jeho velikost při daném I_C s rostoucím buzením tranzistoru, tj. s rostoucím proudem báze I_B , klesá.

Stupeň buzení tranzistoru je proto charakterizován poměrem, který je obecně definován jako **statický proudový zesilovací činitel v zapojení se společným emitorem h_{21E}** . Protože však je proud kolektoru určen převážně velikostí zátěže, používáme v oblasti saturace termín tzv. **vnucené proudové zesílení**.

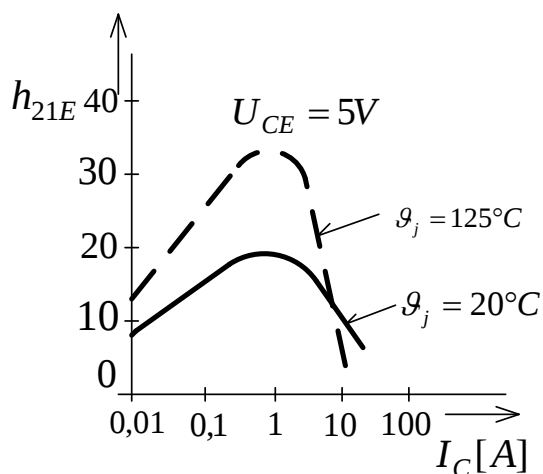
$$B = \frac{I_C}{I_B} \quad (3.1)$$

Závislost saturačních napětí U_{BE} , U_{CE} a proudu I_C měřená při $B = \text{konst.}$ je uvedena na obr. 3.3.



Obr. 3.3 Závislost saturačního napětí na proudu kolektoru

Napětí U_{CEsat} s růstem kolektorového proudu nad jmenovitou hodnotu při daném B prudce narůstá. Toho se využívá pro činnost nadproudových ochran tranzistorových spínačů. Podobným způsobem se chová i napětí U_{BEsat} . Obvod báze tranzistoru musí být proto buzen zdrojem konstantního proudu. Při buzení zdrojem konstantního napětí by vlivem rostoucího protinapětí U_{BEsat} proud báze klesal, takže by došlo k odbuzení tranzistoru, nárůstu napětí U_{CE} , a tím i ke zvětšení ztrátového výkonu tranzistoru. Dostatečné vybuzení tranzistoru je důležitou podmínkou bezporuchové funkce tranzistorového spínače.



Obr. 3.2 Průběh proudového zesilovacího činitele bipolárního tranzistoru

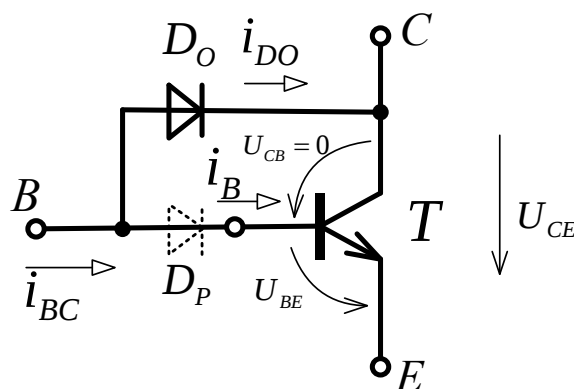
Nasyčený stav tranzistoru je z jedné strany vymezen mezí saturace, tzv. mezní přímkou (obr. 3.2), udávající nejmenší dosažitelné saturační napětí kolektoru při určitém proudu I_C . Zvyšování proudu báze I_B nad tuto mez již nevede k poklesu saturačního napětí a tranzistor pracuje v přesyceném stavu. Z druhé strany je nasyčený stav vymezen tzv. mezí nasycení, určující přechod do aktivního stavu

tranzistoru. V aktivním stavu je napětí $U_{CE} > U_{BE}$. V nasyceném stavu (obr. 3.3) je naopak $U_{BE} > U_{CE}$. Podmínce meze nasycení, kdy $U_{CB} = 0$, tak odpovídá rovnost $U_{BE} = U_{CE}$. Sepnutí na mezi nasycení je u tranzistorových spínačů nejvýhodnější. Tranzistor má dosud malé saturační napětí a má přitom výhodné dynamické vlastnosti při vypínání.

Aktivní oblast je využívána při práci tranzistoru jako zesilovače. Nejdůležitějším charakteristickým parametrem tranzistoru pro tuto oblast je **dynamický proudový zesilovací činitel h_{21e}** , který vzniká v pracovním bodě jako tečna k převodní charakteristice (přímka „b“ na obr. 3.2). U spínacích tranzistorů však pracuje tranzistor v aktivní oblasti pouze v přechodných dějích při zapínání a vypínání.

Pro spínací aplikace je podstatně důležitější **statický proudový zesilovací činitel h_{21E}** . Je to poměr proudu kolektoru I_C k proudu báze I_B , měřený pro dané napětí mezi kolektorem a emitorem nebo pro daný proud emitoru. (přímka „a“ na obr. 3.2). Typický průběh této závislosti udávaný v katalogích výkonových tranzistorů je nakreslen na obr. 3.4. Zesilovací činitel v oblasti malých proudů tranzistoru nejdříve narůstá. Při určitém proudu, který je vždy nižší než největší přípustný proud, nastává pokles proudového zesilovacího činitele. Při návrhu tranzistorových spínačů je proto nutno uvažovat hodnotu h_{21E} platnou pro největší spínané proudy.

Z uvedeného popisu vyplývá, že řízení sepnutého tranzistoru je poměrně obtížné. Má-li se při proměnném proudu I_C pohybovat pracovní bod na nebo v blízkosti meze saturace při proměnných podmínkách zesílení, musí mít obvod vytvářející budicí proud tranzistoru I_B zpětnovazební informaci o velikosti proudu I_C . Nejjednodušší způsob, jak tuto zpětnou vazbu zajistit, je využití tzv. **odsycovací (desaturační) diody**. Princip její činnosti vyplývá z obr. 3.5.



Obr. 3.5 Tranzistor s odsycovací diodou.

Princip působení odsycovací diody D_O spočívá v odvedení přebytečné části proudu i_B do obvodu kolektoru. Pro snadnější pochopení je do obvodu báze zařazena fiktivní pomocná dioda D_P , jejíž úbytek v propustném směru se předpokládá stejný jako u odsycovací diody. V případě, že napětí $U_{CE} < U_{BE}$, dostává se D_O do vodivosti a svede část proudu jako i_{DO} do kolektorového obvodu. O tuto část se z celkového proudu i_{BC} zmenší proud báze i_B a tranzistor zvýší své napětí u_{CE} zpět k mezi saturace. Při praktických aplikacích se pomocná dioda D_P nepoužívá. Při použití reálných součástek to sice zajišťuje poněkud větší, ale ne škodlivé přesycení tranzistoru.

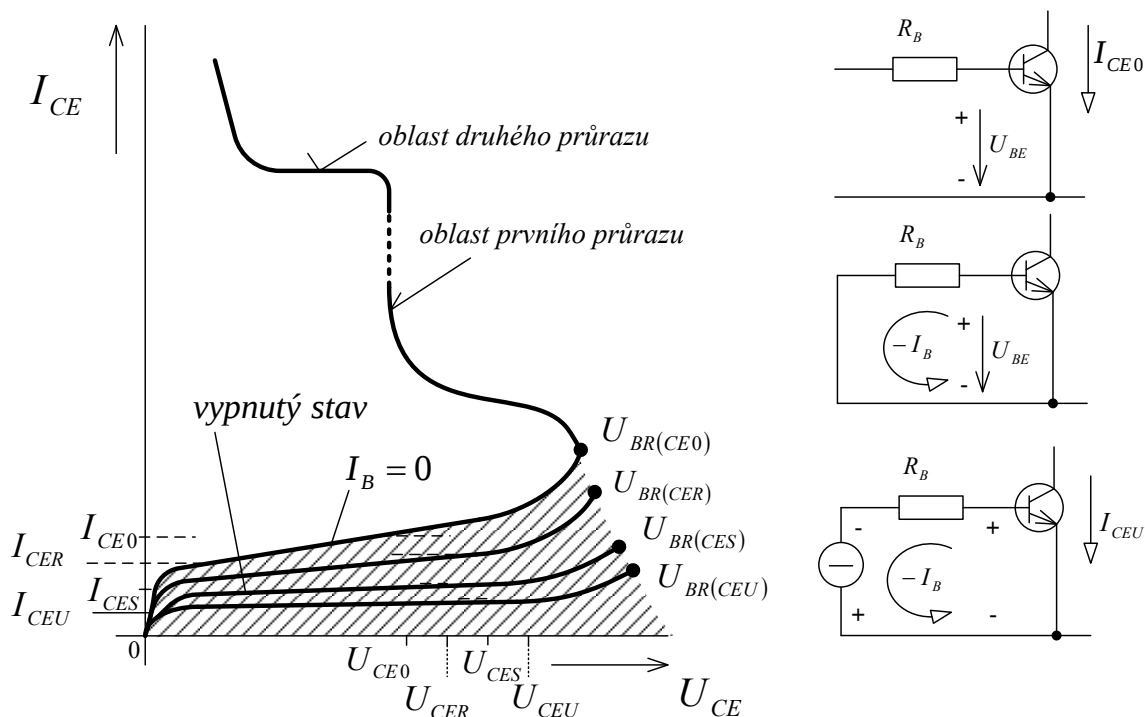
Do uzavřeného stavu přechází tranzistor při nulovém proudu báze $I_B = 0$ (viz obr. 3.2). Proud kolektoru na této charakteristice se označuje jako zbytkový proud I_{CE0} . Udává se jako proud, který protéká kolektorem při daném napětí U_{CE} a při nulovém proudu báze ($I_B = 0$). Zbytkový proud je důležitým parametrem zejména u spínacích tranzistorů, neboť hodnotí kvalitu rozepnutí spínače. Tranzistor ve vypnutém stavu snese bez poškození určité napětí mezi kolektorem a emitorem, jehož maximální přípustná hodnota závisí na způsobu zapojení obvodu báze.

Po jeho překročení hodnoty průrazného napětí $U_{BR(CE)}$ závislém na zapojení báze poklesne napětí kolektoru a proud I_C začne narůstat. Tranzistor se tak dostal do oblasti, kterou nazýváme oblast prvního průrazu. Pokud obvod zátěže zajistí pokles proudu a nedojde k tepelnému poškození

tranzistoru, vrátí se tranzistor do dovořených parametrů. Pokud však proud zátěží omezen není, dojde k tepelnému poškození a následné destrukci celé struktury při procesu, který nazýváme **druhý průraz tranzistoru**. Kolektorové napětí prudce klesá a proud narůstá na hodnotu omezenou pouze zátěží. Tranzistor se v podstatě začne chovat jako zkrat.

Pozn.: Měřítka proudové osy na obr. 3.6 nelze považovat za lineární. Proud v oblasti druhého průrazu je svou velikostí nesrovnatelný se zbytkovým proudem tranzistoru.

Bipolární tranzistory jsou k druhému průrazu velice náchylné zejména při spínání indukčních zátěží, kdy vznikají na tranzistoru přepětové špičky.



Obr. 3.6 Napěťová zatížitelnost bipolárního tranzistoru

Chování tranzistoru v oblasti mezních kolektorových napětí zobrazuje obr.3.6. Napěťovou zatížitelnost tranzistoru lze vzhledem k U_{CE0} při nezapojené bázi, tedy $I_B = 0$ zvýšit na hodnotu U_{CER} zapojením odporu R_{BE} vhodné hodnoty mezi bázi a emitemorem a U_{CES} , je-li $R_{BE} = 0$. Další zvýšení na hodnotu U_{CEX} (resp. U_{CEU}) docílíme závěrným pólováním přechodu B-E záporným napětím U_{BE} .

Pozn.: Toto předpětí je katalogově omezeno největším přípustným napětím přechodu báze e emitor v závěrném směru U_{BE0max} při nulovém proudu kolektoru. Velikost závěrného napětí přechodu B-E je u křemikových tranzistorů malá, dosahuje hodnoty pouze 5 až 7 V. Proto lze bipolární tranzistor namáhat pouze kladným napětím U_{CE} . Při závěrné polaritě napětí by došlo k proražení přechodu B-E a tím ke zničení tranzistoru.

Nejvyšší napětí můžeme přiložit na samotný přechod C-B při $I_E = 0$, tzn. při odpojeném emitoru. Toto napětí U_{CBO} bývá srovnatelné s hodnotou U_{CEX} .

Pro jejich velikost uvedených napětí platí: $U_{CBO} > U_{CEX} > U_{CES} > U_{CER} > U_{CE0}$

□ Dynamické vlastnosti tranzistoru

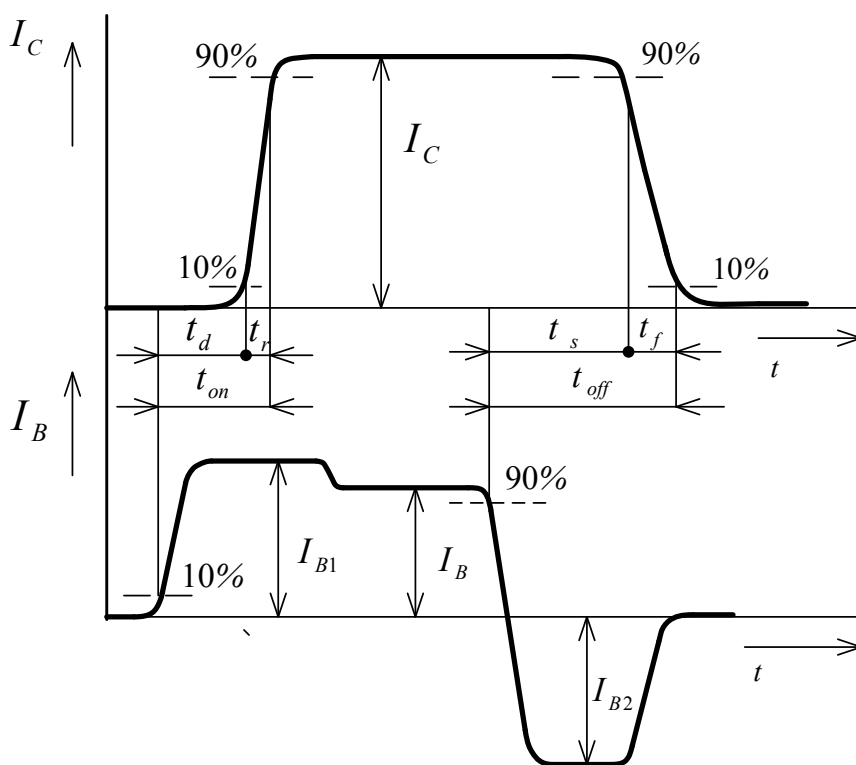
Tranzistor ve spínacím režimu přechází ze zapnutého stavu do vypnutého a naopak. Tyto přechody z jednoho stavu do druhého ovládané bázovým proudem se neuskutečňují okamžitě. Proud kolektoru reaguje s určitým zpožděním na změny bázového proudu.

V katalozích výkonových tranzistorů se jako dynamické parametry udávají spínací časy tranzistorového spínače.

Čas zapnutí t_{on} je řádově desetiny až jednotky μs ($1 \div 2 \mu s$), čas vypnutí t_{off} je v rozsahu 3 až 20 μs . Čas zapnutí a vypnutí je možno ve značné míře ovlivnit bázevým proudem. Čas zapnutí t_{on} se zkracuje se zvyšováním bázevého proudu. Na druhé straně by velký bázevý proud způsobil přesycení tranzistoru a tím zvětšení času vypnutí t_{off} (hlavně jeho složky – čas přesahu t_s), což by bylo nevýhodné. Proto je bázevý proud I_{B0} zvětšen jen do doby, než tranzistor zapne, tedy po dobu t_{on} . V sepnutém stavu se proud sníží v závislosti na proudu I_C , jak již bylo popsáno.

Podstatného zkrácení vypínacího času, jeho složky t_s , se dosáhne, když tranzistor před vypnutím pracoval na mezi nasycení, tj. při $U_{CB} = 0$. Další zkrácení času vypnutí t_{off} , resp. jeho složek t_s i t_f , se dosáhne přivedením záporného proudu báze I_{B2} . Pro optimální vypnutí nesmí být proud I_{B2} příliš velký a jeho pokles do záporných hodnot nesmí být příliš strmý. Tvarování potřebného bázevého proudu zabezpečuje koncový stupeň budiče pro bipolární tranzistor.

Charakteristický průběh proudu kolektoru $i_{C(t)}$ a proudu báze při zapínání a vypínání tranzistoru je na obr. 3.7. Na obrázku je naznačena zapínací doba tranzistoru t_{on} , sestávající z doby zpoždění t_d a doby nárůstu t_r . Vypínací doba t_{off} obsahuje dobu přesahu t_s a dobu poklesu t_f .



Obr. 3.7 Průběhy zapnutí a vypnutí tranzistoru

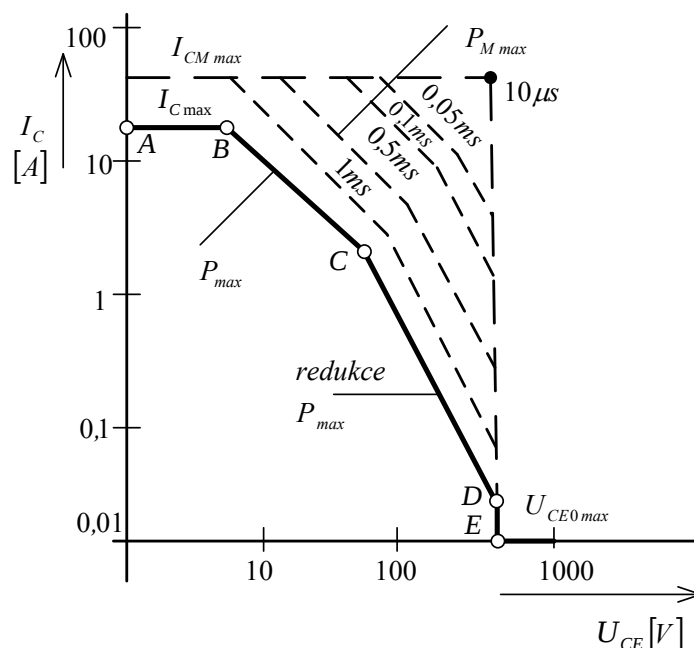
Nepříznivým důsledkem dynamických jevů je vznik zapínacího a vypínacího ztrátového výkonu, který dosahuje značných hodnot a omezuje frekvenci spínání tranzistorových spínačů do rozsahu řádově několika kHz.

□ Zatížitelnost tranzistoru

Nejdůležitější charakteristikou pro výběr tranzistoru je dovolená pracovní oblast, která udává mezní hodnoty I_C v závislosti na napětí U_{CE} při propustně pólovaném přechodu B-E. Dovolená pracovní oblast tranzistoru je naznačena na obr. 3.8.

Pracovní bod tranzistoru nesmí překročit hranice dovolené pracovní oblasti (Safe Operating Area – SOA) vymezenou body ABCDEF. Tato oblast je určena pro práci v aktivním režimu a v režimu jednotlivých impulsů, kde je přechod z jednoho stavu do druhého relativně pomalý.

Práce tranzistoru v dovolené pracovní oblasti je důležitou podmínkou spolehlivé funkce navrhovaného zařízení (měniče).



Obr. 3.8 Dovozená pracovní oblast tranzistoru

Proudovou zatížitelnost určuje přímka AB omezující pracovní oblast shora a udávající největší přípustný proud kolektoru I_C . Většina výkonových tranzistorů připouští zvětšení mezního proudu I_C na hodnotu I_{CM} při práci v impulsním režimu (čárkovaně).

Dovozená pracovní oblast je dále mezi body BC omezena přímkou konstantního výkonu P_{tot} (obr. 3.8). Tento výkon vypočteme podle vzorce

$$P_{tot} = U_{CE} \cdot I_C = \frac{T_j - T_C}{R_{thjc}} \quad (3.2)$$

kde T_j – přípustná teplota přechodu

T_C – teplota pouzdra

R_{thjc} – teplotní odpor mezi přechodem a pouzdrem

Ztrátový výkon vznikající při provozu tranzistoru nesmí způsobit oteplení přechodů nad maximální přípustnou hodnotu T_j , udávanou v datových listech jako mezní parametr (hodnotu 125°C až 200°C). Hodnota P_{tot} je udávána pro specifikovanou referenční teplotu pouzdra (obvykle 20°, nebo 25 °C). Při praktickém provozu tranzistoru bude teplota pouzdra vždy větší než teplota referenční. Tranzistory je nutno proto chladit a v praxi je nutno počítat se snížením hodnoty ztrátového výkonu.

Při impulsním zatěžování se uplatní schopnost součástky část ztrátového výkonu akumulovat do své tepelné kapacity, takže tranzistor můžeme po krátkou dobu zatížit ztrátovým $P_{totM} > P_{tot}$.

$$P_{totM} = \frac{T_j - T_C}{Z_{thjc}} \quad (3.3)$$

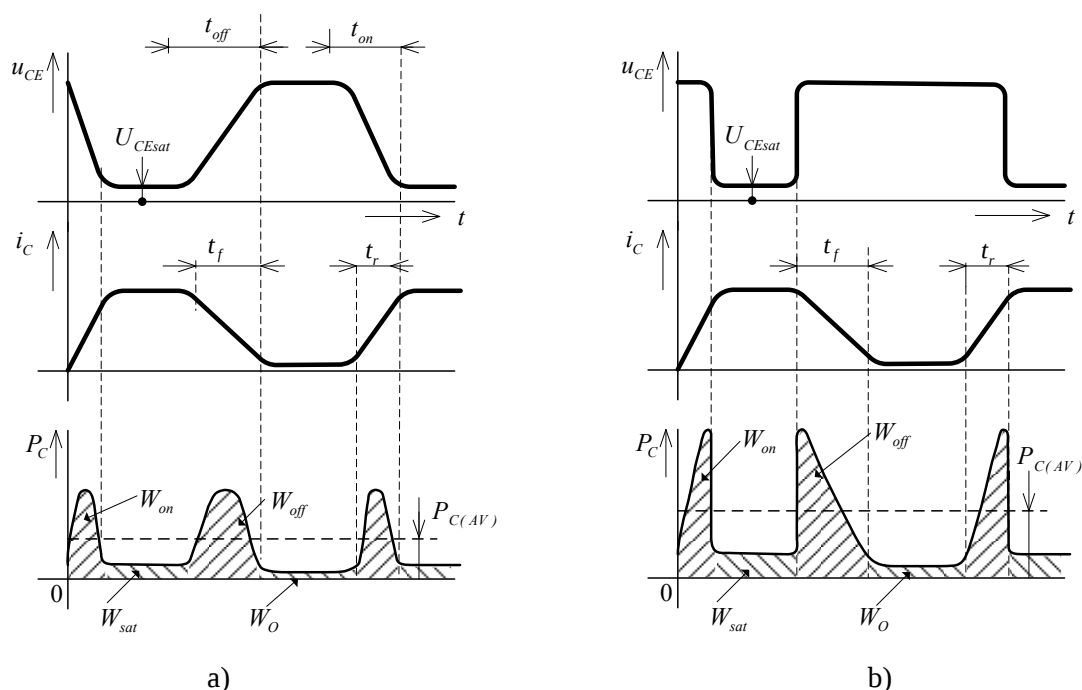
kde Z_{thjc} je tepelná impedance.

Čím je impuls kratší, tím je impedance Z_{thjc} menší a okamžitý výkon P_{totM} může být větší.

Napětovou zatížitelnost v propustném směru určuje úsečka DE omezující dovolenou pracovní oblast zprava, udávající nejvyšší přípustné napětí U_{CE0} při nulovém proudu báze.

V oblasti vyšších napětí U_{CE} při nenulovém proudu I_C je přípustný ztrátový výkon v úseku CD redukován s ohledem na možnost tzv. „druhého průrazu“. Ke druhému průrazu může dojít výše popsaným mechanismem i při poměrně nízké úrovni ztrátového výkonu při vypínání odporově induktivní zátěže tranzistorovým spínačem, kdy proud tranzistoru komutuje na spolupracující tzv. nulovou diodu.

Okamžitá výkonová ztráta, která vzniká při dynamických režimech spínání, má výrazně impulsní charakter. Velikost a časový průběh ztrátového výkonu závisí na charakteru a zapojení obvodu zátěže. Na obr. 3.9 jsou časové průběhy pro spínání odporové zátěže, zátěže s indukčností a ochrannou nulovou diodou.



Obr. 3.9 Časový průběh zapínací ztráty

Ve spínacím režimu jsou přechody mezi zapnutým a vypnutým stavem velmi rychlé, odpovídající přibližně časům nárůstu t_r a poklesu t_f . Z obrázku je zřejmý impulsní charakter ztrát. Velikost šrafovaných ploch odpovídá ztrátové energii pulsu při spínání W_{on} , vypínání W_{off} , sepnutému stavu se saturací tranzistoru W_{sat} a rozepnutému stavu W_o . Jejich špičky při spínacích dějích jsou nesrovnatelně větší než ztrátový výkon v sepnutém nebo rozepnutém stavu. W_{sat} a W_o .

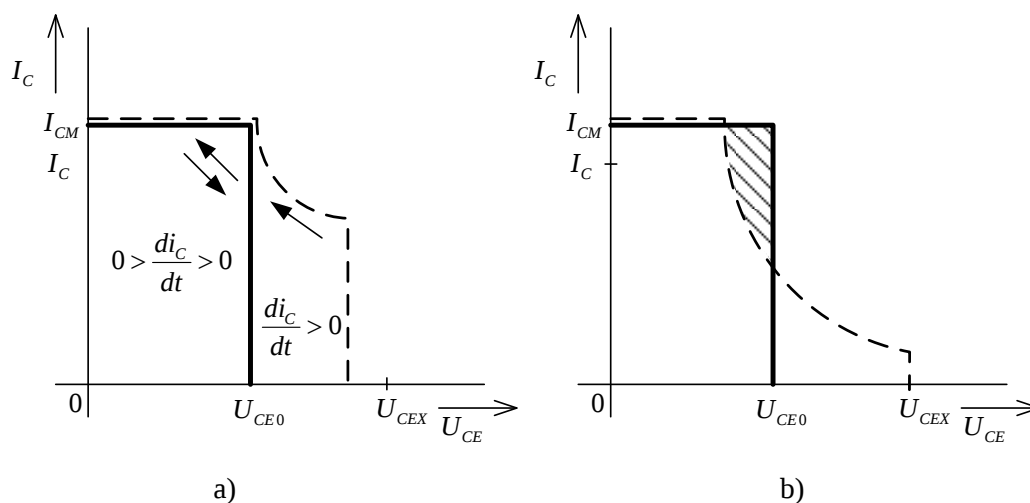
Průběhy na obr. 3.9.a platí při spínání odporové zátěže, při níž je impulsní ztráta menší. Při využití nulové diody mají impulsy výkonové ztráty podstatně vyšší strmost i amplitudu. Proto je dovolená pracovní oblast pro spínací režim odlišná.

Spínání úzce souvisí s poměry v obvodu báze – emitor.

Jak vyplývá z obr. 3.10, rozlišujeme dvě oblasti:

a) dovolená pracovní oblast u kladně polarizovaného přechodu báze – emitor (FBSOA – Forward Bias Safe Operating Area),

b) dovolená pracovní oblast u záporně polarizovaného přechodu báze – emitor (RBSOA – Reverse Bias Safe Operating Area).



Obr. 3.10 Dovolená pracovní oblast pro spínací režim

Dovolená pracovní oblast pro kladně polarizovaný přechod B–E (FBSOA) může být použita při vypínání tranzistoru, ale jen bez záporné polarizace B–E (plná čára). Při zapínání (když $di_C/dt > 0$) může být rozšířena o oblast ohraničenou čárkovanou čarou za předpokladu, že přes tuto oblast projde pracovní bod velmi rychle (za dobu $t < 1 \mu s$).

Dovolená pracovní oblast u záporně polarizovaného přechodu B–E (RBSOA) platí pro vypínání tranzistoru. Tato oblast je mírně redukována (o zvýrazněnou část) v případě, že vypínání začíná z přesyceného stavu.

□ Integrované Darlingtonovy tranzistory

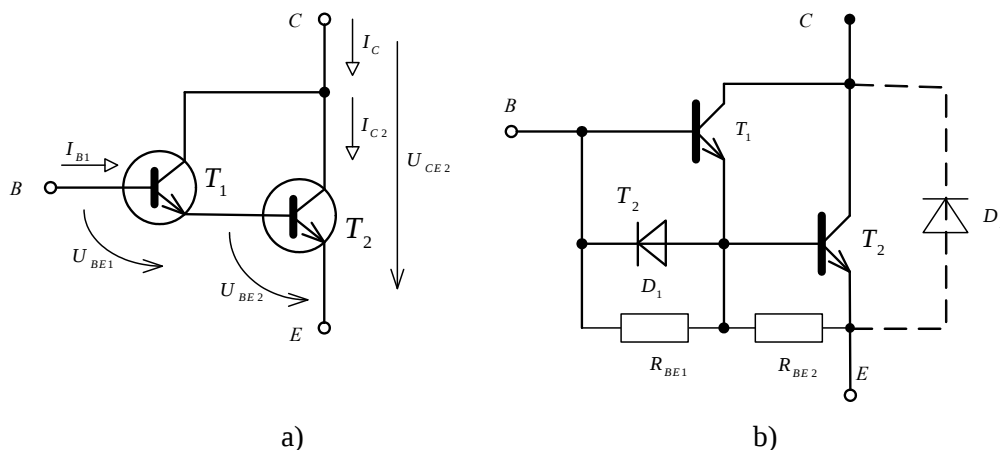
Bipolární tranzistory jsou použitelné do výkonu měniče asi 500 kW. Vyrábějí se tranzistorové modely s parametry 1200 V, 600 A a se spínacím kmitočtem do 5 kHz u nejvyšších výkonových typů. Tranzistory pro menší výkony mohou dosáhnout spínacího kmitočtu až 20 kHz.

Proudové zesílení bipolárních tranzistorů, zejména vysokonapětových, je poměrně nízké (5 až 10). Tyto malé hodnoty proudového zesilovacího činitele u tranzistorů s velkými kolektorovými proudy vyžadují buzení tranzistoru velkými proudy báze. Proto se pro koncové budicí stupně výkonových tranzistorů často využívá známé Darlingtonovo zapojení. Výrobci výkonových tranzistorů dodávají takto zapojené tranzistory ve společném pouzdře. Principiální schéma integrovaného Darlingtonova tranzistoru je na obr. 3.11.b.

Vstupní budicí tranzistor T_1 pracuje jako emitorový sledovač, jehož zátěž tvoří obvod báze hlavního tranzistoru T_2 . Velikost proudového zesílení je daná vztahem

$$h_{21E} = h_{21E1} + h_{21E2} + h_{21E1} \cdot h_{21E2} \quad (3.4)$$

jehož složka součinu zesílení zajišťuje mnohonásobně větší celkové zesílení, než má samotný výkonový tranzistor T_2 , takže pro sepnutí tranzistoru stačí podstatně menší vstupní proud I_{B1} . To zjednodušuje návrh budicího stupně tranzistorového spínače.



Obr. 3.11 Darlingtonovo zapojení bipolárních tranzistorů

a) principiální schéma

b) příklad skutečného zapojení v bezpotenciálovém modulu

V Darlingtonově zapojení je výstupní napětí kolektor-emitor T_2 dáno podle obrázku 3.11.a vztahem

$$U_{CE} = U_{CE2} = U_{CE1} + U_{BE2} \quad (3.5)$$

Je-li T_1 přesycen, tzn. při konstantním výstupním proudu I_{C2} , je neustále zvyšován proud I_{B1} , tzv. vynucené zesílení

$$B = \frac{I_{C2}}{I_{B1}} \quad (3.6)$$

se zmenšuje, avšak saturační napětí U_{CE1} již dále klesnout nemůže. Tranzistor T_1 se tak stává pro následné vypínání výrazně přebuzený.

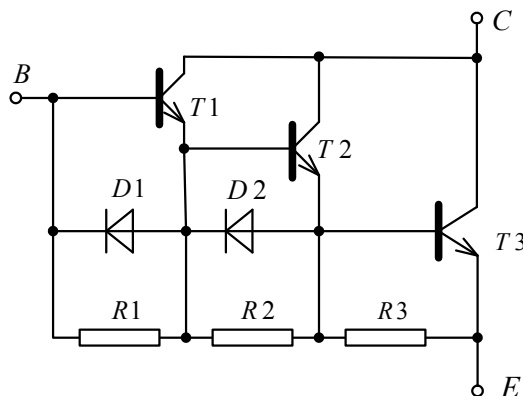
Napětí U_{CE} tedy závisí jak na optimálním buzení tranzistorů, tak na hodnotě napětí U_{BE2} , které je v případě tranzistorů s třívrstvou difuzí parametrem významně ovlivňujícím ztráty spínače v Darlingtonově zapojení.

Proto bývá výrobci výkonových vysokonapětových bipolárních tranzistorů udáván parametr I_{Csat} , který udává proud kolektoru, při němž ještě tranzistor pracuje s akceptovatelným zesílením (např. u vysokonapětových tranzistorů bývá 5 - 10). Tranzistor může být s proudem I_{Csat} při dostatečném proudu báze a odpovídajícím napětí kolektor - emitor běžně provozován. Při jeho překročení však vzhledem k nasycení tranzistoru dochází k prudkému nárůstu kolektorového napětí a tím i ke zvýšení výkonové ztráty tranzistoru. Výrobci proto při volbě typu tranzistoru podle předpokládaného proudu kolektoru doporučují použít typy s větším proudem a tedy menším zesílením, což vytvoří rezervu vzhledem k I_{Csat} . Je tak lépe zajištěn provoz tranzistoru v dovolené pracovní oblasti i spolehlivější jištění tranzistoru a jeho kratší spínací a vypínací časy.

Pro optimální návrh spínače v Darlingtonově zapojení je rovněž nutné vybrat vhodný tranzistor T_1 , jehož saturační napětí U_{CEsat} významně ovlivňuje výkonovou ztrátu spínače.

Z předchozího popisu vyplývá, že volba tranzistorů a návrh optimalizovaného Darlingtonova spínače z diskrétních součástek jsou poměrně složité.

Pro zlepšení tepelné stability a dynamického chování jsou využívány integrované struktury v bezpotenciálových modulech doplněné kromě tranzistorů odpory a diodou D_1 umožňující vypínání tranzistoru T_2 záporným proudem báze a přivedení záporného napětí na bázi T_2 při práci v uzavřeném stavu. Darlingtonovy tranzistory jsou mimo to často vybavovány přidavnou diodou D_2 , která chrání tranzistor před změnou polarit napětí U_{CE} a zároveň slouží jako zpětná dioda užívaná v mnoha zapojeních měničů.



Obr. 3.12 Skutečné zapojení spínače s Darlingtonovým zapojením

Zesílení Darlingtonova zapojení se může ještě dále zvýšit použitím dvojitého Darlingtonova zapojení (Obr. 3.12). Diody mezi bází a emitorem vstupních tranzistorů zabezpečují cestu pro odsávání volných nosičů z oblasti báze koncového tranzistoru. Tím se dá zkrátit čas vypnutí, který je v Darlingtonově zapojení podstatně větší než u jednotlivých tranzistorů. Uspořádání tranzistorů podle obr. 3.12 se nachází obvykle v jednom společném pouzdře – tranzistorovém modulu.



Shrnutí pojmů 1.3.

Bipolární tranzistor je plně říditelná polovodičová součástka se třemi vrstvami v uspořádání NPN, nebo PNP. Výstupními elektrodami tranzistoru jsou kolektor C a emitor E, vstupní elektrodou je báze B.

Pro výkonové spínací aplikace se využívají výhradně tranzistory NPN v zapojení se společným emitorem.

Výstupní voltampérová charakteristika udává závislost $I_C = f(U_{CE})$ při $I_B = \text{konst.}$ Z charakteristiky lze popsat sepnutý stav, aktivní stav a rozepnutý stav. Sepnutý stav je popisován oblastí nasycení (saturation), která je vymezena mezní přímkou a mezí saturace.

Sepnutí, jehož pracovní bod leží na mezní přímce, odpovídá přesycení tranzistoru a způsobuje problematické vypnutí tranzistoru spojené s velkými vypínacími ztrátami.

Sepnutí, jehož pracovní bod se pohybuje v blízkosti meze saturace, je považováno za optimální. Minimalizuje ztrátu v sepnutém stavu a umožňuje vypnutí tranzistoru s minimální vypínací ztrátou.

Stupeň buzení tranzistoru pro spínací aplikace je definován statickým proudovým zesilovacím činitelem h_{21E} . Jeho velikost v daném pracovním bodě vyplývá z převodní charakteristiky.

Pro spínací aplikace používáme častěji termín vnucené proudové zesílení B, které je definováno jako poměr kolektorového a bázevého proudu tranzistoru, když velikost kolektorového proudu je tranzistoru vnucována zátěží.

Pro optimalizaci syčení bipolárního tranzistoru v sepnutém stavu se využívá odsycovací (desaturační dioda).

V rozepnutém stavu lze tranzistor zatěžovat napětím, jehož velikost závisí na zapojení obvodu báze. Pro zatěžování napětím U_{CE0} je báze nezapojena. Při spojení báze a emitoru odporem je katalogem udávána hodnota U_{CER} . Při zkratu mezi bází a emitorem můžeme tranzistor zatížit napětím U_{CES} . Záporným pólováním přechodu báze - emitor docílíme zvýšení na hodnotu U_{CEU} , resp. U_{CEX} .

Překročením průrazného napětí se tranzistor dostává do oblasti prvního průrazu, který je vratný, pokud dojde k rychlému poklesu zatěžovacího napětí a omezení proudu. Po překročení oblasti prvního průrazu přechází tranzistor do oblasti druhého průrazu, který je nevratný a způsobuje obvykle destrukci polovodičové struktury tranzistoru.

Dynamické vlastnosti tranzistoru jsou popsány spínacím časem t_{on} se složkami t_d a t_r a vypínacím časem t_{off} se složkami t_s a t_f . Jejich vzájemné vazby popisuje časový průběh proudu kolektoru v návaznosti na průběh proudu báze.

Výkonovou zatížitelnost tranzistoru charakterizuje dovolená pracovní oblast SOA. Tato charakteristika určuje maximální napětovou a proudovou zatížitelnost ve statických stavech a oblast, ve kterých se po vymezenou dobu může pohybovat pracovní bod v dynamických stavech. Dovolená pracovní oblast SOA vymezuje základní podmínky pro impulsní zatěžování tranzistoru.

V návaznosti na zapojení obvodu báze při vypínání a ve vypnutém stavu se rozlišuje dovolená pracovní oblast u kladně polarizovaného přechodu báze -FBSOA a dovolená pracovní oblast u záporně polarizovaného přechodu báze RBSOA.

Pro zajištění RBSOA se využívají různé typy odlehčovacích obvodů. Nejznámější odlehčovací obvod je tzv. RCD odlehčovací síť.

Pro zvětšení zesílení spínače s bipolárním tranzistorem se využívá Darlingtonovo zapojení. Jeho zesílení je z podstatné části dáno součinem proudových zesilovacích činitelů obou tranzistorů.

Nevýhodou Darlingtonova zapojení je větší úbytek v sepnutém stavu a větší výkonová ztráta. Oba tranzistory musí být napětově dimenzovány na stejné kolektorové napětí.



Otázky 1.3.

1. Co je bipolární tranzistor, které vrstvy tvoří jeho strukturu?
2. Jak se využívá bipolární tranzistor jako spínač a čím se liší od ostatních bipolárních tranzistorů?
3. Čím jsou popsány statické vlastnosti bipolárního tyristoru?
4. Jaké jsou základní pracovní stavy tranzistoru?
5. Jaké podmínky vymezují sepnutý stav bipolárního tranzistoru?
6. Jak a čím musí být optimálně řízen bipolární tranzistor v sepnutém stavu?
7. Jak souvisí statický a dynamický proudový zesilovací činitel, jak je zjistíme?
8. Jak se mění statický proudový zesilovací činitel v závislosti na proudu kolektoru, nebo teplotě bipolárního tranzistoru?
9. Jak souvisí statický proudový zesilovací činitel a vynucené zesílení bipolárního tranzistoru?
10. Jaké vlastnosti vykazuje bipolární tranzistor v rozepnutém stavu, kterými katalogovými parametry je jeho zatížitelnost popsána?
11. Kdy nastává druhý průraz a proč je nebezpečný?
12. Kterými parametry jsou popisovány dynamické vlastnosti bipolární tranzistoru?
13. Jaké podmínky musí být splněny pro optimální vypínání bipolárního tranzistoru?
14. Jak může být zatěžován bipolární spínací tranzistor v aktivním režimu?

15. Co znázorňuje dovolená pracovní oblast tranzistoru?
16. Po jaké časové trajektorii se pohybuje pracovní bod při spínání odporové zátěže a jak se její tvar liší při spínání indukční zátěže s nulovou diodu?
17. Jak ovlivňuje tvar dovolené pracovní oblasti způsob zapojení obvodu báze?
18. Jakými prostředky se zajišťuje práce bipolárního tranzistoru v dovolené pracovní oblasti?
19. Co je to Darlingtonovo zapojení bipolárních tranzistorů a jaké má vlastnosti?
20. Jaké jsou praktické formy zapojení Darlingtonova spínače v modulovém provedení?

1.4. Tyristor



Čas ke studiu: 4 hodiny



Cíl Po prostudování tohoto odstavce budete umět

- vysvětlit a popsat funkci tyristoru z jeho náhradního schématu,
- definovat základní statické, dynamické a tepelné vlastnosti tyristoru,
- popsat způsoby spínání tyristoru a jejich optimalizace,
- popsat proces komutace tyristoru,
- vypočítat velikost ztrátového výkonu tyristoru v pásmu nízkých kmitočtů,
- provést základní rozdělení různých typů tyristorů a jejich parametrů,
- popsat základní typické aplikace tyristoru,
- popsat způsoby konstrukčního provedení a pouzdření tyristorů



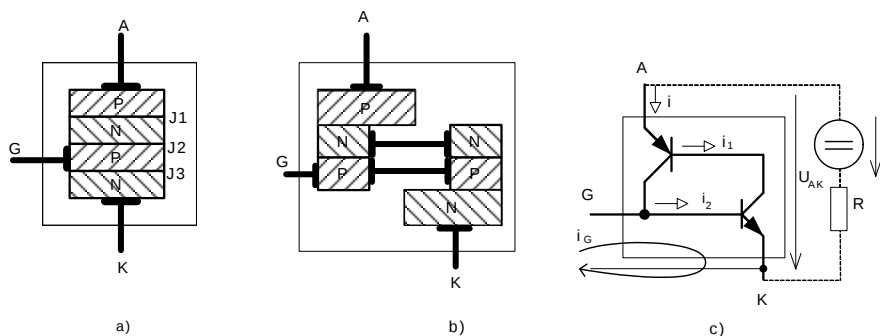
Výklad

□ Obecný popis tyristoru

Tyristor (SCR – Silicon Controlled Rectifier) je řízená čtyřvrstvá polovodičová součástka se třemi PN přechody. Jeho struktura vyplývá z obr. 4.1. Krajní vrstva s vodivostí P je spojena s anodou A, krajní vrstva s vodivostí N s katodou K. Vnitřní vrstvy se nazývají N – báze a P – báze. Řídicí elektroda G je spojena s P-bází.

Tuto strukturu si můžeme podle obr. 4.1.b představit jako spojení dvou tranzistorových struktur typu PNP a NPN, viz obr. 4.1.c. Pro řízení tyristoru je nejdůležitější přechod J3, který vytváří svým uvedením do vodivosti (“přechod báze tranzistoru NPN”) předpoklad pro sepnutí celé struktury. Pokud je přechod nevodivý, udržuje tyristor v blokovacím stavu. Tyristor tak může pracovat ve vypnutém nebo sepnutém stavu.

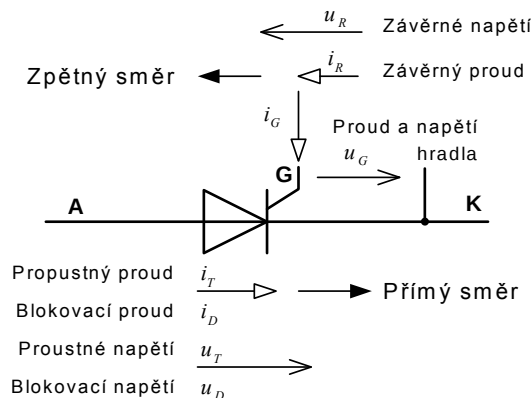
Pokud je na tyristoru záporné napětí $u_{AK} = u_R < 0$, je zejména přechod J1 vnějším napětím tyristoru pólován závěrně a tyristor se nachází v závěrném stavu. Podobně jako u diody jím prochází závěrný proud $i = i_R < 0$. Při kladném napětí $u_{AK} = u_D > 0$ je závěrně pólován přechod J2, takže tyristor se nachází opět v nevodivém, tzv. blokovacím, stavu a vede malý blokovací proud $i = i_D$. Pokud se nachází tyristor v některém z těchto stavů, považujeme ho za vypnutý.



Obr. 4.1 Odvození náhradního schématu tyristoru

Přivedením impulsu $i_G > 0$ do řídicí elektrody přechází tyristor z blokovacího stavu do stavu sepnutého. Tento proud přivedený do přechodu J3 způsobí, podobně jako báze u bipolárního

tranzistoru, jeho sepnutí, takže se může uzavřít proud i_L , který sepne tranzistorovou strukturu PNP. Její kolektorový proud i_2 způsobí přidržení přechodu J3 a tím celé tyristorové struktury ve vodivém stavu. Tyristor tak zůstane sepnutý i po odeznění impulsu i_G . V sepnutém stavu je na tyristoru malé propustné napětí u_T určené vlastnostmi tyristoru (přibližně 1,5 – 3 V) a protéká jím proud i_T určený zátěží.

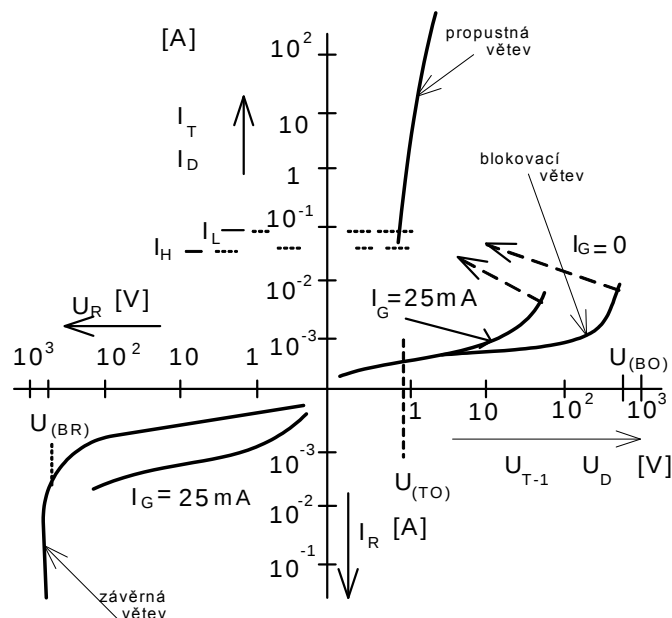


Obr. 4.2 Schematická značka a základní orientace veličin tyristoru

Vypnutí, t.j. přechod z propustného do závěrného, případně blokovacího, stavu nelze u základních typů tyristorů řídicí elektrodou tyristoru ovlivnit. Vypnutí nastává po zániku propustného proudu a obnovení blokovací schopnosti tyristoru. Schematická značka a orientace veličin vyplývá z obr. 4.2.

□ Výstupní voltampérová charakteristika tyristoru

Výstupní voltamperová charakteristika (obr. 4.3) udává závislost anodového proudu tyristoru na anodovém napětí. Tato charakteristika má tři větve – závěrnou, blokovací a propustnou.



Obr. 4.3 Příklad výstupní voltamperové charakteristiky tyristoru

Závěrná charakteristika popisuje závislost vypnutého, závěrně pólovaného tyristoru. Průběh odpovídá závěrné charakteristice diody. S rostoucím i_g závěrný proud narůstá. Při překročení průrazného napětí U_{BR} dochází ke zničení tyristoru. Napěťová zatížitelnost v závěrném směru je podobně jako u diod udávána opakovatelným špičkovým napětím v závěrném U_{RRM} směru a blokovacím U_{DRM} určujícím největší přípustnou hodnotu napětí, které se může na tyristoru periodicky opakovat.

Pro posouzení je nutné parametry U_{RRM} uvádět spolu s hodnotou proudu $I_{F(AV)}$. Oba parametry však nezohledňují dynamické vlastnosti tyristorů. V současnosti ke špičkovým typům patří tyristory s U_{RRM} až 12000V při $I_{F(AV)} = 1500A$ firmy Mitsubishi, U_{RRM} až 7500V při $I_{F(AV)} = 1650A$ firmy Infineon, U_{RRM} až 6500V při $I_{F(AV)} = 2650A$ a U_{RRM} až 4 800V při $I_{F(AV)} = 5000A$. Tyto meze se stále posouvají.

Blokovací charakteristika popisuje závislost vypnutého, avšak propustně pólovaného tyristoru. Parametrem blokovací charakteristiky je proud řídící elektrody $i_G = \text{konst.}$ Při $i_G = 0$ je tvar blokovací charakteristiky podobný závěrné charakteristice. Při překročení spínacího napětí $U_{(BO)}$ dochází k sepnutí tyristoru. Při $i_G > 0$ narůstá hodnota zbytkového blokovacího proudu i_D a k sepnutí tyristoru dochází při nižších hodnotách napětí $U_{(BO)}$.

Velikost spínacího napětí $U_{(BO)}$ značně ovlivňuje i teplota přechodu křemíkové desky ϑ_j . Při teplotách $\vartheta_j > 130^\circ C$ hodnota $U_{(BO)}$ prudce klesá a tyristor ztrácí blokovací schopnost přesto, že proud řídící elektrody je nulový. Proto nesmí teplota křemíkové desky této teploty dosáhnout.

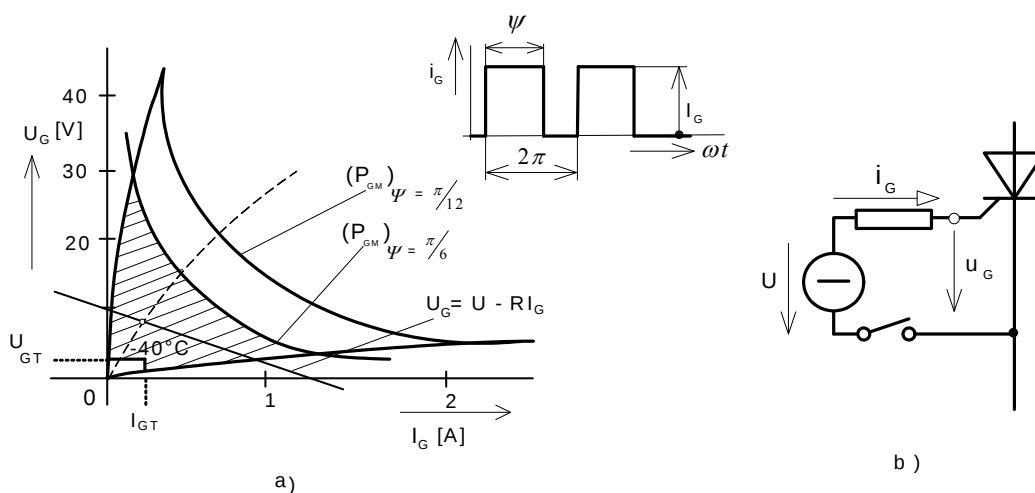
Napěťová zatížitelnost v blokovacím stavu je určena katalogovou hodnotou U_{DRM} , určující největší přípustnou hodnotu napětí, které se může na tyristoru v dopředném směru periodicky opakovat.

Spínání tyristorů překročením blokovacího napětí $U_{(BO)}$ není vhodné. Zapnutí se uskutečňuje zásadně tak, že v blokovacím stavu tyristoru přivedeme na do řídící elektrody dostatečně velký hradlový proud $i_G > i_{GT}$. Zapínací proud i_{GT} má hodnotu postačující pro bezpečné zapnutí tyristoru. Velikost proudu i_{GT} je řádově desítky až stovky mA. Pro zapnutí tyristoru však postačuje jen krátký proudový impuls i_G . Jak bylo vysvětleno, v zapnutém stavu už proud hradla není potřebný.

Propustná charakteristika popisuje závislost sepnutého tyristoru. Má podobný tvar jako propustná charakteristika diody. Je charakterizována propustným prahovým napětím $U_{(TO)}$ a diferenciálním propustným odporem r_T . Na rozdíl od diody je na propustné charakteristice definována hodnota vratného proudu i_H ($H \dots$ holding – vratný), při které tyristor přechází při poklesu proudu pod tuto hodnotu z propustného stavu do stavu blokovacího. Naopak, má-li se při sepnutí tyristor udržet v sepnutém stavu, musí při spínání hodnota proudu narůst nad hodnotu přídržného proudu $i_L > i_H$ ($L \dots$ latching – přídržný).

□ Vstupní voltampérová charakteristika tyristoru

Tato charakteristika popisuje závislost mezi napětím u_G a proudem i_G řídící elektrody. Vzhledem ke značnému rozptylu charakteristik jsou v podkladech tyristorů udávány krajní charakteristiky vymezující oblast, ve které se může vstupní charakteristika konkrétního tyristoru pohybovat.



Obr. 4.4 Vstupní charakteristika tyristoru

Zatížitelnost obvodu řídící elektrody je určována největší přípustnou střední hodnotou $P_{G(AV)max}$ ztrátového výkonu. Je-li tyristor zapínán periodicky s periodou $T = 20$ ms proudovými impulsy šířky ψ , je maximální přípustný výkon P_{GM} impulsu určen vztahem

$$P_{GM} = P_{G(AV)max} \cdot \frac{2\pi}{\psi} \quad (4.1)$$

Ve vstupní voltampérové charakteristice jsou křivky konstantního P_{GM} vyjádřeny hyperbolami, vyznačenými na obr. 4.4 pro dvě šířky impulsů ψ . Potřebná šířka zapínacího impulsu je nejčastěji určena požadavky aplikace, t.j. měničem, ve kterém má být tyristor použit.

Na obr. 4.4 je rovněž vyznačeno zapínací napětí U_{GT} a zapínací proud I_{GT} udávající nejmenší napětí a nejmenší proud, při kterém sepne libovolný tyristor daného typu v celém rozsahu pracovních teplot. Ve vyšrafované oblasti (při šířce impulsu ψ) lze tyristor spolehlivě zapínat, aniž by byl poškozen obvod řídící elektrody. Je-li tyristor zapínán ze zdroje s napětím naprázdno U a vnitřním odporem R , musí být zatěžovací přímka určená rovnicí procházející vyšrafovanou oblastí.

$$u_G = U - R \cdot i_G \quad (4.2)$$

Zdroj zapínacích impulsů musí kromě toho splňovat ještě některé další podmínky:

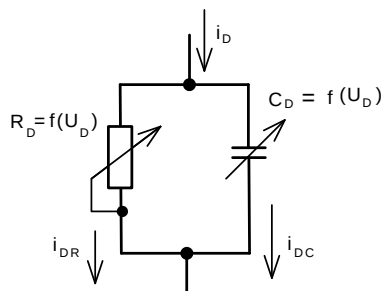
- vzhledem ke špatným závěrným vlastnostem přechodu G – K nesmí namáhat tento přechod závěrným napětím,
- má zaručit strmé nástupní čelo impulsu,
- má zabezpečit galvanické oddělení zdroje zapínacích impulsů od výkonového obvodu, což je nejčastěji řešeno oddělovacím transformátorem, případně optoelektronickým oddělovacím členem.

□ Dynamické vlastnosti tyristoru

Praktický význam mají dynamické procesy vznikající při připojování blokovacího napětí při zapínání a vypínání tyristoru.

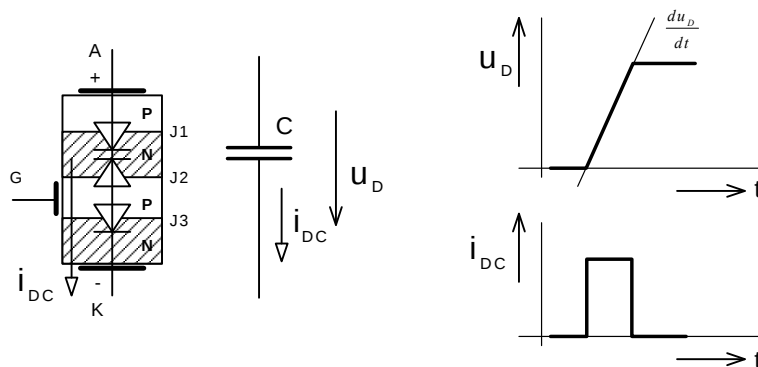
□ Připojení blokovacího napětí

Připojení blokovacího napětí na tyristor v podstatě znamená připojení na strukturu, jejíž náhradní schéma je na obr.4.5. Nelineární odpor R_D určuje v blokovacím stavu zbytkový proud, nelineární kapacita C_D je při dynamických přechodech tvořena zejména vrstvou N mezi přechody J1 a J2 a představuje v dynamických dějích výrazné nebezpečí nežádoucího sepnutí tyristoru. třebaže anodové napětí nepřekročilo hodnotu $U_{(BO)}$.



Obr.4.5 Náhradní schéma tyristoru při rychlých změnách blokovacího napětí

Mechanismus tohoto děje vyplývá z obr. 4.6.



Obr. 4.6. Vznik kapacitního proudu tyristoru při připojení blokovacího napětí

Náhradní schéma středního přechodu při rychlých změnách anodového napětí je uvedeno na obr. 4.5. Celková hodnota proudu, který protéká středním přechodem, je dána rovnicí

$$i_D = \frac{u_D}{R_D} + C_D \frac{du_D}{dt} \quad (4.3)$$

První složka je dána velikostí blokovacího napětí a její velikost odpovídá blokovací charakteristice tyristoru. Jak již bylo zmíněno, je její velikost ovlivňována zejména proudem řídicí elektrody i_G a teplotou přechodu $\mathcal{Q}_j$. Druhá složka se uplatní při strmých změnách blokovacího napětí. Dosáhne-li součet obou složek velikosti zapínacího proudu, tyristor sepne, aniž překročíme hodnotu průrazného blokovacího napětí $U_{(BO)}$.

□ Dovolená strmost nárůstu blokovacího napětí

$$S_{U_{krit}} = \left(\frac{du_D}{dt} \right)_{krit} \quad (4.4)$$

se udává v katalogu jako hodnota strmosti nárůstu blokovacího napětí, která nesmí být překročena (obvykle desítky až stovky V/ μ s). Hodnotu du_D/dt lze zvětšit zapojením odporu mezi řídicí elektrodu a katodu. Toto již bývá často realizováno při výrobě tyristoru přímo na desce polovodiče tzv. sítí mikrosvodů, které odvádějí kapacitní proud do katody mimo přechod J3.

Strmost du_D/dt připojovaného napětí je do přípustných mezí v praxi omezována RC členem řazeným paralelně k tyristoru.

□ Zapínání tyristoru

Po přivedení zapínacího impulsu nenastane sepnutí tyristoru okamžitě. Anodový proud protéká nejdříve pouze úzkým kanálem nacházejícím se v blízkosti řídicí elektrody. Od tohoto místa se vedení proudu postupně šíří do celého průřezu tyristoru.

Časový průběh anodového napětí tyristoru při zapínání je uveden na obr. 4.7. Na časovém průběhu jsou charakteristické následující úseky:

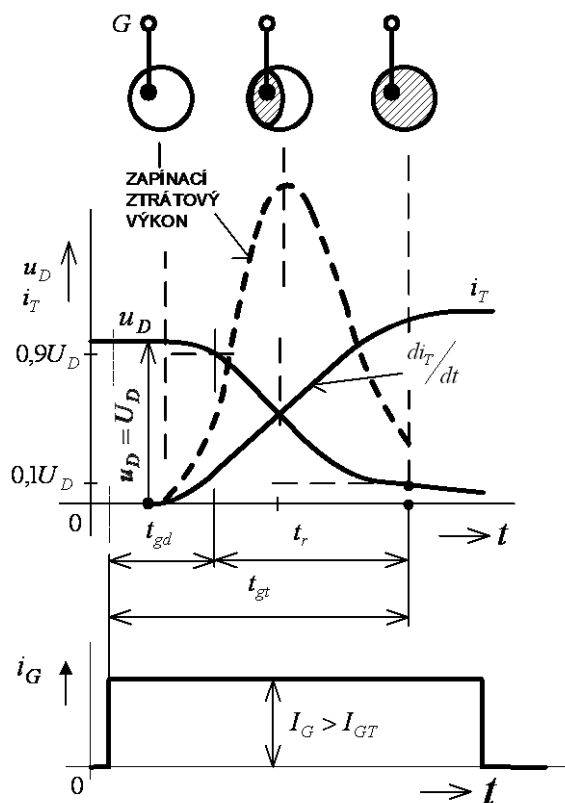
Doba zpoždění t_d – je doba potřebná na vytvoření proudového kanálu. Je rovna časovému intervalu mezi začátkem řídicího impulsu a okamžikem, kdy napětí na tyristoru poklesne na 90 % původní hodnoty.

Doba poklesu t_p – je doba šíření vodivosti v průřezu tyristoru. Je definována jako doba, za kterou poklesne anodové napětí z 90 na 10 % původní hodnoty.

Zapínací doba tyristoru t_{gt} je definována součtem obou časů. Velikost zapínací doby lze ovlivnit především velikostí proudu i_G .

Při velkých strmostech nárůstu propustného proudu, kdy je proud v počáteční fázi zapínání soustředěn pouze do okolí řídicí elektrody, by mohlo dojít k místnímu přehřátí přechodu a k poškození tyristoru. Strmost růstu i_T proto musí být omezoována pod kritickou strmost nárůstu propustného proudu S_{Ikrit} , která se pohybuje v hodnotách desítek až stovek A/ms.

$$S_{Ikrit} = \left(\frac{di_T}{dt} \right)_{krit} \quad (4.5)$$



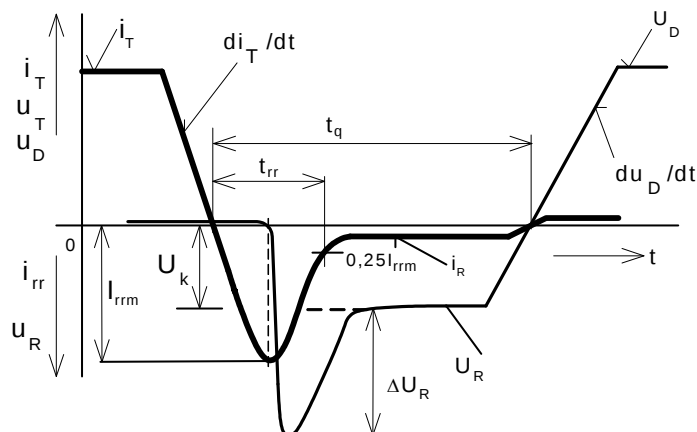
Obr. 4.7 Průběh zapínání tyristoru

Strmost di_T/dt propustného proudu je omezoována indukčností větve, v níž je tyristor zapojen. V případě potřeby je nutno tuto indukčnost zvětšit zařazením přídavné vzduchové cívky, tzv. reaktoru.

□ Vypínání tyristorů

Vypínání tyristorů spočívá v odčerpání nadbytečných nositelů vodivosti z polovodičové struktury tyristoru. Při pomalých dějích se volné nosiče náboje stačí odstraňovat rekombinací a tyristor vypne při poklesu proudu pod hodnotu vratného proudu I_H . Většinou však klesá proud rychleji, než volné nosiče náboje stačí zanikat.

Při takovém vypínání tyristorů je nutno rozlišovat dva procesy. Je to proces komutace, charakterizovaný závěrnou zotavovací dobou t_{rr} a komutačním nábojem Q_r , a proces obnovení blokovací schopnosti tyristoru, charakterizovaný vypínací dobou tyristoru t_q , která je obvykle mnohonásobně delší, než doba t_{rr} (obr. 4.8). Vypínací doba t_q představuje interval mezi průchodem propustného proudu nulou a okamžikem, ve kterém je již možno znovu přiložit na tyristor blokovací napětí, aniž by tyristor znovu sepnul.



Obr. 4.8 Vypínání tyristoru

Velikost vypínací doby závisí na velikosti přiloženého závěrného napětí, na vypínaném proudu a teplotě přechodu. U běžných tyristorů dosahuje hodnoty desítek μs .

□ Ztrátový výkon tyristoru

Základním předpokladem spolehlivého provozu tyristorů je dodržení dovolené provozní teploty θ_j polovodičové struktury tyristoru. Tato teplota se pohybuje podle typu tyristoru v rozmezí 100 až 130 $^{\circ}\text{C}$, u speciálních provedení do 150 $^{\circ}\text{C}$. Nejnižší přípustná pracovní teplota dosahuje hodnoty od -40 $^{\circ}\text{C}$. Teplota polovodiče je, podobně jako u diody, určena zatížením tyristoru, tj. velikostí ztrát vznikajících v tyristoru. Podle mechanismu jejich vzniku rozeznáváme ztrátový výkon propustným proudem, ztrátový výkon závěrným proudem, ztrátový výkon blokovacím proudem a zapínací a vypínací ztrátový výkon. Při kmitočtech v mezích 50 až 400 Hz je podstatný pouze ztrátový výkon propustným proudem. Ztrátový výkon vznikající při zapínání tyristoru nabývá významu až při vyšších kmitočtech (nad 400 Hz), kdy se rovněž uplatní ztráty vznikající při vypínání tyristoru. Ztrátový výkon způsobený závěrným, případně blokovacím proudem je obvykle zanedbatelný.

Pro dimenzování chladicí soustavy se využívají stejné postupy, jako u diod.

□ Konstrukční provedení a pouzdra tyristorů

Konstrukční provedení konkrétního tyristoru odpovídá především jeho ztrátovému výkonu, resp. velikosti propustného proudu, napětíovému zatěžování a požadované aplikaci.



a)



b)

Obr. 4.9 Provedení pouzder tyristorů

Tyristory pro spotřební elektroniku se vyrábějí pro nejmenší hodnoty $I_{F(AV)}$ od jednotek ampérů. Pouzdření těchto součástek je podobné jako u jiných, běžně využívaných součástek.

Pro průmyslové využití se vyrábějí tyristory v rozsahu od $I_{F(AV)} = 25 \text{ A}$. Pro tyto malé proudy se nejčastěji používají svorníková pouzdra doplněná lankovými vývody (Obr. 4.9.a). Silnějším lankem je

obvykle vyvedena katoda, dvěma izolovanými lanky pomocná katoda a řídící elektroda pro připojení spínacích pulsů tyristoru.

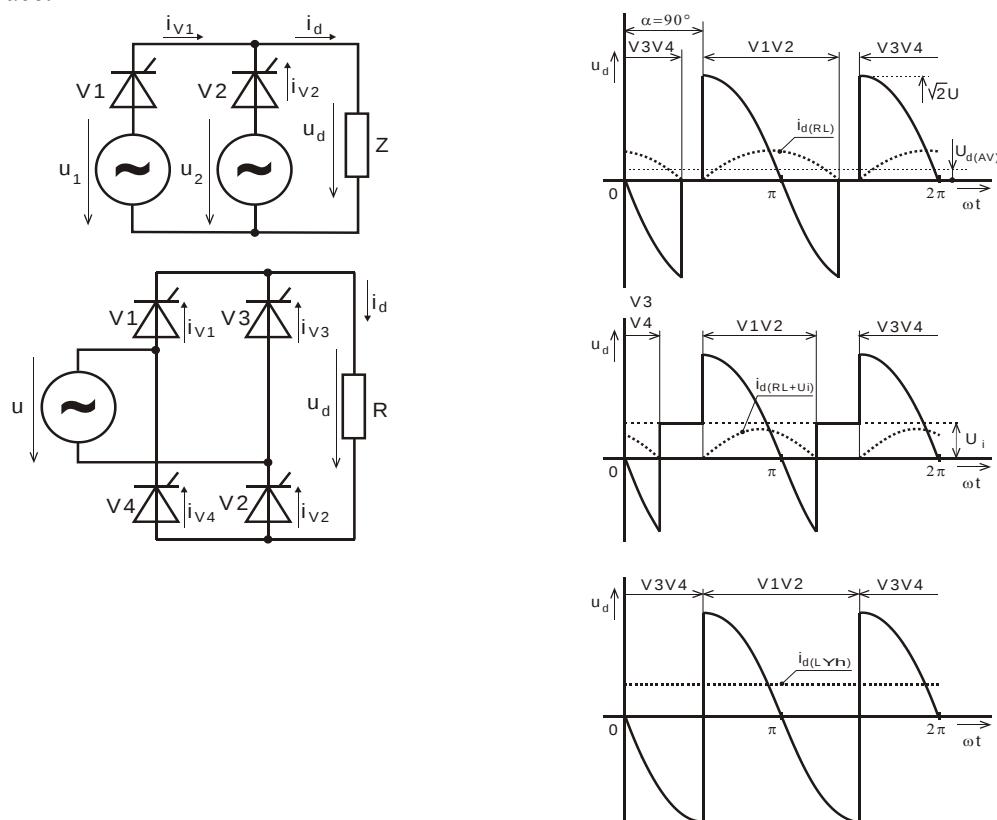
Pro větší propustné proudy ($10^2 - 10^3$ A) se využívají pastilková pouzdra tyristorů (Obr. 4.9.a). Jejich výhodou je oboustranné chlazení, což umožňuje odvést z pouzdra větší ztrátový výkon. Malá povrchová izolační vzdálenost pouzdra mezi anodou a katodou se zvětšuje obvodovým žebrováním izolačního keramického pouzdra a kovovým stínícím límcem na straně katody.

Pro menší výkony se s výhodou využívá provedení bezpotenciálových modulů (Obr. 4.9.b), do jejichž jednoho pouzdra lze integrovat několik tyristorů. Typické je provedení se dvěma tyristory v sérii využitelné např. pro konstrukci můstkových řízených usměrňovačů

□ Typické aplikace tyristorů

Tyristory jsou základní součástí pro stavbu měničů s fázovým řízením výkonu do zátěže. Tyto měniče jsou napájeny ze střídavé napájecí sítě, která zajišťuje periodickou změnu polarity napětí komutací tyristorů. Hovoříme o skupině měničů s tzv. síťovou komutací. Do této skupiny patří především řízené usměrňovače a měniče střídavého proudu. Tyto oba typy měničů jsou prakticky využívány v jednofázovém i třífázovém provedení.

Pro návaznost na příklad diodového usměrňovače je uveden příklad dvoupulsního řízeného usměrňovače.



Obr. 4.10

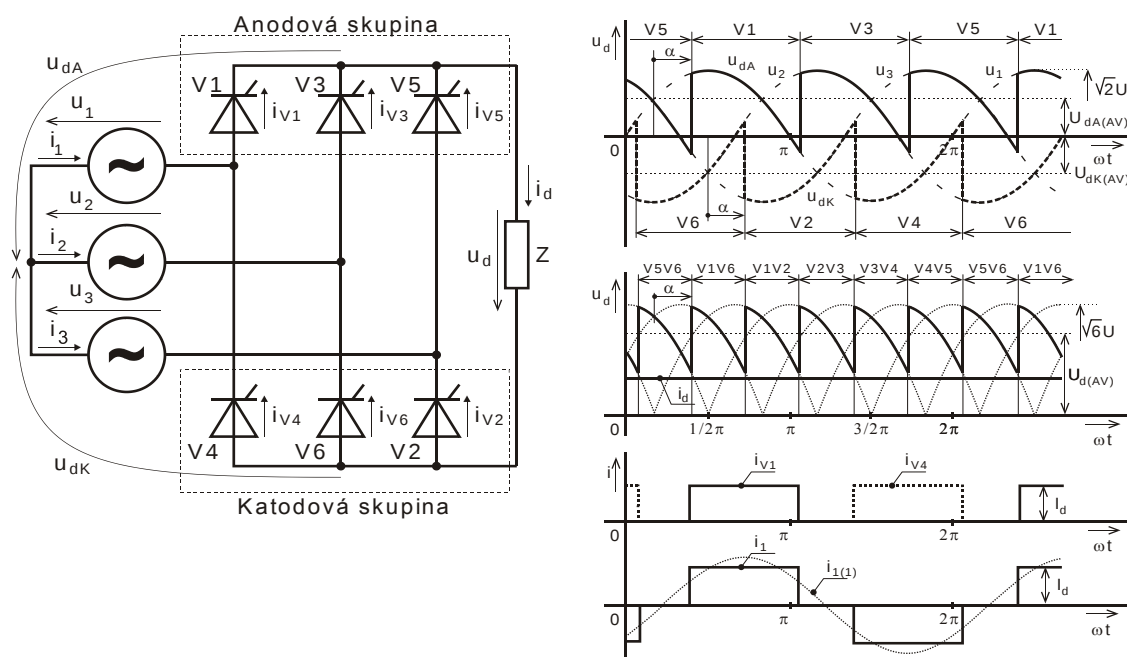
- Zapojení řízeného jednofázového můstkového usměrňovače
- Zapojení řízeného dvoufázového uzlového usměrňovače
- Průběh usm. proudu a napětí při zátěži RL (přerušovaný proud)
- Průběh usm. proudu a napětí při zátěži $RL+U_i$ (přerušovaný proud)
- Průběh usm. proudu a napětí při zátěži $L \rightarrow \infty$ (spojitý proud)

Základní princip tohoto spojení je shodný s neřízeným zapojením s tím rozdílem, že místo diod jsou zde použity tyristory. Tyristory lze spínat, pokud se na nich nachází kladné blokovací napětí, v tomto případě fázové napětí zdroje. Řídicí úhel lze opět měnit v rozsahu $0 < \alpha < \pi$. Výstupní průběhy jsou zde uvedeny pro můstkový usměrňovač. U uzlového typu by byl rozdíl jen v tyristorech, které vedou, tedy místo dvojice diod V1, V2 by vedl pouze jeden tyristor V1, a místo V3, V4 tyristor V2. Průběhy výstupních proudů a napětí pro různé typy zátěže jsou uvedeny na obr. 4.10.c, d, e.

Pro střední hodnotu usměrněného napětí při spojitým výstupním proudu platí vztah (4.6).

$$U_{d(AV)} = U_{d0(AV)} \cdot \cos \alpha = \frac{p}{\pi} U_m \cdot \sin \frac{\pi}{p} \cdot \cos \alpha = \frac{2\sqrt{2} \cdot U}{\pi} \sin \frac{\pi}{2} \cdot \cos \alpha \approx 0,9 U \cos \alpha \quad (4.6)$$

Nejčastěji se vyskytující zapojení řízeného usměrňovače je trojfázové můstkové šestipulsní zapojení. Zapojení je tvořeno třemi tyristorovými větvemi V1 a V4, V3 a V6, V5 a V2 napájených z jednotlivých fází.



Obr. 4.10 a) Zapojení řízeného trojfázového můstkového usměrňovače
b) Průběh usm. napětí anodové a katodové skupiny při zátěži $L \rightarrow \infty$
c) Průběh usm. proudu a napětí při zátěži $L \rightarrow \infty$ (spojitý proud)
d) Průběhy proudů na tyristorech V1, V4 a fázi s napájecím napětím u_1

Princip fázového řízení je totožný jako u dvoupulsního usměrňovače s tím rozdílem, že vzhledem ke třífázovému napájení je toto můstkové zapojení tvořeno dvěma třífázovými uzlovými skupinami - anodovou a katodovou. Při řízení nastavujeme na anodové i katodové skupině stejný řídicí úhel α . Rozsah tohoto úhlu je stejný jako v případě dvoupulsního usměrňovače, tedy $0 < \alpha < \pi$. Na obr. 4.10.b můžeme vidět průběhy usměrněných napětí obou komutačních skupin. Odečtením průběhu napětí katodové skupiny od anodové dostaneme průběh celkového usměrněného napětí (obr. 4.10.c). Pro výpočet tohoto napětí platí při spojitým proudu i_d vztah (4.7).

$$U_{d(AV)} = U_{d0(AV)} \cdot \cos \alpha = \frac{p}{\pi} U_m \cdot \sin \frac{\pi}{p} \cdot \cos \alpha = \frac{6\sqrt{6} \cdot U}{\pi} \sin \frac{\pi}{6} \cdot \cos \alpha \approx 2,34 U \cos \alpha \quad (4.7)$$

Na obr. 4.10.d můžeme vidět jak průběhy proudů některých tyristorů, tak tvaru proudu, který usměrňovač odebírá ze sítě.



Shrnutí pojmů 1.4.

Tyristor je říditelná čtyřvrstvá polovodičová součástka se třemi PN přechody. V hlavním proudovém obvodu je zapojena anoda označovaná A a katoda K. Pro řízení je určena řídící elektroda G.

Tyristor může pracovat ve vypnutém nebo sepnutém stavu. Za vypnutý se považuje závěrný a blokovací stav tyristoru. Za sepnutý je považován propustný stav tyristoru. Těmto třem stavům tyristoru odpovídají tři větve voltampérové charakteristiky.

Tyristor se nachází v závěrném stavu, když na anodě je vzhledem ke katodě záporné napětí u_R . Pokud není překročeno závěrné průrazné napětí $U_{(BR)}$, vykazuje tyristor velký závěrný odpor a tyristorem protéká závěrný zbytkový proud i_R . Velikost tohoto proudu nepříznivě zvyšuje teplota polovodiče ϑ_j a proud řídící elektrody i_G .

Tyristor se nachází v blokovacím stavu, když na anodě je vzhledem ke katodě kladné napětí u_B a nedošlo k překročení spínacího napětí $U_{(BO)}$. Po překročení tohoto napětí dochází k sepnutí tyristoru. Parametrem blokovací charakteristiky je proud řídící elektrody i_G . Největší hodnotu má $U_{(BO)}$ při nulovém proudu řídící elektrody.

V propustném stavu se tyristor nachází po sepnutí. Charakteristika má podobný tvar jako propustná charakteristika diody. Proud v sepnutém stavu musí být větší než hodnota vratného proudu i_H . Při spínání tyristoru musí propustný proud narůst alespoň na hodnotu i_L .

Statické vlastnosti tyristoru popisuje voltampérová charakteristika. V návaznosti na tři stavy tyristoru má závěrnou, blokovací a propustnou větev.

Vstupní voltampérová charakteristika tyristoru popisuje závislost mezi napětím řídící elektrody u_G v závislosti na jejím proudu i_G . Určuje oblast spolehlivého sepnutí tyristoru a určuje dovolené hranice zatížitelnosti řídící elektrody P_{GM} v závislosti na době trvání řídícího impulsu.

Dynamické parametry popisují chování tyristoru při připojování blokovacího napětí, při zapínání a při vypínání tyristoru.

Základními dynamickými parametry tyristoru jsou dovolená strmota nárůstu blokovacího napětí S_{Ukrit} , dovolená strmota nárůstu propustného proudu S_{Ikrit} a vypínací doba t_q spolu s komutačním nábojem tyristoru Q_{rr} .

Zapínání tyristoru se provádí dostatečně dimenzovanými impulsy proudu i_G do obvodu G – K. Vypínání tyristoru je nutné provést vnějším obvodem. Základní podmínka vypnutí je pokles propustného proudu i_T pod hodnotu přídržného proudu I_H .

Ztrátový výkon tyristoru je dán součtem ztrátového výkonu tvořeného propustným proudem, závěrným proudem, blokovacím proudem a dynamických ztrát při zapínání a vypínání tyristoru. Při kmitočtech do 400 Hz jsou dominantní propustné ztráty, které lze vypočítat na linearizované charakteristice stejným postupem jako u diody.

Změna teploty nepříznivě ovlivňuje velikost závěrného i blokovacího zbytkového proudu tyristoru, zvýšení teploty snižuje velikost spínacího napětí $U_{(BO)}$ a zvyšuje riziko samovolného sepnutí tyristoru při strmém nárůstu blokovacího napětí. Nízké nebo záporné teploty snižují zapínací schopnost řídící elektrody a způsobují problémy při konstrukci pouzdra součástky.

V současnosti se vyrábějí tyristory pro střední hodnoty propustného proudu $I_{F(AV)}$ od jednotek Ampérů až přibližně do 5 kA.

**Otázky 1.4.**

1. Co je tyristor a které vrstvy tvoří jeho strukturu?
2. Jaké jsou základní režimy tyristoru?
3. Čím jsou popsány statické vlastnosti tyristoru?
4. Jaké podmínky musí být splněny pro blokovací stav tyristoru?
5. Jaké vlastnosti vykazuje tyristor v blokovacím režimu a kterými katalogovými parametry jsou popsány?
6. Jaké podmínky musí být splněny pro orientaci tyristoru v závěrném a propustném směru?
7. Jaké vlastnosti vykazuje tyristor v závěrném směru a kterými katalogovými parametry jsou popsány?
8. Jaké vlastnosti vykazuje tyristor v propustném směru a kterými katalogovými parametry jsou popsány?
9. Jakými způsoby lze tyristor vypnout?
10. Jak probíhá vypínání tyristoru a čím musí být zajištěno?
11. Jak probíhá zapínání tyristoru, jaký je korektní a jaký nedovolený postup jeho zapínání?
12. Která charakteristika slouží pro stanovení parametrů zapínacích impulsů tyristoru?
13. Které parametry ovlivňuje teplota polovodičové struktury tyristoru?
14. Které parametry popisují dynamické chování tyristoru?
15. Jaké ztráty se vytvářejí na tyristoru a které jsou rozhodující a které zanedbáváme?
16. Jak postupujeme při výpočtu propustných ztrát tyristoru?
17. Které katalogové parametry slouží pro volbu tyristoru do konkrétní aplikace?
18. Jaké jsou typické příklady využití tyristorů?
19. Jaká jsou typická pouzdra tyristorů pro průmyslové aplikace?

1.5. Vypínací tyristory



Čas ke studiu: 4 hodiny



Cíl Po prostudování tohoto odstavce budete umět

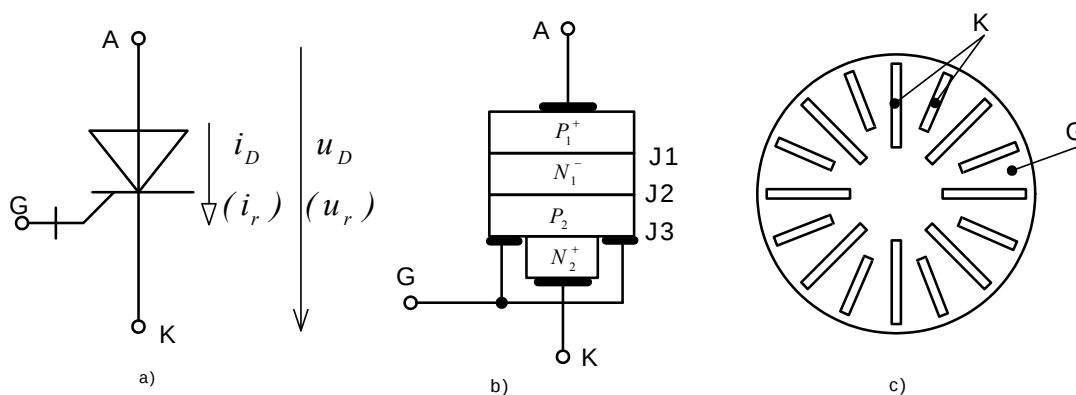
- popsat obecný princip činnosti vypínacího tyristoru,
- vysvětlit rozdíly mezi tyristorem GTO a IGCT,
- definovat základní statické a dynamické parametry vypínacího tyristoru GTO,
- určit podmínky řízení zapínacího tyristoru pro jeho korektní zapnutí a vypnutí,
- vysvětlit funkci ochranného obvodu GTO,
- popsat způsoby konstrukčního provedení a pouzdření bipolárních tranzistorů.



Výklad

□ Obecný popis vypínacího tyristoru

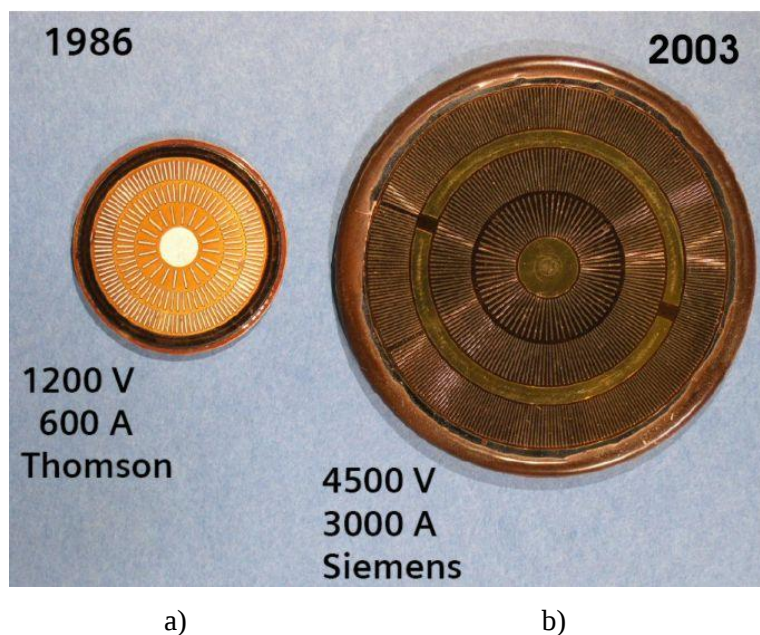
Způsob zapínání i poměry v zapnutém stavu jsou u vypínacích tyristorových struktur v základních principech shodné s klasickými tyristory. Proto se dále zaměříme na odlišnosti vypínací tyristorové struktury především při procesu vypínání, který je nejobtížnějším úsekem jeho pracovní periody.



Obr. 5.1 Vypínací tyristor GTO

- Schématická značka
- Uspořádání struktury
- Principiální prostorové rozložení řídicí elektrody a katody

Vypínací tyristory využívající bipolární technologie se v současnosti vyskytují pod označením GTO tyristor (Gate Turn-Off Thyristor) a IGCT (Integrated Gate Commutated Thyristor). V obou případech se jedná o polovodičovou součástku, která je založena na stejném principu jako klasický tyristor. Některé změny zejména v technologii a geometrii uspořádání struktury tyristoru umožnily, že tyto tyristory je možné jak zapínat, tak vypínat proudem hradla. Historicky starším typem, na kterém lze vysvětlit princip vypínacích tyristorů, je tyristor GTO. Schématická značka GTO tyristoru se základní orientací veličin je na obr. 5.1.a.



Obr. 5.2 Skutečné provedení struktury polovodičového systému GTO

a) Vzorek z produkce firmy Thomson, rok výr. 1986

b) Vzorek z produkce firmy Siemens (nyní Infineon), rok výr. 2003

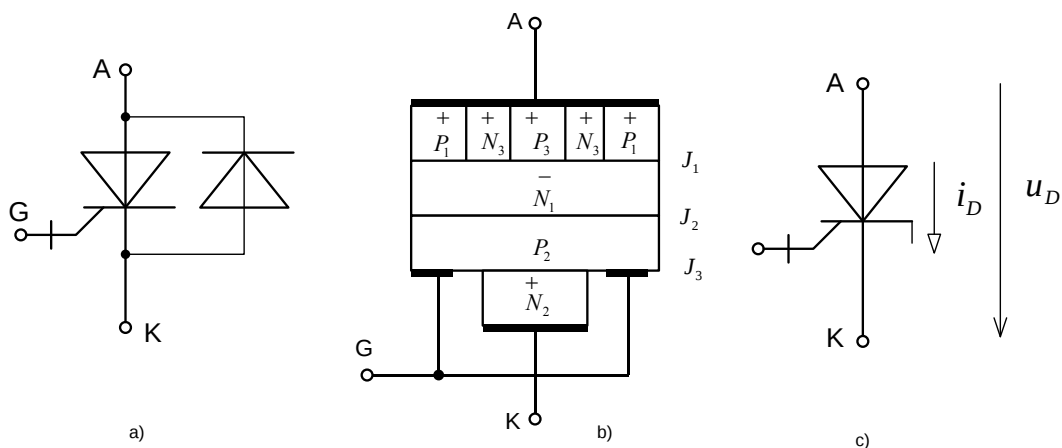
Pro pochopení funkce vypínacích tyristorů je nutné poněkud detailněji popsat stavbu samotné polovodičové struktury.

Podobně jako tyristor má také vypínací tyristor čtyřvrstvou strukturu (Obr. 5.1.b). Její katodová vrstva N_2 je tenká a silně dotovaná. Hradlová (řídící) vrstva P_2 je také silně dotovaná, ale relativně tenká. Vrstvy N_2 a P_2 spolu tvoří katodový přechod. Vrstva N_1 , pracující jako blokující vrstva, je podstatně hrubší se slabou dotací elektronů. Její šířka přímo souvisí s velikostí kladného napětí, které má GTO udržet v blokovacím stavu. Společně s přechodem P_2 vytváří řídící přechod J2. Vrstva P_1 má podobné vlastnosti jako N_1 a společně vytváří anodový přechod J1.

Pro dosažení dobrých vlastností při vypínání je struktura katody rozdělena do úzkých proužků (50 až 500 μm) (Obr. 5.1.c, Obr. 5.2), jejichž počet může dosáhnout až několika stovek v závislosti na velikosti součástky, resp. její proudové zatížitelnosti. Tyto elementární katody jsou obklopené paralelně propojenými hradly. GTO tyristor si tak můžeme představit jako velký počet malých GTO tyristorů dle obr. 5.1.b spojených paralelně.

Skutečné provedení polovodičové struktury pro mezní parametry GTO (dle obrázku) v odstupu necelých dvaceti let umožňuje obr. 5.2. V současnosti se GTO součástky nejvyšších parametrů vyrábějí až na 6ti-palcových křemíkových deskách (průměr asi 150 mm) např. firmou Mitsubishi.

Podle struktury GTO tyristoru na obr. 5.1.b jsou vlastnosti tyristoru v blokovací a závěrné části charakteristiky stejné – jde o symetrický GTO tyristor. Protože hlavní použití GTO tyristorů se předpokládá v měničích, kde je potřebná jen jejich blokovácí schopnost, častěji se používají asymetrické GTO tyristory, jejichž struktura je na obr. 5.3.



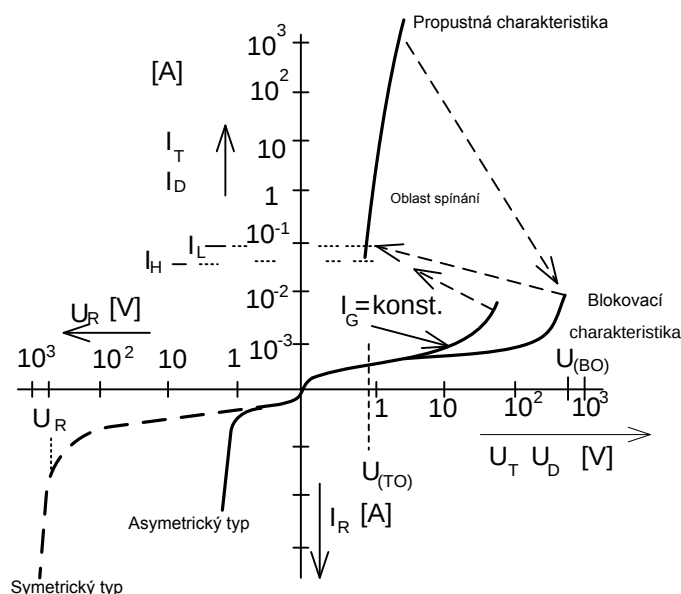
Obr. 5.3 Struktura asymetrického (zpětně propustného) GTO tyristoru

- a) náhradní zapojení
- b) schématický řez strukturou
- c) schématická značka

V této struktuře přes anodovou vrstvu P_1 přestupují úseky silně dotované vrstvy N_3 , které vlastně vytvářejí anodový zkrat na vrstvu N_1 . Tím se sice sníží schopnost přechodu J_1 blokovat závěrné napětí, ale zlepši se vlastnosti GTO tyristoru při vypínání a zmenší se jeho propustné napětí. Nyní je schopen zachytit závěrné napětí pouze přechod J_3 . Protože vrstvy N_2 , P_2 , které tvoří tento přechod, jsou silně dotované, dosahuje závěrné napětí jen nízké hodnoty, cca 20 – 30 V.

□ Voltampérová charakteristika GTO tyristoru

Statické vlastnosti GTO tyristoru popisuje voltampérová charakteristika na obr. 5.4. Na základě předchozího popisu rozlišuje symetrický a asymetrický typ GTO.



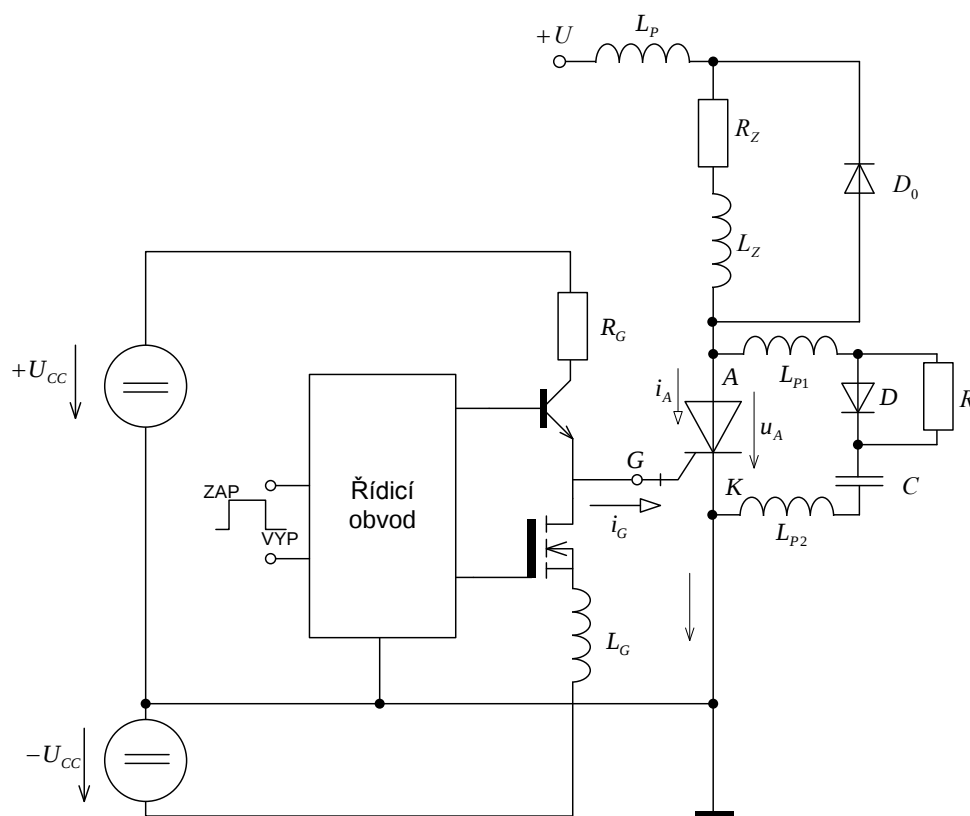
Obr. 5.4 Voltampérová charakteristika GTO

Z obrázku je zřejmá podobnost částí charakteristiky s klasickým tyristorem, statické a tepelné vlastnosti se příliš neliší (viz kap. 1.4). Také pro označení blokovacího napětí U_{DRM} , U_{DSM} , respektive závěrného napětí U_{RRM} , U_{RSM} , platí totéž, co u běžných tyristorů. GTO tyristory dosahují v současnosti hodnoty U_{DRM} (U_{RRM}) asi 6000 V. Vzhledem k tomu, že zatím neexistuje mezinárodní norma ujednocující označení nových součástek včetně GTO tyristoru, bývá maximální vypínatelný proud označován I_{TQO} , I_{TQRM} , I_{TQSM} , aj.

Některé firmy udávají pro vypínatelný proud zvlášť opakovatelnou hodnotu použitelnou pro běžnou činnost a hodnotu neopakovatelnou pro potřeby nastavení nadproudových ochran. Hodnota vypínatelného proudu je u současných GTO tyristoru asi 6000 A.

□ Dynamické vlastnosti spínače s GTO tyristorem

Pokud chceme popsat dynamické vlastnosti GTO tyristoru, musíme jej uvažovat jako spínač ve spolupráci s odlehčovací sítí RCD (snubber), která je pro správnou činnost GTO tyristoru při jeho vypínání nevyhnutelná (Obr. 4.5). Pro popis spínacích vlastností GTO tyristoru se musí brát do úvahy vliv této sítě. Pro lepší představu funkce celého spínače je zobrazen také řídicí obvod pro tvorbu hradlových impulsů.

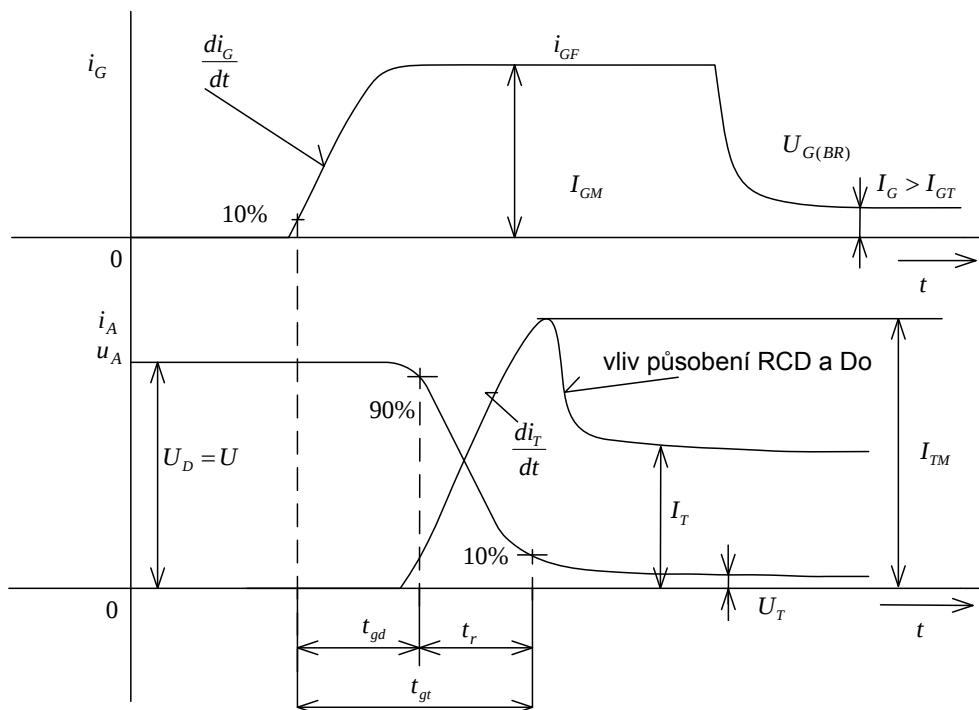


Obr. 5.5 Spínač s GTO tyristorem a jeho RCD odlehčovací sítě

Ve schématu jsou uvedeny rovněž parazitní indukčnosti napájecího zdroje L_P a odlehčovacího obvodu L_{P1} , L_{P2} , které se ve skutečném obvodu reálně vyskytují a významně ovlivňují průběhy při spínání a vypínání GTO.

GTO tyristor je zapínán stejným způsobem jako běžný tyristor. Když je napětí mezi katodou a anodou kladné a na hradlo je přiveden hradlový proud s dostatečnou hodnotou, tyristor se sepne – přejde do propustného stavu.

Vzhledem ke struktuře GTO tyristoru musí být všechny elementární GTO tyristory zapnuté téměř současně. V opačném případě by došlo k proudovému přetížení v nejdříve sepnutých elementárních GTO tyristorech, přičemž pokles anodového napětí by zabránil zapnutí ostatních elementů. Z tohoto důvodu zapnutí všech elementárních tyristorů musí nastat pokud možno současně. Proto musí hradlový proud narůstat se strmostí $di_G/dt = 5$ až $20 \text{ A}/\mu\text{s}$ s amplitudou I_{GM} přesahující 2 až 5 násobek minimální hodnoty zapínacího proudu I_{GT} . Průběh napětí a proudu při zapínání znázorňuje obr. 5.6. Zapínací čas t_{gt} a jeho složky (čas zpoždění t_{gd} a čas nárůstu t_r) jsou definovány stejně jako u běžného tyristoru.



Obr. 5.6 Zapínání GTO tyristoru

Pokud proud i_T překročí hodnotu přídržného proudu I_L , může hradlový proud klesnout z hodnoty I_{GM} na nižší hodnotu. Tento proud se však musí udržovat na dostatečně velké hodnotě $I_G > I_{GT}$ (kde I_{GT} je zapínací proud hradla). Pokud by hradlový proud klesl k nule, pak při poklesu anodového proudu na malou hodnotu by část elementárních GTO tyristorů mohla přestat vést proud. Při následném zvýšení proudu by mohlo dojít k přetížení zbývajících elementů s následkem tepelného zničení celé GTO struktury.

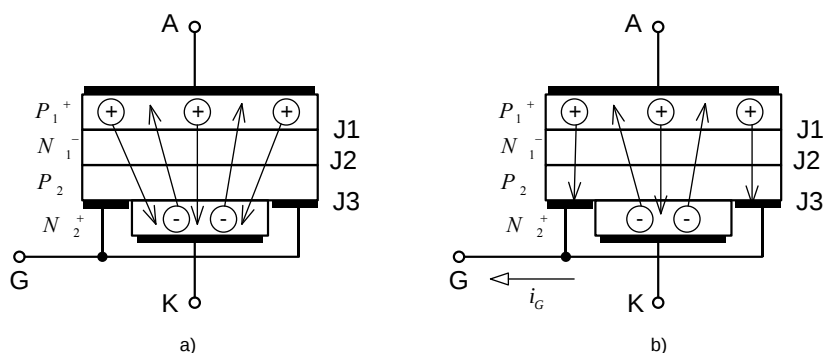
Trvale přiváděný proud řídicí elektrody v sepnutém stavu tyristoru umožňuje snížit přípustné napětí U_T . Toto napětí je však svými hodnotami 3 – 3,5 V vyšší než napětí v sepnutém stavu běžného tyristoru.

Z průběhu na obr. 5.6 vyplývá značná závislost chování GTO na parametrech řídicího impulsu. Při vysoké strmosti proudu i_G je vhodné, aby zdroj zapínacích impulsů měl proudový charakter, což se dá dle obr. 5.5 zajistit větším napájecím napětím $+U_{CC}$ spolu s větší hodnotou srážecího odporu R_G nebo elektronicky řízeným zdrojem proudu. V obou případech musí být sériové parazitní indukčnosti kladné větve $+U_{CC}$ minimální, rovněž použití impulsního transformátoru pro tento účel není vhodné.

Krátkodobá špička proudu při zapínání tyristoru je způsobena částečně vybíjením kapacity C ze sítě RCD přes odpor R a sepnutý tyristor a částečně ji způsobuje závěrným zotavovací proude nulové diody D_0 .

Složitější než zapínání je proces vypínání tyristoru GTO. Princip vypínání je možné zjednodušeně vysvětlit na základě obr. 5.7.

V sepnutém stavu tyristoru teče od anody ke katodě velký proud odpovídající velkému množství děr směřujících od P_1 k N_2 a elektronů pohybujících se od N_2 k P_1 (Obr. 5.7.a).

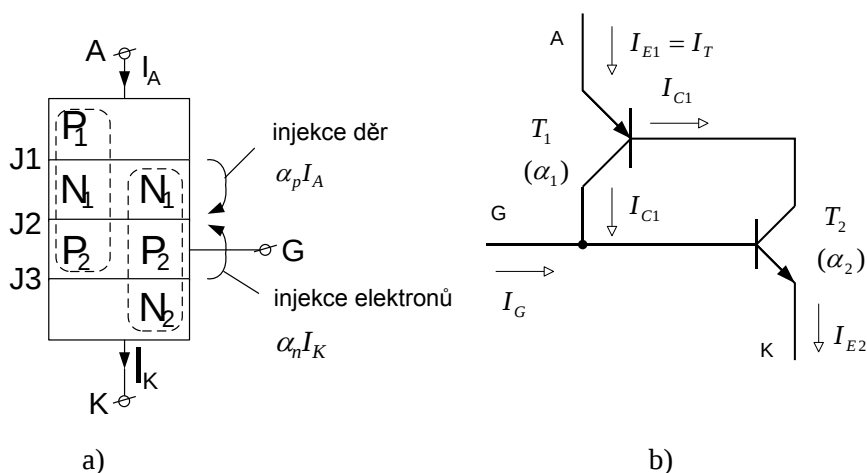


Obr. 5.7 Vedení proudu v GTO tyristoru

- a) v sepnutém stavu
b) při vypínání

Aktivní je při vedení proudu GTO ta část řídicího přechodu, která je nad jednotlivým úseky katody. Pokud připojíme mezi hradlo a katodu záporné napětí, které vyvolá záporný hradlový proud i_G ve směru šipky, část anodového proudu je odvedena z oblasti katody do řídicí elektrody. Při dostatečně velkém záporném hradlovém proudu se tím zmenší hodnota proudu na řídicím přechodu J2 pod úroveň prahové hodnoty potřebné pro udržení regenerativního procesu a tyristor GTO vypne. Zatímco při zapínání je potřebný jen malý hradlový proud ke spuštění regenerativního děje, při vypínání je zapotřebí odvést přes hradlo část anodového proudu, cca 20 - 30 % anodového proudu. U velkých GTO tyristorů to představuje značné nároky na množství energie připravené v řídicím obvodu pro vypnutí.

Velikost vypínacího proudu i_G , resp. proudový zesilovací činitel pro vypnutí, lze určit z náhradního modelu. Dvoutranzistorový model tyristoru (Obr. 5.8) platný pro běžný tyristor lze použít i pro stanovení podmínek vypnutí GTO tyristoru.



Obr. 5.8 Tranzistorová náhrada tyristoru

Potřebný proud řídicí elektrody pro vypnutí můžeme na základě tranzistorového modelu z obr. 5.8.b vypočítat ze vztahu:

$$I_G = \frac{I_T [1 - (\alpha_1 + \alpha_2)]}{\alpha_2} \quad (5.1)$$

Potom pro proudové zesílení při vypínání GTO tyristoru platí vztah:

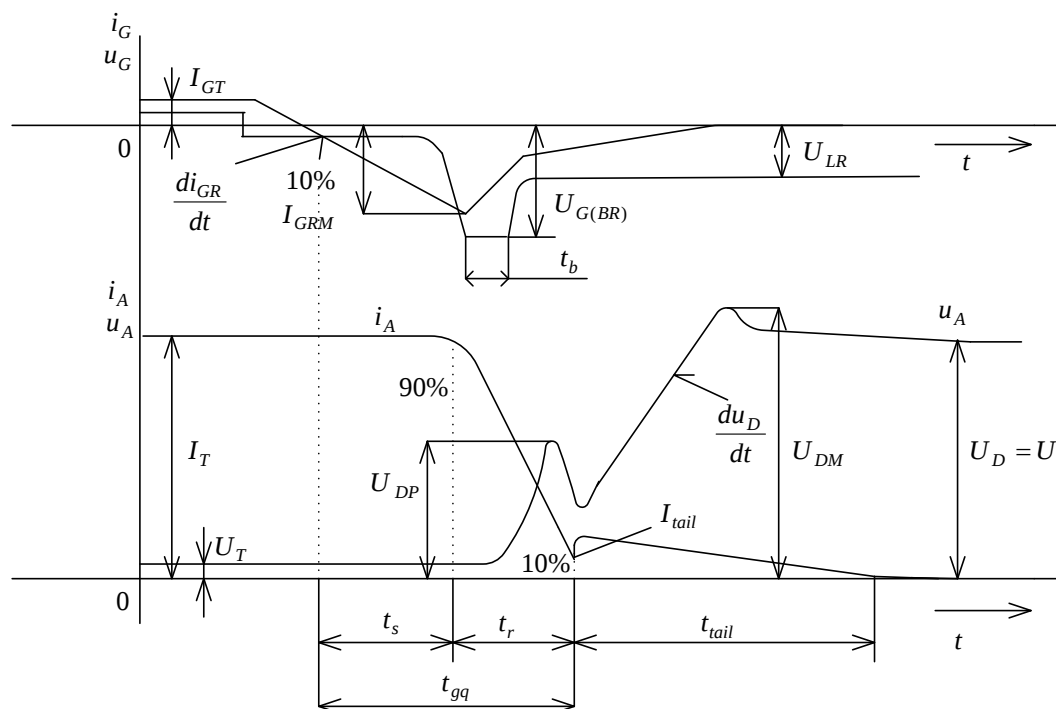
$$\beta_{\text{off}} = \frac{I_T}{I_G} = \frac{\alpha_2}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} \quad (5.2)$$

Ze vztahu vyplývá, že na dosažení co nejvyššího proudového zesílení při vypínání má být proudový zesilovací činitel tranzistoru T_2 co největší a α_1 má být malý, v praxi platí obvykle $\alpha_1 \ll 1$, $\alpha_2 \rightarrow 1$.

Reálná hodnota proudového zesílení pro vypínání GTO tyristoru dosahuje hodnoty $\beta = 3$ až 5. Tyristor GTO se vypne přivedením záporného proudu řídicí elektrody nejméně po dobu t_{gq} .

Vzhledem k nízkému proudovému zesílení pro vypínání musí záporný hradlový proud dosahovat hodnot 20 až 30 % anodového proudu. Tato velikost řídicího proudu je často pro GTO tyristory velkých proudů limitujícím faktorem.

Časové průběhy veličin při vypínání GTO tyristorů jsou na obr. 5.9. Průběh vypínání je rozdělený do několika intervalů.



Obr. 5.9 Průběhy napětí a proudu při vypínání GTO

Čas přesahu t_s (storage time) se určuje od 10ti % záporného hradlového proudu I_{GR} až po pokles anodového proudu na 90 % počáteční hodnoty. V čase t_s se přechod hradlo – katoda chová prakticky jako zkrat a záporný hradlový proud narůstá se strmostí di_{GR}/dt , která musí být velká, aby byl krátký čas přesahu t_s (který je řádově jednotky μs) a aby se snížily ztráty v hradle, které jsou příčinou oteplení oblasti báze náhradního tranzistoru T_2 (Obr. 5.8 b). Toto má vliv hlavně na zvětšení času t_{tail} – doby, tzv. proudového chvostu. Přesto i příliš velká hodnota di_{GR}/dt taky způsobuje zvětšení času t_{tail} jako následek volných nosičů náboje v oblasti báze náhradního tranzistoru T_1 (vrstva N1), které tam zůstaly při příliš rychlém vypnutí tranzistoru T_2 . Proto je zapotřebí udržet nárůst hradlového proudu do záporných hodnot v rozsahu stanoveném výrobcem, nejčastěji $10 \div 50 \text{ A}/\mu s$.

Velikost di_{GR}/dt je daná velikostí napětí U_{LR} a indukčností L_G na obr. 5.5. Záporné napětí U_{LR} nesmí překročit hodnotu závěrného napětí přechodu hradlo – katoda, které je asi $15 \div 25 \text{ V}$. Zdroj záporného

hradlového proudu U_{LR} musí mít charakter napětového zdroje s nízkou vlastní impedancí, aby byl schopen špičkově dodat velký hradlový proud. Indukčnost L_G musí být obvykle menší než 1 μH .

Po odstranění dostatečně velkého množství nosičů náboje pomocí záporného hradlového proudu v čase přesahu t_s začne anodový proud klesat s velkou strmostí. Čas poklesu bývá často kratší než 1 μs . Velká strmost anodového proudu ($\approx 1000 \text{ A}/\mu\text{s}$) by způsobovala vysoké přepětí v době poklesu t_f způsobené parazitními indukčnostmi L_p v sérii s tyristorem a strmý nárůst blokovacího napětí. GTO tyristor je velmi citlivý na dU_D/dt a překročení stanovené hodnoty by způsobilo falešné sepnutí tyristoru. Z tohoto důvodu nemůže GTO tyristor pracovat bez ochranných sítí – nejčastěji to bývá RCD síť (Obr. 5.5). Kondenzátor C sítě RCD omezí strmost nárůstu blokovacího napětí dU_D/dt na přípustnou hodnotu podle vztahu:

$$\frac{du_D}{dt} \approx \frac{I_T}{C} \quad (5.3)$$

kde I_T je anodový proud před vypnutím.

Aby byly ve velice krátkých časech průběhy korektní, musí kondenzátor C sítě RCD zvládnout velké proudové zatížení a musí mít velmi malou vlastní indukčnost. Kondenzátor musí být připojen co nejbližší k tyristoru, aby se omezily parazitní indukčnosti přívodů L_{p1} , L_{p2} (Obr. 5.5), protože se nesmí překročit maximální stanovená hodnota napětí U_{DP} . Rezistor R omezuje vybíjecí proud kondenzátoru C při zapnutí tyristoru na přípustnou hodnotu. Celý děj je podrobně analyzován na příkladu výpočtu odlehčovacího obvodu bipolárního tranzistoru v kapitole 1.3.

Přepětí, které se objeví na konci vypnutí, je vlivem parazitních indukčností L_p v sérii s tyristorem. Hodnota U_{DM} má být menší, než je maximální hodnota opakovatelného blokovacího napětí U_{DRM} tyristoru GTO. V době, kdy přechod hradlo – katoda obnoví svoje závěrné vlastnosti (při proudu I_{GRM}), napětí u_G vlivem indukčnosti L_G dosáhne svoje průrazné napětí $U_{G(BR)}$. Přechod hradlo – katoda nyní působí jako Zenerova dioda. Strmost poklesu proudu hradla se v době intervalu t_b dá určit ze vztahu:

$$\frac{di_G}{dt} = \frac{U_{G(BR)} - U_{LR}}{L_G} \quad (5.4)$$

Tento stav je vhodný pro dosažení krátkého času t_b . Nesmí však trvat déle, než je maximální dovolená hodnota, aby nedošlo k zničení přechodu hradlo – katoda.

Vypínací čas GTO tyristoru je potom definovaný součtem

$$t_{gq} = t_s + t_f \quad (5.5)$$

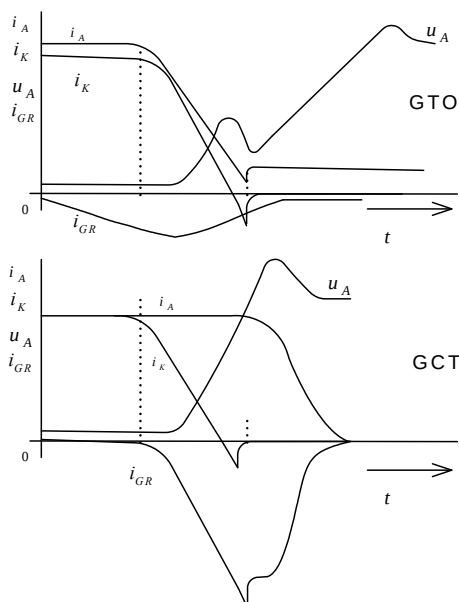
a nabývá hodnoty řádově jednotek μs .

Čas dozínání t_{tail} souvisí s volnými nosiči náboje ve vrstvě N_1 , které tam zůstaly po zániku regenerativního děje. V té době je už katodový proud téměř nulový a proud hradla i_G se tak rovná anodovému proudu i_A . Blokující vrstva N_1 je silná a slabě dotovaná, takže volné nosiče náboje rekombinují pomalu. Čím je větší blokovací napětí tyristoru, tím musí být tato vrstva hrubší a tím je delší čas dozínání t_{tail} . Čas t_{tail} dosahuje hodnoty řádově jednotek μs . Protože v čase t_{tail} se vytváří největší složka spínacích ztrát, omezuje zejména tento parametr použití velkých GTO tyristorů pro frekvence max. kolem 1 kHz. Proto je snaha dobu t_{tail} s využitím různých technologií zkracovat.

□ Odlišnosti struktury GCT

Podstatné technologické zlepšení struktury konvenčního GTO tyristoru mělo za následek vytvoření výrazně inovovaného GTO tyristoru, který se někdy považuje za novou součástku označovanou jako tyristor komutovaný hradlem – GCT (Gate Commutated Thyristor). Tyristorová struktura polovodičových součástek GTO a GCT zůstává v principu stejná, proto lze základní vlastnosti obou součástek vystihnout stejným náhradním zapojením podle obr. 5.8. U součástky GCT však narůstá vypínací proud řídící elektrody i_{RG} tak strmě, že, řečeno zjednodušeně, dříve než se výrazně změní

rozložení nábojů na jednotlivých přechodech tyristorové struktury, je celý anodový proud I_A skokově převeden do řídicí elektrody G (tedy je „komutován řídicí elektrodou“, viz nezkrácený anglický název součástky). Tím je spodní tranzistor T_2 , tj. $N_1P_2N_2$ prakticky skokově vyřazen a vypínání součástky GCT je převedeno pouze na vypnutí horního tranzistoru $P_1N_1P_2$. V tomto způsobu vypínání spočívá principiální rozdíl vzhledem ke způsobu vypínání tyristoru GTO. Extrémní strmost nárůstu řídicího vypínacího proudu di_{RG}/dt způsobí, že vypínaná tyristorová struktura GCT je nejdříve převedena na tranzistorovou strukturu $P_1N_1P_2$ a teprve potom následuje vypnutí tohoto tranzistoru.



Obr. 5.10 Porovnání vypínání struktury GTO a GCT

Dosažení této „tvrdé komutace“ obvodem řídicí elektrody si vynutilo minimalizaci parazitních indukčností a odporů přívodního vedení od řídicího obvodu až po kontaktní plochy přímo na desce polovodičového systému uvnitř pouzdra. Tím vznikla součástka IGCT - (Integrated Gate Commutated Thyristor), která má integrovaný budicí stupeň součástí pouzdra tyristoru. Vzhledem k těsnému uspořádání jsou v obvodu hradla extrémně nízké rozptylové indukčnosti. Vlivem většího počtu kontaktů integrovaného budiče jsou rovněž minimalizovány přechodové odpory a prostorové rozložení injekce proudu hradla do struktury. Tím se dosahuje kratšího času vypnutí než u GTO.

Proto má struktura GCT oproti GTO při vypínání tyto důležité přednosti:

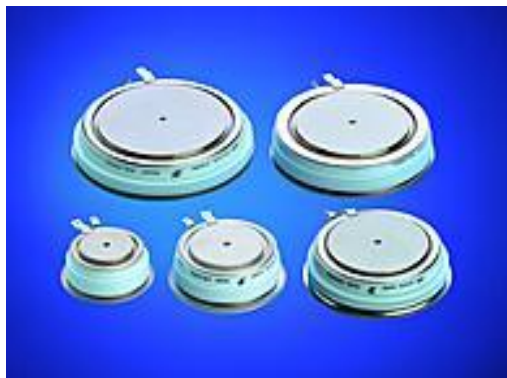
- je vyloučen proces postupného vytěsňování katodového proudu a problémy s tím spojené,
- není omezena strmost nárůstu blokovacího napětí (parametr dU_D/dt),
- není zapotřebí odlehčovací RCD sítě (tedy kondenzátoru C_s a obvodů k němu připojených),
- jsou sníženy vypínací ztráty,
- je významně zkrácena vypínací doba.

Součástka IGCT tak v sobě slučuje hlavní výhody tyristoru (velká přetížitelnost, vyrobitelnost do velkých napětí a proudů, nízký propustný úbytek, nízké ztráty propustným proudem) s výhodami tranzistoru, respektive součástky IGBT, tzn. výhodný způsob poměrně rychlého vypínání bez odlehčovací sítě. Parametry IGCT jsou v současnosti asi 5000 V a 3500 A.

❑ Konstrukční provedení a pouzdra vypínacích tyristorů

Vypínací tyristory jsou součástky využívané pro velké výkony zátěže. Jejich výrobou se proto zabývá relativně málo firem. Tyristory GTO se vyrábějí do napětové hladiny U_{DRM} 6000 V s hodnotou vypínatelného proudu až 6000 A. Typické jsou spínací kmitočty GTO kolem hodnoty 1 kHz,

maximálně jsou použitelné do 2kHz. Pouzdření GTO součástek je proto shodné se standardními tyristory. Příklady pastilkových pouzder jsou na obr. 5.11.



Obr. 5.11 Provedení pouzder tyristorů GTO (Výrobce: ABB)

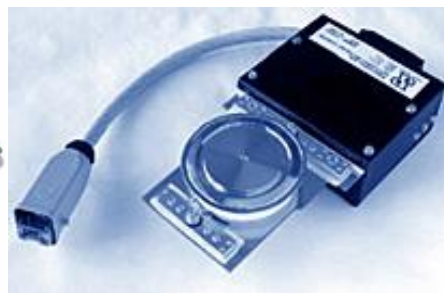
Jak již vyplynulo z výše uvedeného, je zcela odlišné pouzdření IGCT, u kterého je k výkonovému pastilkovému pouzdru velmi těsně připojen řídicí obvod pro buzení součástky. Příklady provedení jsou na obr. 5.12.



a)



b)



c)

Obr. 5.12 Provedení tyristorů IGCT

- a) Různá konstrukční uspořádání IGCT (Výrobce: ABB)
- b) Detail součástky s nezakrytovaným budičem (Výrobce: ABB)
- c) Jiné provedení IGCT (Výrobce: Polovodiče, a.s.)

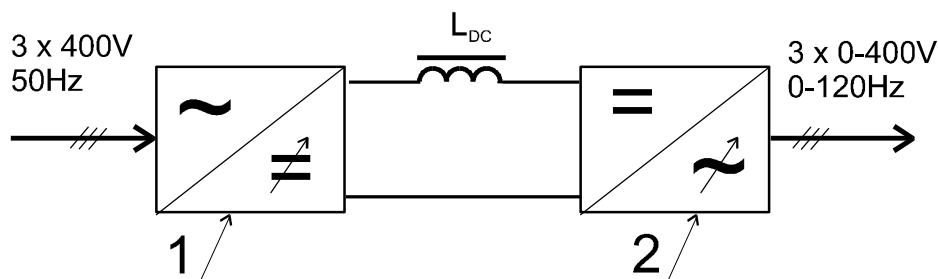
Toto uspořádání je velice příznivé a umožňuje vytvářet kompaktní konstrukce měničů velkých výkonů. Základní konstrukční nevýhoda daného řešení spočívá ve snížené odolnosti vůči chvění a mechanickým otřesům. Proto se IGCT, na rozdíl od GTO, jen velmi omezeně a obtížně prosadily do měničů, např. pro lokomotivy a jiné trakční nebo mobilní aplikace velkých výkonů.

□ Typické aplikace vypínacích tyristorů

Použití všech vypínacích součástek - tranzistorů i tyristorů - se předpokládá v měničích, jejichž principy jsou svou složitostí nad rámec této kapitoly. Většina současně používaných součástek na bázi unipolárních technologií vykazuje zpětnou propustnost podobně jako asymetrický GTO nebo IGCT, takže se hodí pro měniče napájené ze zdroje stejnosměrného napětí. Pro oblast velkých výkonů jsou proto typicky používány zpětně propustné, asymetrické GTO i IGCT.

Společnou výhodou obou vypínacích tyristorových struktur je možnost vyrobit tyto součástky zpětně závěrné, což umožňuje realizaci měničů proudového typu, např. proudových střídačů nebo pulsních usměrňovačů proudového charakteru.

Nepřímé měniče proudového typu se používají v oblasti pohonů velkých výkonů, kde je požadován širší regulační rozsah. Jejich základní princip je znázorněn na obrázku 5.13.



Obr. 5.13 Nepřímý měnič kmitočtu proudového typu

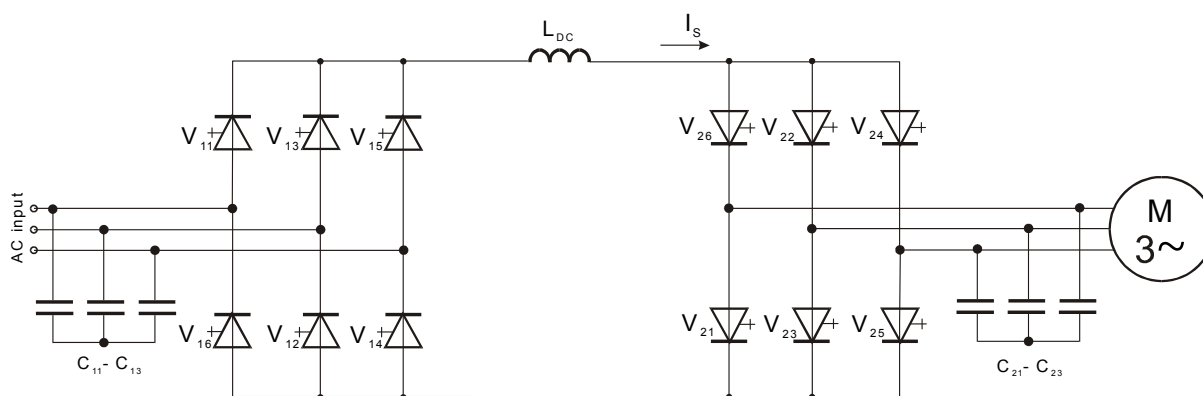
Měnič se skládá z:

- řízeného vstupního usměrňovače – blok 1,
- akumulční meziobvodové tlumivky L_{DC}
- střídače proudového typu – blok 2.

Výhodou proudových střídačů je relativně jednoduché schéma komutačních obvodů pro klasické tyristory. Proto byl tento typ měničů hojně využíván pro velké výkony v době, kdy nebyly dostupné vypínací tyristory.

Vstupní usměrňovač (blok 1 na obrázku 5.13) může být řízený tyristorový nejčastěji můstkový usměrňovač, viz. předchozí kapitola. Vstupní usměrňovač na obr. 5.14 však může být používán s vypínacími tyristory. V této konfiguraci je znám pod názvem pulsní usměrňovač proudového typu. Výstupní část měniče, proudový střídač (blok 2 na obrázku 5.13), je nejčastěji tyristorový můstek s vypínacími tyristory.

S nástupem vypínacích tyristorů s dostatečnými výkonovými parametry se proto v 90. letech minulého století objevily nové verze těchto měničů postavené výhradně na bázi těchto součástek. Jejich základní obvodové schéma je znázorněno na obrázku 5.14.



Obr. 5.14 Měnič proudového typu s vypínacími součástkami

Na místech polovodičových spínačů V11 ÷ V26 mohou být tyristory GTO s odlehčovacími (snubber) RCD obvody, případně moderní symetrické IGCT tyristory. Podmínkou je, aby spínací součástky byly zpětně závěrné, tzn. jinými slovy symetrické. Měnič musí být doplněn kapacitními bateriemi.

Při převážně induktivním charakteru zátěže tohoto měniče totiž musí být zajištěna možnost změny polarity proudu v indukčnosti zátěže při vypínání tyristorů. Jako vhodné řešení se ukázalo využití výstupní kondenzátorové baterie C21 - C23 (Obr. 5.14), která je schopna vykompenzovat jalovou induktivní složku zátěže na mírně kapacitní a navíc ze strany proudového střídače působí jako filtr proudových pulsů. Uvedená konfigurace měniče proudového typu tak dosahuje velmi kvalitní křivku výstupního napětí, resp. vstupního proudu, ovšem za cenu výrazného zvýšení spínacích ztrát.



Shrnutí pojmů 1.5.

Vypínací tyristor je čtyřvrstvá polovodičová součástka se třemi elektrodami, která svými vlastnostmi vychází z klasického tyristoru. Jejími hlavními elektrodami jsou anoda A a katoda K. Řízení spínání se provádí obvodem řídicí elektrody G, která je často nazývána jako hradlo. Obvod řízení (tzv. budič obvod, budič) je zapojen na řídicí elektrodu a katodu.

Základním typem vypínacího tyristoru je tyristor GTO. Možnost zapnutí a zejména jeho vypnutí je dána technologickými změnami a změnami v geometrii uspořádání polovodičové struktury. Struktura má vrstvy plošně rozdělené do segmentů, které tvoří dílčí elementy GTO systémů. Celý tyristor je tvořen paralelním spojením těchto elementárních GTO systémů.

Voltampérová charakteristika je v propustné a blokovací části podobná charakteristice klasického tyristoru.

Závěrná část je odlišná pro symetrický a asymetrický typ GTO tyristoru. Symetrický typ GTO je v závěrném směru nevodivý.

Asymetrický typ GTO je v závěrném směru vodivý, jeho závěrné napětí je pouze 20 - 30V. Používá se v zapojení se zpětně vodivou diodou. Asymetrický typ má lepší dynamické vlastnosti při vypínání.

Dynamické vlastnosti GTO jsou popisovány jeho chováním při zapínání a vypínání. Zapínání probíhá stejně jako u klasického tyristoru. Základním požadavkem pro zapínací impuls je vysoká strmost nárůstu čela impulsu a jeho několikanásobně větší počáteční amplituda vzhledem k trvalému proudu hradla. Je velice vhodné, aby zapínací impuls měl proudový charakter.

Pro vypnutí musí být GTO vybaven odlehčovací sítí RCD. Vypnutí se provádí záporným impulsem proudu do řídicí elektrody. Základními parametry GTO pro vypínání jsou proudové zesílení pro vypínání β_{off} a vypínací čas t_{qq} . Vypínací čas je dán součtem doby přesahu t_s a doby poklesu t_f . Důležitá je optimální strmost nárůstu záporného proudu řídicí elektrody a omezená strmost nárůstu blokovacího napětí.

Struktura vypínacího tyristoru GCT je zdokonalená struktura GTO tyristoru. Pracuje s vyšší strmostí nárůstu vypínacího proudu, čímž je potlačena nutnost použití odlehčovací RCD sítě. Vyšší strmost nárůstu proudu řídicí elektrody je docílena integrací budičového obvodu přímo na pouzdro součástky. Tato součástka má samostatné označení IGCT a v oblasti spínacích součástek pro velké výkony je vážný konkurent starších GTO. IGCT nepotřebuje odlehčovací síť RCD ani omezování nárůstu blokovacího napětí, má nižší vypínací ztráty než GTO a má kratší vypínací dobu.



Otázky 1.5.

1. Co je vypínací tyristor, které vrstvy tvoří jeho strukturu, jak jsou pojmenovány jeho elektrody?
2. Čím se liší vypínací tyristor od klasického tyristoru z pohledu funkce?
3. Čím se liší vypínací tyristor od klasického tyristoru z pohledu uspořádání polovodičové struktury?
4. Které části tvoří voltampérovou charakteristiku vypínacího tyristoru GTO?
5. Čím se liší symetrický a asymetrický typ vypínacího tyristoru GTO z pohledu struktury a vlastností?
6. Čím jsou charakterizovány dynamické vlastnosti GTO?

7. Jak probíhá zapínání GTO a které katalogové údaje charakterizují vlastnosti GTO při zapínání?
8. Jaké vlastnosti musí mít řídicí impuls pro zapínání GTO?
9. Jak probíhá vypínání GTO a které katalogové údaje charakterizují vlastnosti GTO při vypínání?
10. Jaký obvod zajišťuje, aby vypnutí GTO bylo spolehlivé a nebyly překročeny dovolené strmosti nárůstu anodového napětí?
11. Jak je definován proudový zesilovací činitel pro vypínání, v jakém rozmezí se pohybuje jeho velikost?
12. Kterými parametry je definován vypínací impuls tyristoru GTO?
13. Co omezuje strmost nárůstu záporného proudu řídicí elektrody při vypnutí?
14. Jak je definován vypínací čas GTO tyristoru?
15. Čím se liší struktura GCT od struktury GTO?
16. Jak se liší mechanismus a průběh vypínání struktur GTO a GCT?
17. Co je to IGCT a čím se liší od předchozích typů vypínacích tyristorů?
18. Jak vypadá pouzdro GTO tyristorů?
19. Čím se liší pouzdro IGCT, jaké jsou jeho výhody a nevýhody?
20. Jaké jsou typické příklady použití vypínacích tyristorů?

1.6. Triak



Čas ke studiu: 2 hodiny



Cíl Po prostudování tohoto odstavce budete umět

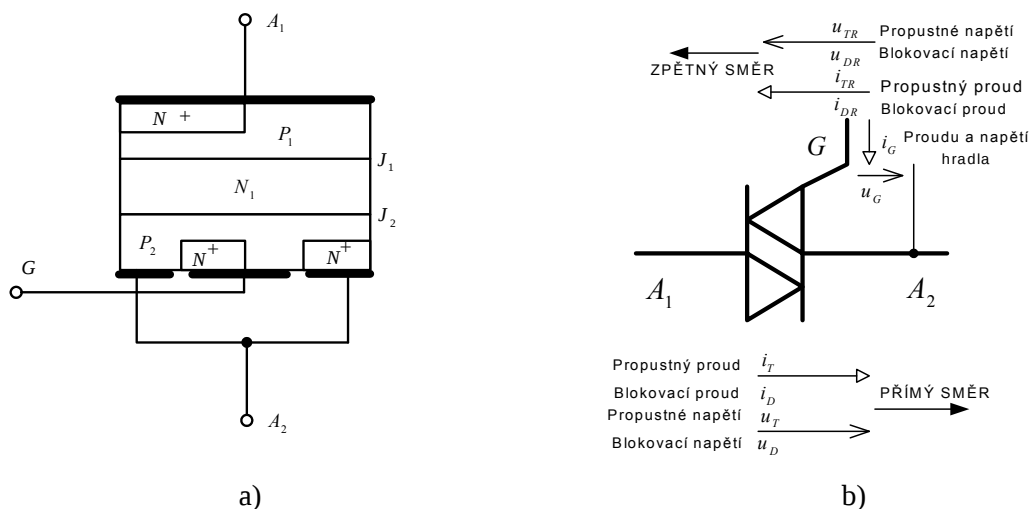
- vysvětlit a popsat funkci triaku z jeho náhradního schématu,
- definovat základní statické, dynamické a tepelné vlastnosti triaku,
- popsat možnosti spínání triaku,
- popsat základní typické aplikace triaku,
- popsat způsoby konstrukčního provedení a pouzdření triaků.



Výklad

□ Obecný popis triaku

Polovodičová struktura triaku, který lze chápat jako obousměrný tyristor, má schématickou značku uvedenou na obr. 6.1.



Obr. 6.1 Triak

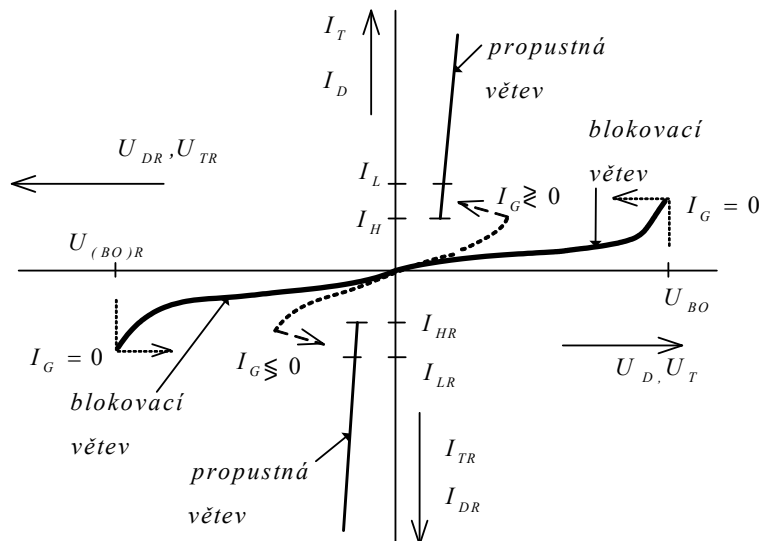
a) Polovodičová struktura triaku

b) Schématická značka a orientace veličin

Triak je pětivrstvá struktura spínající při obojí polaritě střídavého napětí. Její činnost lze znázornit sériovým zapojením příslušně čtyřvrstvé struktury $P_1N_1P_2N^+$ a přechodu PN polarizovaného v závěrném směru. Vždy jeden krajní přechod PN je polarizován v závěrném směru (dioda), kdežto druhý krajní přechod je součástí čtyřvrstvé struktury a je zapojen v propustném směru. Jedná se vlastně o tyristorovou strukturu polarizovanou do blokovacího, resp. propustného stavu a ovládanou jedním hradlem. Pětivrstvá struktura tak může působit jako čtyřvrstvá pro obojí polaritu přiloženého napětí. Usměrnující jeden krajní přechod PN by však byl v sepnutém stavu nevýhodný, protože by na něm vznikl velký úbytek napětí a proto by byl značně tepelně namáhán. Proto se oba krajní přechody vytvářejí plošně omezené a zkratované přívodní elektrodou tak, aby jejich odpor v sepnutém stavu byl minimální.

Z pohledu vnějšího chování má triak podobné vlastnosti jako antiparalelně řazené thyristory. Protože součástka vykazuje obousměrnou vodivost, existuje u ní pouze blokovací a propustný stav. Orientace výstupních veličin vyplývá z obr. 6.1.b.

Na obr. 6.2 je uvedena výstupní voltampérová charakteristika triaku.



Obr. 6.2 Výstupní voltampérová charakteristika triaku

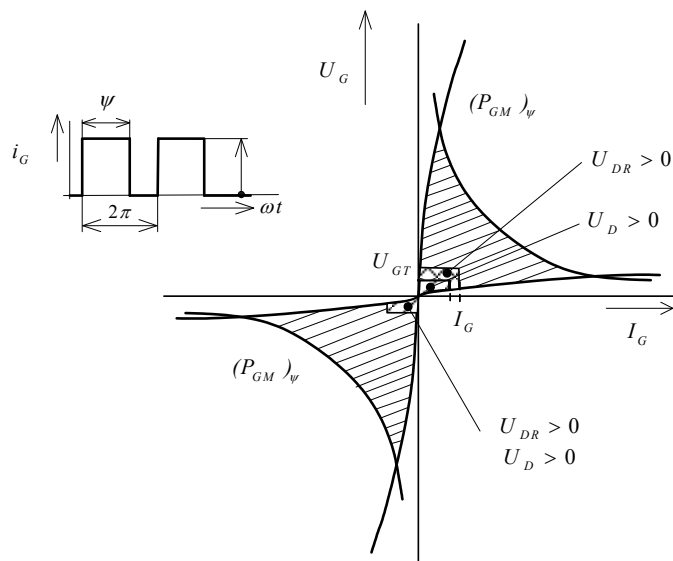
Přechod z blokovacího do sepnutého stavu je pro oba směry proudu řízen společným hradlem G. Řídicí proud tekoucí obvodem G, A2 může být jak kladný tak záporný. Vstupní obvod není však ve všech případech stejně citlivý. Největší proud řídicí elektrody je potřebný při zapínání triaku při záporném u_D kladným proudem i_G . Zapínání v této variantě proto není doporučováno.

Rozbor variant sepnutí je dán následující tabulkou:

1.	$U_D > 0$	$U_G > 0$	$I_G > 0$	Vhodný způsob zapínání
2.		$U_G < 0$	$I_G < 0$	Vhodný způsob zapínání
3.	$U_{DR} > 0$	$U_G > 0$	$I_G > 0$	Nevhodný způsob zapínání
4.		$U_G < 0$	$I_G < 0$	Vhodný způsob zapínání

Tab. 6.1 Možnosti zapínání triaku

Tyto možnosti zapínání korespondují se vstupní charakteristikou triaku na obr. 6.3. Pro tvorbu zapínacích impulsů musí být respektovány stejné zásady jako u thyristorů. Zejména nesmí být překročena dovolená impulsní výkonová ztráta hradla, která je omezena křivkou $(P_{GM})_{\psi}$. Ze vstupní charakteristiky jsou zřejmé větší minimální parametry zapínacího impulsu U_{GT} , I_G při nevhodném způsobu zapínání (Tabulka 6.1).



Obr. 6.3 Vstupní charakteristika triaku

□ Dynamické vlastnosti triaku

Vzhledem k tomu, že struktura a statické chování vychází z podobnosti s tyristorem, mají také dynamické vlastnosti triaku podobnou strukturu.

Zapínání triaku je podobné jako u tyristoru, zapínací doba t_{GT} je však závislá na polaritě silového a řídicího napětí. Nejdelší dobu zapnutí t_{GT} triak vykazuje při variantě 3. (Tab. 6.1). Ve srovnání s tyristorem jsou podstatně menší dovolené strmosti $S_{Ikrit} = (di_T/dt)_{krit} = (di_{TR}/dt)_{krit}$. U běžných komerčně užívaných triaků strmosti S_{Ikrit} nepřekračují 50 A/μs.

Také vypínání probíhá podobně jako u tyristoru a stejně je definována vypínací doba t_q (Obr. 4.8). Vypínací doba se liší pro kladnou a zápornou polaritu proudu a je definována vždy pro odpovídající polaritu nárůstu blokovacího napětí.

Vzhledem k tomu, že triak nemá závěrné vlastnosti podobně jako tyristor, je problematictější jeho vypínání. Narůstá-li po přerušení proudu triaku jeho napětí v opačné polaritě velkou strmostí, může dojít k nežádoucímu sepnutí. Proto musí být nárůst blokovací napětí omezen na kritickou strmost nárůstu blokovacího napětí při komutaci $S_{Ukrit} = (du_D/dt)_{krit} = (du_{DR}/dt)_{krit}$. Paralelně k triaku proto musí být téměř vždy připojen ochranný člen RC. Malá dovolená strmost nárůstu blokovacího napětí také činí problémy při spolupráci triaku a zátěže induktivního charakteru.

□ Zatížitelnost triaku

Pro dimenzování triaku se používají stejné postupy jako u diod a tyristorů při práci na kmitočtu napájecí sítě (50 Hz). Proudová zatížitelnost triaku je obvykle vázána na teplotu pouzdra. Typový proud I_{TeM} udává efektivní hodnotu triaku při sinusovém průběhu a kmitočtu 50Hz při uvedené teplotě pouzdra. Běžně jsou dostupné triaky s typovým proudem desítek A.

Napětíová zatížitelnost je v katalogu udávána hodnotou špičkového blokovacího napětí $U_{DRM} = U_{DRRM}$, které je stejné pro obě polarity. V praktických aplikacích se obvykle při napětíovém dimenzování vyžaduje větší napětíová rezerva. (Typicky pro napájení ze sítě 230V musí být $U_{DRM} > 600$ V).

Triaky se vyrábějí pro napětí U_{DRM} do 1000V.



Shrnutí pojmů 1.6.

Triak je pětivrstvá spínací součástka spínající při obou polaritách střídavého napětí. Při její práci rozlišujeme přímý a zpětný směr. Triak často nahrazuje antiparalelně řazené tyristory.

Voltamperová charakteristika triaku nemá závěrnou větev, má jen přímou a zpětnou blokovací větev a .větev propustnou pro obě polarity.

Spínání triaku není pro obě polarity anodového a hradlového napětí plně symetrické. Rozsah parametrů spínacích pulsů udává vstupní charakteristika. Vhodné je spínání triaku impulsem odpovídající polarity k anodovému napětí. Nedoporučuje se spínat triak ve zpětném směru kladným hradlovým impulsem.

Při zapínání triaku musíme omezovat v obou polaritách strmost nárůstu proudu S_{Ikrit} . Při překročení může snadno dojít ke zničení triaku.

Nárůst blokovacího napětí musí být omezen na kritickou strmost nárůstu blokovacího napětí při komutaci S_{Ukrit} . Po překročení dochází k nežádoucímu sepnutí triaku, a to např. i do opačné polarity napětí.

Proudová zatížitelnost triaku je určena typovým proudem I_{TeM} , který udává efektivní hodnotu proudu triaku při sinusovém průběhu. Hodnota je obvykle vázána na teplotu pouzdra.

Triak se používá pro řízení proudu ve střídavých obvodech s kmitočtem 50 Hz.



Otázky 1.6.

1. Čím je charakteristická struktura triaku?
2. Kterými částmi je tvořena voltamperová charakteristika triaku?
3. Jaké vlastnosti vykazuje triak v blokovacím režimu?
4. Jak lze řídit triak?
5. Které způsoby řízení triaku se nedoporučují?
6. Pro které aplikace je vhodný triak?

1.7. Unipolární tranzistor



Cíl Po prostudování tohoto odstavce budete umět

- definovat základní statické a dynamické vlastnosti unipolárního tranzistoru pro použití ve spínacích aplikacích,
- popsat způsoby řízení unipolárního tranzistoru a jejich optimalizace ve statických i dynamických stavech,
- vypočítat velikost ztrátového výkonu unipolárního tranzistoru a definovat jeho dovolenou pracovní oblast,
- vysvětlit funkci a význam unipolárních tranzistorů ve spínací technice,
- popsat způsoby konstrukčního provedení a pouzdření bipolárních tranzistorů.

□ Základní popis unipolárního tranzistoru

Výkonové unipolární tranzistory mají v současnosti významné postavení v konstrukci výkonových polovodičových měničů zejména malých výkonů. Přestože první struktury unipolárních tranzistorů byly známy už v padesátých letech minulého století, pro výkonové aplikace byly tyto tranzistory použitelné až začátkem osmdesátých let. Uplatnily se hlavně v aplikacích s potřebou velké rychlosti spínání.

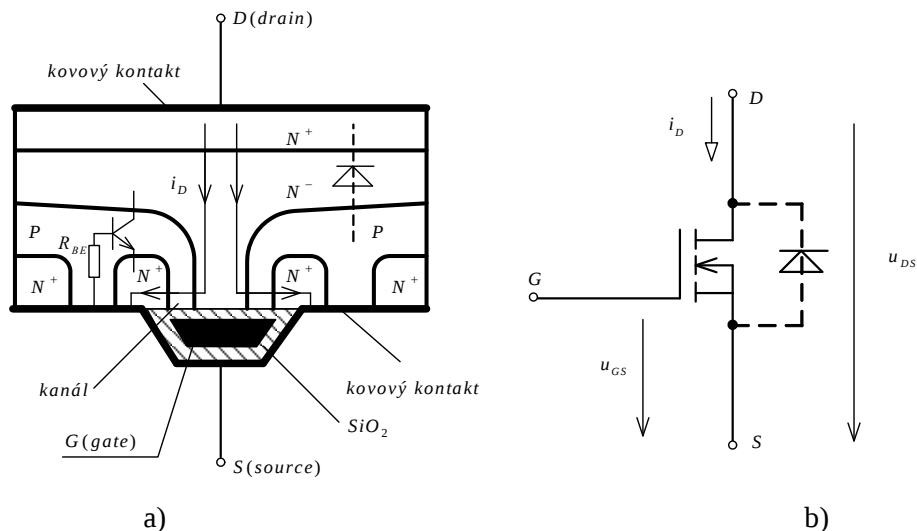
Základní rozdíl mezi bipolárním a unipolárním tranzistorem spočívá ve způsobu řízení jejich vodivosti. Zatímco u bipolárního tranzistoru se k řízení vodivosti využívají oba typy nosičů náboje současně při řízení vodivosti přechodů, unipolární tranzistory využívají ve své struktuře vždy jen jeden typ nosičů – elektrony, nebo díry, jejichž vodivost je v prostoru tzv. kanálu řízena velikostí elektrického pole, proto název FET z ang. Field Effect Transistor. Z tohoto důvodu rozlišujeme tranzistory s kanálem typu N nebo kanálem typu P. Vodivost tranzistoru je řízena změnou vodivosti vodivého kanálu uvedeného typu v prostoru pod izolovanou řídicí elektrodou – hradlem.

Podle způsobu, jak je hradlo izolováno od polovodičové struktury, rozlišujeme:

- unipolární tranzistory izolované záporně pólováním PN přechodem typu JFET (z ang. Junction Field Effect Transistor),
- tranzistory, které mají hradlo izolované kysličníkem kovu, nejčastěji SiO_2 , označované zkratkou MOSFET (z angl. Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor). Tento typ tranzistorů je pro spínací techniku dominantní.

Základní princip řízení struktury tranzistorů MOSFET s kanálem typu N a jeho značku zobrazuje obr. 6.1.

Podle tvaru technologického uspořádání je struktura na obr. 6.1.a označována DMOS a v současnosti se používá u většiny výkonových unipolárních součástek. Velice často se lze ještě setkat s označením VMOS. Technologie výroby a uspořádání struktury, pokud jsou udávány, mají vliv na parametry součástek, nikoli na jejich princip.



Obr. 7.1 Tranzistor MOSFET:

- a) základní struktura s kanálem typu N)
 b) značka MOSFET s kanálem typu N a základní orientací veličin

Ve výkonových měničích se používají téměř výhradně tranzistory MOSFET s kanálem typu N. Dotované vrstvy N^+ tvoří kolektor D (drain) a emitor S (source). Vrstva N^- určuje svojí šířkou a dotováním napěťové vlastnosti tranzistoru. Ve vrstvě P se vytváří kanál mezi kolektorem a emitorem. Pokud je napětí u_{GS} připojené mezi hradlo G (gate) a emitor malé, dochází pod izolační oxidovou vrstvou ke vzniku prostorového náboje – tzv. ochuzené oblasti. Když toto napětí naroste na hodnotu u_{GS} větší než určité prahové napětí $U_{GS(th)}$ s hodnotou kolem 3 – 5 V, dochází ke vzniku inverzní vrstvy. Její vznik je možné kvalitativně vysvětlit následující úvahou.

Přiložíme-li na hradlo G tranzistoru MOSFET vůči elektrodě S kladné napětí, vzniká efektem elektrostatické indukce elektrické pole v izolační vrstvě, neboť záporný náboj ve vrstvě se hromadí v blízkosti hradla a kladný v blízkosti povrchu polovodiče. Tento kladný náboj opět indukuje hromadění záporného náboje v blízkosti rozhraní oxid-polovodič, ale na straně polovodiče. V blízkosti rozhraní oxid-polovodič tedy vzniká v polovodiči typu P vrstva obohacená elektrony. Je-li náboj nahromaděný na straně oxidu v blízkosti rozhraní oxid-polovodič dostatečně veliký (To závisí na velikosti napětí na elektrodě G a na tloušťce izolační vrstvy, tj. na elektrickém poli, které se přes oxidovou vrstvičku vytvoří.), může obohacení elektrony v polovodiči vést k vytvoření vrstvy opačné vodivosti, než měl původní polovodič, tedy typu N. Proto se tato inverzní vrstva nazývá kanál typu N (n-kanál). Tento kanál umožní přechod proudu i_D z kolektoru k emitru. Odpor kanálu lze ovládat velikostí řídicího napětí. Struktura na obr. 6.1 představuje jen jednu elementární buňku tranzistoru s minimální proudovou zatížitelností. Skutečný tranzistor je složený z velkého množství takových buněk navzájem propojených paralelně.

□ Statické vlastnosti MOSFET

Statické vlastnosti MOSFET jsou popsány voltampérovými charakteristikami. Na obr. 7.2 jsou znázorněny výstupní voltampérové charakteristiky MOSFET – v závislosti proudu kolektoru i_D na napětí kolektor – emitor u_{DS} při různých hodnotách napětí u_{GS} .

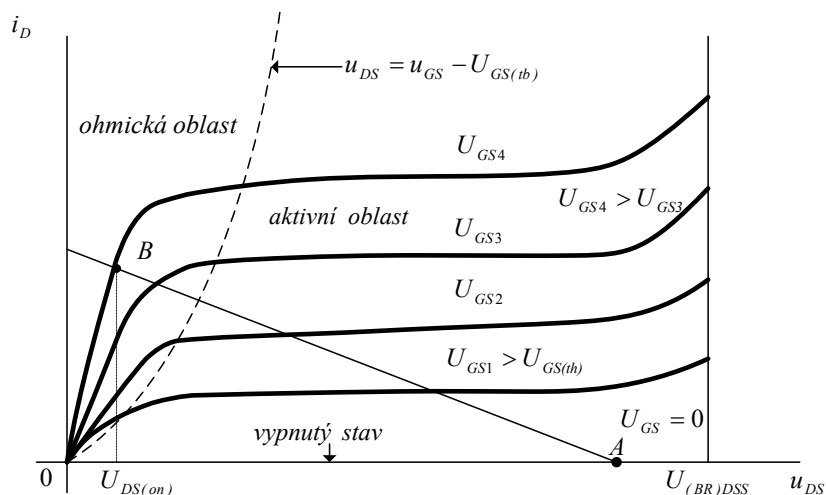
Pokud je napětí $u_{GS} = 0$ V, tranzistor je vypnutý a jeho odpor mezi D a S je téměř nekonečný (bod A na pracovní přímce, Obr. 7.2). Ve vypnutém stavu tranzistor odolává napětí až do hodnoty průrazného napětí $U_{(BR)DS}$, což je způsobené lavinovým průrazem přechodu NP tvořeného parazitní diodou (Obr. 6.1). Proud i_D začne téct jen tehdy, pokud se vytvoří kanál typu N, což je možné teprve při napětí $u_{GS} > U_{GS(th)}$. Pokud je napětí u_{GS} dostatečně velké, nachází se tranzistor v ohmické oblasti a jeho napětí ve vodivém stavu $U_{DS(on)}$ je malé. Zvyšování napětí u_{GS} do určité míry snižuje hodnotu $U_{DS(on)}$. Kromě toho hodnotu U_{GS} není možné zvyšovat neomezeně – maximální hodnota je pro většinu tranzistorů do

$u_{GS\max} = \pm 20$ V. Při zvyšování proudu může dojít k saturaci kanálu – při $u_{DS} \geq u_{GS} - U_{GS(th)}$ a tranzistor přechází do aktivní oblasti. V této oblasti je potom proud i_D při daném u_{GS} téměř konstantní.

Úbytek napětí ve vodivém stavu tranzistoru se rovná:

$$U_{DS(on)} = R_{DS(on)} \cdot I_D \quad (7.1)$$

kde $R_{DS(on)}$ je úbytek na tranzistoru ve vodivém stavu. Odpor $R_{DS(on)}$ dosahuje hodnot od řádově desetin až jednotek ohmu, což může někdy představovat napětí $U_{DS(on)}$ až kolem 10 V. Snaha výrobců však je neustále $R_{DS(on)}$ snižovat.



Obr. 7.2 Výstupní charakteristiky MOSFET

Čím je tranzistor určen pro vyšší napětí, tím je hrubší jeho vrstva N^- a tím je odpor $R_{DS(on)}$ větší. Tuto závislost je možné vyjádřit přibližně vztahem:

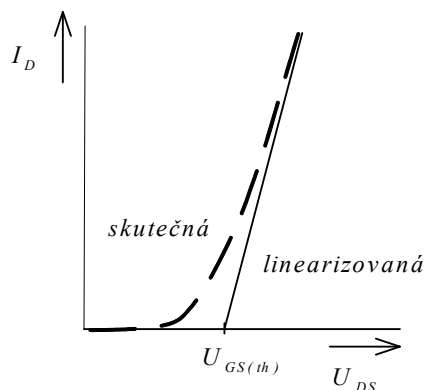
$$R_{DS(on)} \approx K \cdot U_{(BR)DSS}^k \quad (7.2)$$

kde $k = 2,5$ až $2,7$.

Velký úbytek napětí ve vodivém stavu $U_{DS(on)}$ je jednou z největších nevýhod unipolárních tranzistorů MOSFET. Úbytek $U_{DS(on)}$ při jmenovitém proudu mají ve srovnání s bipolárními tranzistory stejný nebo menší jen nízkonapěťové typy s $U_{BR(DSS)} \leq 50$ V.

Velkou výhodou MOSFET tranzistorů v porovnání s bipolárními tranzistory je jejich velká vstupní impedance (asi $10^9 \Omega$). Hradlo tranzistoru je izolované oxidem křemíku (Obr. 7.1 a), takže teoreticky mezi hradlem G a emitorem S neteče žádný proud. Prakticky však hodnoty vstupního proudu nepřekračují $1 \mu A$. Za těchto podmínek se vstupní statická charakteristika neudává.

Pro srovnání s bipolárním tranzistorem má svůj význam převodní charakteristika $i_D = f(u_{GS})$ při $U_{DS} = \text{konst.}$ zejména v oblasti malých signálů. Tato charakteristika je na obr. 7.3.



Obr. 6.3 Převodní charakteristika tranzistoru MOSFET.

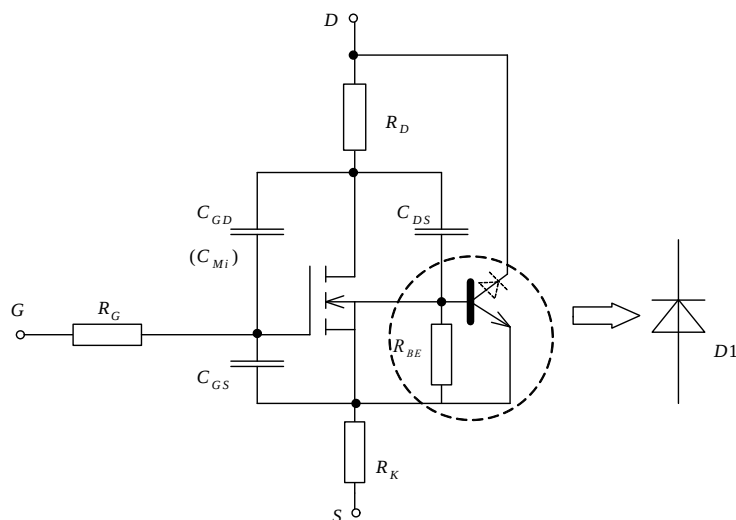
Tato charakteristika udává, jaké napětí u_{GS} potřebujeme pro daný kolektorový proud i_D . Jako parametr popisující zesílení tranzistoru je uváděna transientní vodivost (transkonduktance) g_{fs} , která je definovaná jako:

$$g_{fs} = \left(\frac{\partial i_D}{\partial u_{GS}} \right)_{U_{DS} = konst} \quad (7.3)$$

Tento vztah velice dobře koresponduje s často používaným popisem unipolárního tranzistoru jako napětím řízeného odporu.

□ Dynamické vlastnosti tranzistorů MOSFET

Pro vysvětlení dynamických vlastností unipolárního MOSFET tranzistoru je nutné zohlednit jeho parazitní obvodové prvky, které vznikají jak z principu, tak v důsledku použitých technologií výroby. Pro dynamické děje je potřebné uvažovat náhradní schéma tranzistoru MOSFET podle obr. 7.4.



Obr. 6.4 Náhradní schéma tranzistoru MOSFET

Sled vrstev N^+ (emitor), P (kanálový substrát), N^- (epitaxní vrstva) na obr. 7.1 tvoří parazitní bipolární tranzistor, přičemž odpor zóny P kanálového substrátu působí spolu s metalizací emitoru jako odpor báze - emitor R_{BE} parazitního bipolárního tranzistoru (Obr. 7.1 a). Za určitých provozních podmínek se mohou bipolární mechanismy tohoto tranzistoru výrazně uplatnit vzhledem k funkci MOSFETu. Vzniká možnost, že protékajícím proudem se polarizují části přechodu PN^- v propustném směru, takže bipolární struktura se stane vodivou a částečně přemostí řídicí kanál přechodem kolektor - emitor.

Chování při vypnutí pak může být ovlivňováno mechanismy standardními při vypínání bipolárního tranzistoru. Tím může být omezen také pracovní rozsah MOSFETu.

Při rychlých změnách napětí u_{DS} vzniká přebíjením kapacit C_{GS} a C_{DS} v přechodu PN⁻ zbytkový proud, který způsobuje na odporu R_{BE} úbytek napětí spojený opět s řízením parazitního tranzistoru. Tím se může tranzistor MOSFET stát citlivý na změnu napětí du_{DS}/dt podobně, jako je tomu např. u tyristorů. Jmenované jevy lze v současnosti účinně omezit zejména zmenšením zesílení bipolární struktury a zmenšením R_{BE} .

Z obr. 7.3 v porovnání s obr. 7.1 však vyplývá, že parazitní bipolární tranzistor vytváří svým přechodem báze kolektor inverzní diodu, která způsobuje zpětnou vodivost tranzistoru MOSFET. Tato dioda má propustné napětí stejné jako běžná dioda. Její dynamické parametry však obvykle nejsou dostačující pro spolupráci s tranzistory MOSFET. V případech, kde se vyžaduje vysoká dynamika spínání, je nutné funkci tranzistoru ošetřit vhodným zapojením pomocí velmi rychlých diod. Některé nové řady tranzistorů dosahují dobré dynamické vlastnosti této parazitní diody pomocí technologických úprav struktury. Těmito úpravami se však obvykle značně zvýší $R_{DS(on)}$.

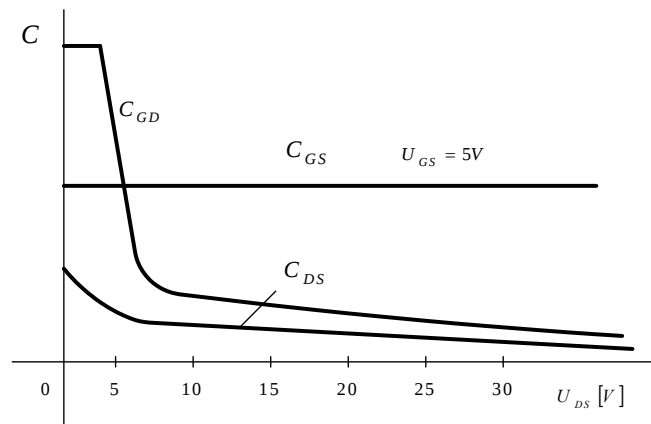
Zásadní vliv na dynamické vlastnosti unipolárního tranzistoru má soustava kapacit, která jej obklopuje. Z těchto kapacit nejčastěji určujeme vstupní kapacitu

$$C_{iss} = C_{GS} + C_{GD} \quad (7.4)$$

výstupní kapacitu

$$C_{oss} = C_{DS} + C_{GD} \quad (7.5)$$

a tzv. Millerovu kapacitu C_{Mi} formálně shodnou s kapacitou C_{GD} . Vliv těchto kapacit spočívá především v jejich napěťové závislosti kapacity na u_{DS} . Závislost jednotlivých kapacit na napětí u_{DS} je na obr. 7.5:



Obr. 7.5 Změna kapacit tranzistoru MOSFET

Nejvíce se v závislosti na napětí u_{DS} mění kapacita C_{GD} (Millerova kapacita), z vysoké hodnoty při zapnutém tranzistoru při malém u_{DS} až po zanedbatelnou hodnotu pro vysoké u_{DS} u vypnutého tranzistoru. Kapacita C_{GS} je téměř konstantní. Vlastní kapacity tranzistoru MOSFET omezují spínací rychlost o čas, který je potřebný na jejich nabíjení a vybíjení a tím zásadně ovlivňují časové průběhy na Obr. 6.6

Tranzistor MOSFET sepne přivedením napěťového impulsu u_G . Od okamžiku skokové změny z nuly na U_G se začne přes odpor R_G nabíjet vstupní kapacita a napětí u_{GS} narůstá. Po dosažení hodnoty prahového napětí $U_{GS(th)}$ začne narůstat kolektorový proud i_D . Když tento proud i_D dosáhne své maximální hodnoty $I_{DM} = I_D + I_{rrm}$, kde I_{rrm} je závěrný zotavovací proud nulové diody D_0 , poklesne napětí u_{DS} na hodnotu propustného napětí $U_{DS(on)} = R_{DS(on)} \cdot I_D$. V době poklesu napětí u_{DS} teče

tranzistorem proud I_D a hradlové napětí nabude hodnotu vyplývající z převodní charakteristiky pro udržení proudu $i_D = I_D$:

$$u_{GS} = U_{GS(th)} + \frac{I_D}{g_{fs}} \quad (7.6)$$

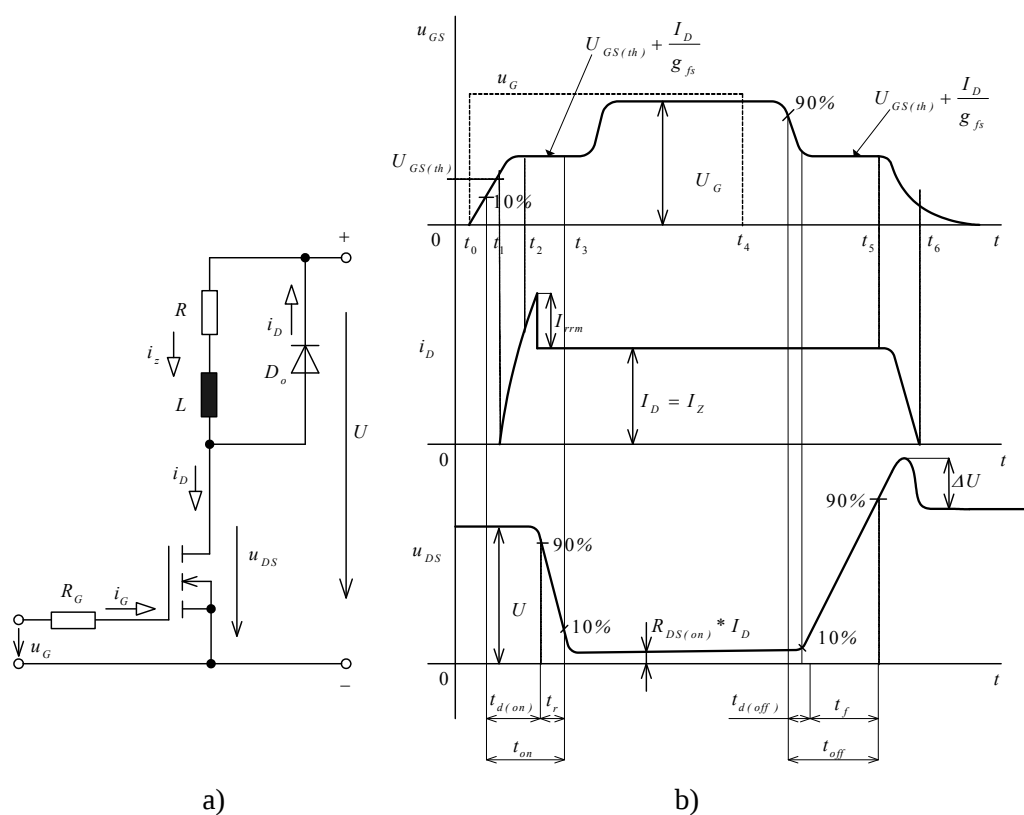
Celkový čas zapnutí je dán součtem

$$t_{on} = t_{d(on)} + t_r \quad (7.7)$$

kde $t_{d(on)}$ je doba zpoždění sepnutí,

t_r je doba nárůstu

Doby zapnutí u unipolárních tranzistorů dosahují řádově desítky až stovky ns.



Obr. 7.6 Spínání tranzistoru MOSFET

a) schéma spínače s MOSFET

b) časové průběhy napětí a proudu při zapínání a vypínání

Pokud tranzistor dosáhl vodivého stavu, teče jím kolektorový proud $I_D = I_Z$, který způsobuje v každém časovém okamžiku úbytek napětí $u_{DS(on)} = R_{DS(on)} \cdot i_D$.

Odpor v zapnutém stavu však se zvyšující se teplotou roste přibližně podle vztahu:

$$R_{DS(on)}(T_j) = R_{DS(on)}(25^\circ\text{C}) \cdot \left(\frac{T_j}{300} \right)^{2,3} \quad (6.8)$$

kde T_j je teplota přechodu v Kelvinech.

Proto se v závislosti na teplotě výrazně mění ztráty v sepnutém stavu.

Při vypínání je posloupnost dějů opačná. Pokles řídicího napětí u_G na nulu způsobí, že se vstupní kapacity vybíjejí přes R_G záporným hradlovým proudem i_G . Když hradlové napětí klesne na hodnotu $u_{GS} = U_{GS(th)} + I_D/g_{fs}$, začne napětí u_{DS} nárůstat. V čase t_5 , když napětí u_{DS} dosáhne hodnoty napájecího napětí U , se otevře nulová dioda a začne přebírat proud zátěže. To má za následek pokles proudu i_D tranzistorem. Při prudkém poklesu proudu i_D v intervalu $t_5 - t_6$ může vliv parazitních indukčností v sérii s tranzistorem způsobit vysoké přepětí ΔU . Celkový čas vypnutí se skládá ze dvou složek:

$$t_{off} = t_{d(off)} + t_f \quad (7.9)$$

kde $t_{d(off)}$ je doba zpoždění při vypínání,

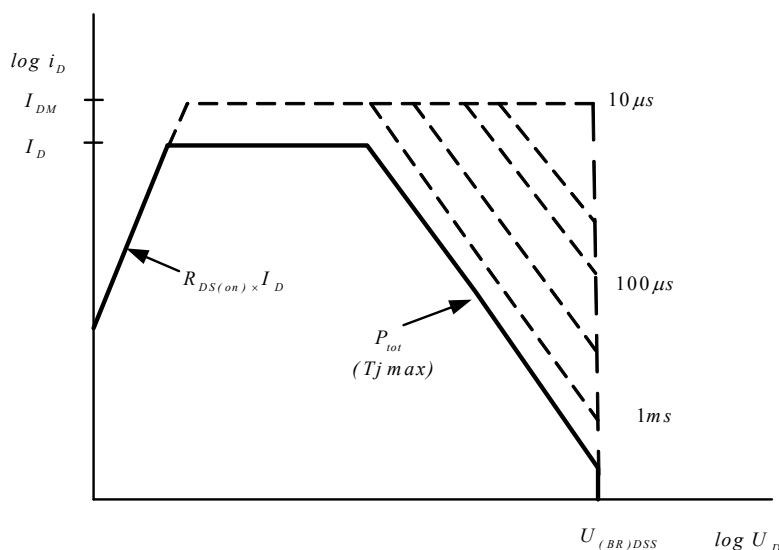
t_f je doba poklesu.

Doby vypnutí se u tranzistorů MOSFET pohybují v řádech desítek až stovek ns. Zmenšením odporu R_G se urychlí nabíjení a vybíjení vstupních kapacit a tím se zkrátí spínací časy.

V době zapínání a vypínání vzniká na tranzistoru okamžitý ztrátový výkon $p_S = u_{DS} \cdot i_D$. Protože kapacity MOSFET nejsou závislé na teplotě, nejsou na teplotě závislé ani spínací ztráty.

□ Dovolená pracovní oblast

Dovolená pracovní oblast, ve které se může pohybovat pracovní bod tranzistoru MOSFET, je uvedena na obr. 7.7.



Obr. 7.7 Dovolená pracovní oblast MOSFET

Podobně jako u ostatních součástek je pracovní oblast MOSFET omezena teplotou polovodičové struktury T_{jmax} , která je daná velikostí ztrátového výkonu P_{tot} , resp. velikostí okamžitého výkonu p_D při krátkodobých proudových impulsích.

Pro praktické použití je častěji zadávána dovolená pracovní oblast, která je omezena především maximálním impulsním proudem kolektoru I_{DM} a průrazným napětím $U_{(BR)DSS}$.

Vzhledem k tomu, že MOSFET nevykazuje na rozdíl od bipolárního tranzistoru druhý průraz, což je dané kladným teplotním součinitelem odporu $R_{DS(on)}$ a tedy i $U_{DS(on)}$, je podstatně jednodušší spolupráce tranzistoru s nulovou diodou. Tranzistor se vzhledem ke svým velice krátkým vypínacím časům může bez problémů v dynamických dějích pohybovat v blízkosti hranice $U_{(BR)DSS}$.

Kladný teplotní součinitel odporu $R_{DS(on)}$ významně ulehčuje paralelní řazení MOSFET, což se v praxi velmi často používá.



Shrnutí pojmů 1.7.

Princip činnosti unipolárního tranzistoru spočívá v řízení vodivosti vodivého kanálu velikostí elektrického pole.

Velikost elektrického pole je určována velikostí napětí na hradle tranzistoru.

Kanál vzniká jako inverzní vrstva v polovodiči u rozhraní s izolací hradla. Pro spínací unipolární tranzistory se využívá izolace hradla oxidem křemíku – tranzistor MOSFET.

Statické vlastnosti MOSFET popisuje výstupní voltampérová charakteristika. Tranzistor v sepnutém stavu charakterizuje jeho odpor v sepnutém stavu.

MOSFET je řízen napětím hradla. Protože je hradlo izolované, je ve statickém stavu velmi vysoký vstupní odpor.

Zesílení tranzistoru je definováno transkonduktancí g_{fs} .

Dynamické vlastnosti MOSFET předurčují jeho parazitní prvky. Nejdůležitějšími parazitními prvky jsou parazitní kapacity, zejména tzv. Millerova kapacita. Kapacity jsou napěťově závislé a nelineární.

Zásadní vliv na činnost MOSFET má parazitní bipolární tranzistor. Jeho přechod kolektor - báze se využívá jako antiparalelní dioda. MOSFET je zpětně propustný spínací prvek.

Dynamické vlastnosti jsou charakterizovány dobou zapnutí a dobou vypnutí tranzistoru a jejich dílčími dobami, dobou zpoždění sepnutí, resp. vypnutí, a dobou nárůstu, resp. poklesu. Definice těchto dob vyplývají z časových průběhů. Zapínací a vypínací doby se pohybují v desítkách až stovkách nanosekund.

Podmínky zatěžování MOSFET určuje jeho dovozená pracovní oblast. Pracovní oblast pozitivně ovlivňuje kladný teplotní součinitel odporu v sepnutém stavu. V dynamických stavech je pracovní oblast omezena velikostí maximálního kolektorového proudu I_{DM} a hodnotou špičkového průrazného napětí $U_{(BR)DSS}$. Pro trvalé zatížení je omezena maximální dovozenou teplotou polovodiče T_{jmax} , resp. dovozenou výkonovou ztrátou pouzdra součástky.

Kladný teplotní součinitel odporu v sepnutém stavu přispívá jednoduchému paralelnímu řazení MOSFET pro zvýšení proudové zatížitelnosti spínače.



Otázky 1.7.

1. Jaký je princip a struktura unipolárního tranzistoru?
2. Co znamená zkratka MOSFET a čím je tranzistor specifický?
3. Jak a kde vzniká inverzní vrstva a jak souvisí typ kanálu a typ nevlastního polovodiče ve kterém vzniká?
4. Který typ unipolárního tranzistoru se převážně používá pro spínací aplikace a kterému typu bipolárního tranzistoru odpovídá orientací veličin?
5. Které charakteristiky popisují statické vlastnosti unipolárního tranzistoru?
6. Které jsou základní katalogové parametry tranzistoru v sepnutém stavu?
7. Které jsou základní katalogové parametry tranzistoru v rozepnutém stavu?
8. Které parazitní prvky vznikají v polovodičové struktuře MOSFET?
9. Jak ovlivňují parazitní prvky chování MOSFET ve statickém a dynamickém stavu?

10. Jak jsou definovány časy při zapínání a časy při vypínání MOSFET?
11. Jak vzniká a k čemu se využívá parazitní bipolární tranzistor?
12. Co je to teplotní součinitel odporu, které elektrotechnické materiály mají záporný a které kladný teplotní součinitel odporu?
13. Které spínací polovodičové součástky mají kladný a které záporný teplotní součinitel odporu?
14. Proč kladný teplotní součinitel odporu v sepnutém stavu ulehčuje paralelní řazení tranzistorů?
15. Co definuje dovolená pracovní oblast MOSFET?
16. Které mezní parametry MOSFET vymezují pracovní oblast tranzistoru pro dynamické a krátkodobé stavy a které pro trvalé zatížení v ustáleném stavu?
17. Jak souvisí dovolená pracovní oblast MOSFET s jeho výstupní charakteristikou?
18. Jak vypočteme ztrátový výkon tranzistoru ve spínacím režimu?
19. Jaké jsou výkonové a dynamické parametry dostupných MOSFET tranzistorů?
20. Jaké jsou typické aplikace MOSFET tranzistorů?



Korespondenční úkol

Korespondenční úkol č.1

Pro zadaný typ diody nebo tyristoru a zadaný průběh proudu proveďte:

1. linearizaci charakteristiky zadaného prvku,
2. vytvoření křivky zadaného časového průběhu proudu v programu Excel nebo jiném simulačním programu,
3. pro tento proud vytvořte křivku propustného napětí a ztrátového výkonu na zadaném prvku,
4. vypočtete střední hodnotu ztrátového výkonu.

Korespondenční úkol č.2

Pro zadaný typ tranzistoru a jeho nulové diody, velikost napájecího napětí a odpovídající spínací kmitočet proveďte pro zadanou odporovou a induktivní zátěž:

1. vytvoření křivky časového průběhu proudu a napětí v programu Excel nebo jiném simulačním programu pro oba typy zátěže,
2. pro získané průběhy vytvořte křivku ztrátového výkonu na zadaném prvku,
3. vypočtete střední hodnotu ztrátového výkonu v sepnutém stavu, rozepnutém stavu a při dynamických stavech,
4. vypočtete celkovou střední hodnotu ztrát.



Další zdroje

- Bartoš, S.: Součástky IGCT zjednoduší a zdokonalí výkonové polovodičové měniče. In: Elektro č.6, Praha, 2000
- Brandštetter, P.: Střídavé regulační pohony - Moderní způsoby řízení, monografie, VŠB-TU 1999, ISBN 80-7078-668-X
- Dudrik, J.: Výkonové polovodičové súčiastky, TU Košice, 2001, ISBN 80-89061-26-5, 61 s.
- Grüning, H. et al: High power hard driven GTO module for 4.5 kV / 3 kA snubberless operation. In: PCIM Conference 21-23 May 96, Nürnberg.
- Holtz, J. : Gate Assisted Reverse and Forward Recovery of High-Power GTO's in Series Resonant DC-Link Inverters in IEEE Transactions on Power Electronics 1999, p. 227-232
- Kůs V.: Vliv polovodičových měničů na napájecí soustavu, BEN Technická literatura, Praha 2002, ISBN 80-7300-062-8
- Palacký, P.: Signálové procesory. VŠB-TU Ostrava, 2002
- Patočka, M.: Vybrané stati z výkonové elektroniky – svazek II, Pulsní měniče bez vf. impulsního transformátoru. PC-DIR, Brno 1997, ISBN 80-214-0883-9
- Stillman H. M.: IGCTs - megawatt power switches for medium-voltage applications. ABB Corporate Technology
- Temple, V.: MOS- Controlled Thyristors a New Class of Power Devices, IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 33, No. 10/1986, str. 1609-1618
- Vaculíková, P. - Vaculík, E. - a kol.: Elektromagnetická kompatibilita. GRADA Publishing, 1998
- Vondrášek, F.: Výkonová elektronika I., skripta ZČU, Plzeň, 1994, ISBN 80-7082-136-1, 72 s.
- Vondrášek, F.: Výkonová elektronika II., skripta ZČU, Plzeň, 1994, ISBN 80-7082-137-1, 149 s.
- Vondrášek, F.: Výkonová elektronika III., skripta ZČU, Plzeň, 1998, ISBN 80-7082-485-9, 252 s.