

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**

Katedra elektroenergetiky a ekologie

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Porovnání charakteristik spínání vypínačů a polovodičů

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
Fakulta elektrotechnická
Akademický rok: 2017/2018

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE
(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Bc. Adam NEHONSKÝ**
Osobní číslo: **E16N0110P**
Studijní program: **N2612 Elektrotechnika a informatika**
Studijní obor: **Elektroenergetika**
Název tématu: **Porovnání charakteristik spínání vypínačů a polovodičů**
Zadávací katedra: **Katedra elektroenergetiky a ekologie**

Z á s a d y p r o v y p r a c o v á n í :

1. Zpracujte rešerši a hodnocení stavu v ČR a ve světě.
2. Porovnejte stacionární proudové zatížení diody, tyristoru a dalších prvků s vypínačem.
3. Porovnejte dynamické charakteristiky spínání polovodičů a kontaktních spínačů.
4. Definujte limitní parametry obou spínacích zařízení a zdůvodněte jejich technické a ekonomické použití.

Rozsah grafických prací: **podle doporučení vedoucího**

Rozsah kvalifikační práce: **40 - 60 stran**

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

Seznam odborné literatury:

1. Technická data vypínačů
2. Technická data polovodičů
3. Časopisy a firemní literatura


Vedoucí diplomové práce: **Prof. Ing. Zdeněk Vostracký, DrSc., dr. h. c.**
Katedra elektroenergetiky a ekologie

Datum zadání diplomové práce: **10. října 2017**

Termín odevzdání diplomové práce: **24. května 2018**


Doc. Ing. Jiří Hammerbauer, Ph.D.
děkan




Doc. Ing. Karel Noháč, Ph.D.
vedoucí katedry

V Plzni dne 10. října 2017

Abstrakt

Diplomová práce je zaměřena na dnes nejčastěji využívané vypínače a výkonové polovodičové součástky a porovnává jejich vypínací parametry. Z těchto parametrů je odvozeno technické použití vypínačů a výkonových polovodičových součástek. V práci je představeno rozdílné vypínání vypínačů a výkonových polovodičových součástek pro střídavé i stejnosměrné obvody a jsou uvedeny i různé parametry, které vypínací proces ovlivňují. Závěr práce je věnován hybridnímu vypínači HVDC, který spojuje výhodné vlastnosti vypínačů a výkonových polovodičových součástek.

Klíčová slova

Výkonový vypínač, polovodič, porovnání, limitní parametr.

Abstract

This diploma thesis deals with today's most frequently used circuit breakers and power semiconductor devices and compares their breaking parameters. The technical use of circuit breakers and power semiconductor devices is derived from these parameters. The thesis presents different switching off circuit breakers and power semiconductor devices for alternating and direct circuits and describes different parameters, which influence the breaking process. The conclusion is devoted to a hybrid HVDC breaker, which combines advantages of circuit breakers and power semiconductor devices.

Key words

Circuit breaker, semiconductor, comparison, limit parameter.

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně, s použitím odborné literatury a pramenů uvedených v seznamu, který je součástí této diplomové práce.

Dále prohlašuji, že veškerý software, použitý při řešení této diplomové práce, je legální.

.....
podpis

V Plzni dne 23.5.2018

Adam Nehonský

Poděkování

Tímto bych rád poděkoval vedoucímu diplomové práce prof. Ing. Zdeňkovi Vostrackému, DrSc., dr. h. c. a konzultantovi diplomové práce Ing. Vladimíru Vajnarovi za cenné profesionální rady, připomínky a metodické vedení práce.

Obsah

OBSAH	8
SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK	9
ÚVOD	10
1 VYPÍNAČE	11
1.1 ROZDĚLENÍ VYPÍNAČŮ	11
1.1.1 Olejové (kotlové) vypínače	11
1.1.2 Máloolejové vypínače	12
1.1.3 Expanzní vypínače	14
1.1.4 Tlakovzdušné vypínače	14
1.1.5 Tlakoplynové vypínače (s elektronegativním plynem SF ₆).....	16
1.1.6 Vakuové vypínače	18
1.2 PROCES VYPÍNÁNÍ VE STŘÍDAVÉM ELEKTRICKÉM OBVODU	20
1.3 PROCES VYPÍNÁNÍ VE STEJNOSMĚRNÉM ELEKTRICKÉM OBVODU	23
2 ZHÁŠEDLA	25
2.1 AXIÁLNÍ ZHÁŠEDLA.....	25
2.2 RADIÁLNÍ ZHÁŠEDLA	27
2.3 POROVNÁNÍ OBOU TYPŮ ZHÁŠEDEL.....	28
3 ZKRATY V TROJFÁZOVÉ SOUSTAVĚ	29
3.1 ZKRATOVÉ PROUDY NÁZVOSLOVÍ	30
3.2 ROZDĚLENÍ ZKRATŮ	32
3.3 VOLBA VHODNÉHO VYPÍNAČE.....	34
4 VÝKONOVÉ POLOVODIČOVÉ SOUČÁSTKY	36
4.1 POLOVODIČOVÁ DIODA	37
4.2 TRANZISTORY	44
4.2.1 Bipolární tranzistory.....	44
4.2.2 Unipolární tranzistory MOSFET	50
4.2.3 IGBT tranzistory	58
4.3 TYRISTORY.....	63
4.3.1 Vypínací tyristory GTO a IGCT	69
5 POROVNÁNÍ VYPÍNAČŮ A VÝKONOVÝCH POLOVODIČŮ	72
6 VYPÍNAČE HVDC	75
ZÁVĚR	76
SEZNAM LITERATURY A INFORMAČNÍCH ZDROJŮ	78

Seznam symbolů a zkratek

A	Anoda.
B	Báze.
BJT	Bipolar junction transistor. Bipolární tranzistor.
C	Kolektor.
ČEPS	Česká energetická přenosová soustava.
D	Drain.
E	Emitor.
ES	Elektrizační soustava.
G	Gate. Hradlo.
GTO	Gate turn – off thyristors. Tyristory vypínané hradlem.
HVDC	High voltage direct current. Přenos stejnosměrného proudu velmi vysokého napětí.
IGBT	Insulated gate bipolar transistor. Bipolární tranzistor s izolovaným hradlem.
IGCT	Integrated gate - commutated thyristor. Tyristor řízený integrovanou řídicí elektrodou.
K	Katoda.
MOSFET	Metal oxide semiconductor field effect tranzistor. Tranzistor řízený polem s hradlem izolovaným oxidem.
S	Source.
SF ₆	Fluorid sírový.
TKR	Teplotní koeficient odporu.
UFD	Ultra fast disconnecter. Ultra rychlý odpojovač.
VA	Voltampérová.

Úvod

Cílem této práce je porovnání vypínačů s výkonovými polovodičovými součástkami. V první části práce představím vypínače a jejich rozdělení. Stručně popíši jednotlivé druhy vypínačů a zaměřím se na dnes nejpoužívanější tlakoplynové vypínače s elektronegativním plynem SF₆ a vakuové vypínače. Tlakoplynové vypínače SF₆ díky svým skvělým vypínacím parametrům dnes nahrazují předchozí druhy vypínačů na napěťové hladině VVN. To je významné především s ohledem na vývoj v elektrizační soustavě, kdy chceme přenášet stále větší výkony na co nejvyšších napěťových hladinách tak, aby přenos energie probíhal při co nejmenších ztrátách. Na napěťové hladině VN jsou dominantní vakuové vypínače, které mají výborné vypínací vlastnosti, ale i řadu dalších výhod, které v práci uvedu.

Vysvětlím také princip zhášedla u vypínačů, protože zhášedla u vypínačů definují nejdůležitější technické parametry pro vypínání poruchových a bezporuchových stavů. Poruchové stavy jsou klíčové pro volbu správného vypínače s potřebnými parametry. Pro volbu správného vypínače je rovněž nutná perfektní znalost sítě, ve které bude vypínač umístěn. Znalost sítě je nezbytná i z ekonomického hlediska, protože vypínač je drahý prvek v síti a zbytečné předimenzování by vedlo k prodražení.

V práci podrobně vysvětlím princip výkonových polovodičových součástek. Začnu výkonovou diodou, na níž půjde nejlépe popsat, jaké fyzikální reakce musí v polovodiči nastat, aby došlo k samotné vodivosti. Dále popíši, čím jsou ovlivněny parametry polovodičových součástek a na čem závisí jejich dynamické vlastnosti. Z výkonových polovodičových součástek představím bipolární tranzistor a unipolární tranzistor MOSFET s cílem porozumět jednomu z dnes nejpoužívanějších tranzistorů, a sice tranzistoru IGBT. Tranzistor IGBT spojuje výhody obou zmíněných tranzistorů a zároveň nepřebírá jejich negativní vlastnosti. Zmíním také výkonové polovodičové součástky tyristory, z nichž jsou dnes nejvíce využívané vypínací tyristory IGCT.

V závěru porovnáám parametry, vlastnosti a použití výkonových polovodičových součástek s vypínacími a uvedu vypínač HVDC jako příklad vypínače, který spojuje výhodné vlastnosti výkonových polovodičových součástek a vypínačů.

1 Vypínače

Se stále se zvyšující potřebou elektrické energie narůstá také přenos elektrické energie na co nejvyšších napěťových hladinách. V České republice je hlavní energetickou společností Česká energetická přenosová soustava (ČEPS), která se stará o přenosovou síť na napěťových hladinách 220 a 400 kV. Společnost ČEPS chce do budoucna nahradit celou síť 220 kV sítí 400 kV. To by zvýšilo možnost přenosu elektrické energie a snížilo ztráty.

Přechod na stále vyšší napěťové hladiny s sebou nese i zvětšující se nároky na všechny části přenosové soustavy. S nárůstem přenášených výkonů se rychle zvětšují i následující nároky na spínací přístroje:

- *zvětšení jmenovitých proudů,*
- *zvětšení zkratových proudů,*
- *zvýšení jmenovitých napětí,*
- *omezení spínacích přepětí,*
- *zlepšení spolehlivosti provozu,*
- *zmenšení požadavků na údržbu,*
- *zlepšení odolnosti proti klimatu,*
- *zmenšení velikosti a ochrana životního prostředí.* [1]

Na vypínače jsou kladeny velké nároky na spínání při nežádoucích provozních podmínkách (zkrat, přepětí, apod.), aby mohly zamezit poškození dalších dražších prvků v elektrizační soustavě (ES). Vypínače, jejich konstrukce a nároky na ně se velice liší pro použití na různých napěťových hladinách. Hlavními parametry vypínačů jsou:

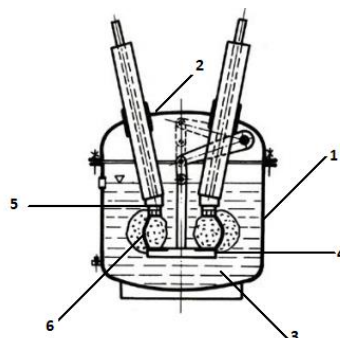
- *vypínané zkratové proudy 20 kA až 100 kA,*
- *maximální provozní spolehlivost.* [1]

1.1 Rozdělení vypínačů

1.1.1 Olejové (kotlové) vypínače

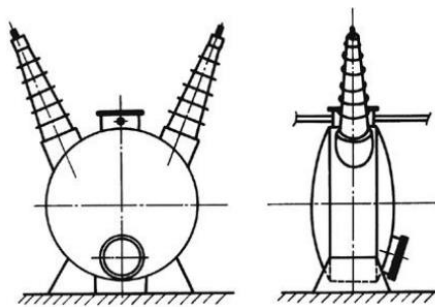
Tento typ vypínačů již v naší elektrizační soustavě nenajdeme. K hašení oblouku používají olej, který slouží i k izolaci proudové dráhy proti zemi. Vypínače tohoto typu využívají velké množství oleje. To byl hlavní důvod přechodu na vypínače máloolejové.

Díky máloolejovým vypínačům klesá cena na provoz zařízení a provoz zařízení je bezpečnější. [1]



Obr. 1 Schematický náčrt kotlového vypínače. (1) kotlová nádoba, (2) víko, (3) olejová náplň, (4) izolační táhlo, (5) pevný kontakt, (6) hořící oblouk. [1], [3]

Zhášecí zdvih u olejových vypínačů s napětím neúměrně vzrůstá, protože oblouk bez jakýchkoli pomocných zařízení hoří volně v oleji a vznikající plyny jsou vodivé. To vede k velkému zdvihu pohyblivého kontaktu, vysoké nádobě, velkému množství oleje a velkým škodám při poruše. Z těchto důvodů se upustilo od způsobu volného přerušení proudu v oleji. Nově se opatřily pevné kontakty zhašecími komorami, které zkrátily nutné zdvihy vypínačů. [1]



Obr. 2 Olejový vypínač. [3]

1.1.2 Máloolejové vypínače

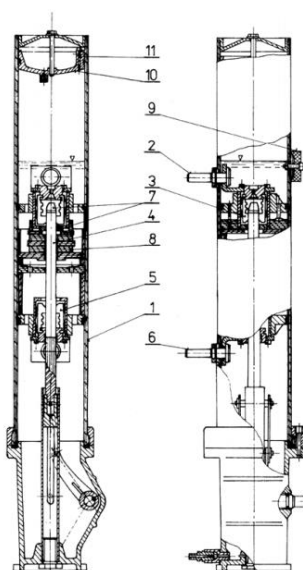
Na rozdíl od vypínačů kotlových je u máloolejových vypínačů řešena izolace proti zemi pevnými izolanty a olej plní funkci zhašedla a izolantu v rozepnuté kontaktní dráze.[3]

Hlavní výhodou máloolejových vypínačů je menší olejová náplň. Z toho vyplývá menší nebezpečí při poruše a následném požáru. Nebezpečí vzplanutí je v případě použití

vypínače v mezích jeho vypínacích výkonů minimální. Dalšími výhodami jsou jednodušší údržba, méně náročný provoz těchto vypínačů a malá závislost vypínací schopnosti na strmosti zotaveného napětí. Dnes jsou v elektrizační síti máloolejové vypínače stále k vidění, ale postupně je nahrazují tlakoplynové vypínače SF₆. [2]

Z hlediska provedení je můžeme rozdělit na:

- *průchodkové,*
- *nástěnné,*
- *sloupové.*



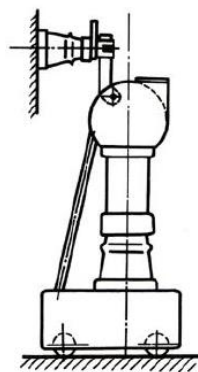
Obr. 3 Sloupové provedení máloolejového vypínače vn. [3]

Na obr. 3 je zobrazeno sloupové provedení máloolejového vypínače, který se skládá z následujících jednotlivých částí. (1) Sklotextilová pólová trubka (uvnitř kontaktní systém a zhášecí komora). Proudová dráha je tvořena (2) přívodní svorkou, (3) pevnými kontakty, (4) pohyblivým kontaktem, který prochází (5) průchozími kontakty, spojenými s (6) vývodovou svorkou. Pevné i pohyblivé kontakty jsou opatřeny (7) opalovacími kontakty. Celý kontaktní systém je umístěn ve (8) zhášecí komoře. Ke kontrole hladiny oleje slouží (9) olejoznak. (10) Prostor slouží jako expanzní prostor. Zhášecí komora je kombinovaná, se dvěma radiálními a jednou axiální částí. [3]

1.1.3 Expanzní vypínače

Kvůli nebezpečí požáru u olejových vypínačů vznikl vypínač expanzní. Ten je založen na stejném principu jako vypínač máloolejový, ale místo oleje používá jako zhasací médium vodu. Voda je levná, nehořlavá a má obdobné vlastnosti jako olej. Pro zhasení oblouku je příznivá velká tepelná vodivost produktů vznikajících při rozkladu vody obloukem, a to zejména vodík. Další výhodou je, že nevznikají další produkty, které by zhoršovaly její izolační vlastnosti.

Voda má dobrou izolační pevnost, ale menší izolační odpor a nelze jí zatížit napětím po delší dobu. Zbytkový malý proud by způsobil ohřev a podél vzniklých plynových bublinek by došlo k průrazu. Proto se zařazuje do série další vypínací stupeň.



Obr. 4 Expanzní vypínač v kombinaci s odpojovačem. [3]

Z důvodu použití vody za snížených teplot, musí být voda upravena určitými přísadami. V našich podmínkách se zhasací médium nazývá expanzin. I přes některé pozitivní vlastnosti se od expanzních vypínačů upustilo, a to především kvůli třaskavé směsi vodíku a kyslíku. [3]

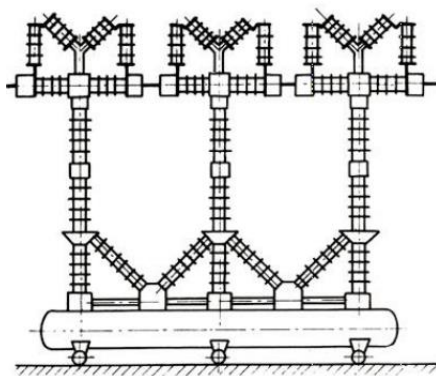
1.1.4 Tlakovzdušné vypínače

U tlakovzdušných vypínačů lze kladně hodnotit jejich: velkou vypínací schopnost, velmi rychlý chod mechanismu, konstantní a velmi krátkou dobu hoření oblouku, vysokou čistotu provozu a nevybušnost. Tlakovzdušné vypínače se používali pro svou ekonomickou a konstrukční náročnost (nutnost kompresorové stanice, rozvodu stlačeného vzduchu a jeho spotřeba) v sítích VVN. Pro sítě VN se tlakovzdušné vypínače používaly v místech

s extrémními podmínkami, kde se nemohl použít jiný typ vypínačů a tam, kde ekonomická náročnost byla vykompenzována spolehlivostí.

Princip zhášedel je podobný jako u kapalinových vypínačů, ale zde si oblouk sám nevytváří zhášecí plyn. Plyn je v zásobníku tlakového vzduchu a je používán nejen k zhášení, ale i k mechanickým úkonům. Zhášení oblouku se provádí stlačeným vzduchem o tlaku 2MPa, později u některých dokonce 6,3 MPa. Vypínací výkonnost z hlediska vypínaného proudu je závislá na tzv. jevu zahlcení trysky. Při hoření oblouku dochází k velkému oteplení okolního vzduchu, který se rozpíná všemi směry. Při malých proudech je tento vznikající tlak zanedbatelný. Při vysokých proudech tlak rychle vzroste a působí negativně na zhášecí vzduch. Pokud tlak vzroste důsledkem proudu na takový tlak, že zamezí průniku zhášecího vzduchu, dochází k selhání vypínače.

Tyto vypínače můžeme rozdělit na základě několika hledisek, například podle tvaru zhášecí komory, způsobu ovládání, nebo uspořádání vypínací skupiny. [1]



Obr. 5 Uspořádání jednoho pólu tlakovzdušného vypínače VVN 220 kV. [3]

Rozdělení podle tvaru zhášecí komory:

- **Vypínače s otevřenými zhášedly.** Zhášení oblouku probíhá účinkem stlačeného vzduchu, ale ve volném ovzduší. Jedná se tedy o tzv. vypínač s volným obloukem (jeho část je vně zhášedla).
- **Vypínače s uzavřenou zhášecí komorou.** Zhášecí komora je buď s izolačním, nejčastěji s porcelánovým pláštěm, nebo s kovovým pláštěm a průchodkou.

V dnešní době je již velké množství těchto vypínačů nahrazeno vypínači SF₆, a to kvůli vyšší spolehlivosti a ekonomické nenáročnosti (provoz, údržba). [1]

1.1.5 Tlakoplynové vypínače (s elektronegativním plynem SF₆)

K přechodu na vypínače s elektronegativním plynem SF₆ došlo především kvůli rostoucím požadavkům na spínací přístroje. Ideální izolační a zhášecí látkou je právě elektronegativní plyn fluorid sírový (SF₆).

Elektronegativní plyn SF₆ disponuje následujícími vlastnostmi:

- **vysoká elektrická pevnost** (větší než dvojnásobek elektrické pevnosti vzduchu),
- **nehořlavost**,
- **velká chemická stálost**,
- **příznivé vlastnosti při odvodu tepla** (menší měrná tepelná kapacita, ale větší hustota, a tudíž schopnost předávat teplo, je několikrát větší než u vzduchu),
- **výborné zhášecí vlastnosti**.

Plyn SF₆ byl vybrán kvůli nejlepším fyzikálním, chemickým a elektrickým vlastnostem ze všech nejrůznějších plynných médií pro zhášení elektrického oblouku. V plynném skupenství je bezbarvý, bez zápachu, nehořlavý a nejedovatý. Při teplotě 20 °C a normálním tlaku je hustota SF₆ přibližně pětikrát větší než hustota vzduchu. [2]

Dalším důvodem výběru SF₆ je jeho chemická stálost. Pokud je teplota menší než 550 °C je SF₆ chemicky neaktivní a nedochází k poškození látek používaných běžně pro stavbu vypínačů. Při působení teplot elektrického oblouku se z části mění na sloučeniny s menším obsahem fluoru, ale většina se opět spojí na původní SF₆ a zbytek musí být zachycen vhodným absorbentem.

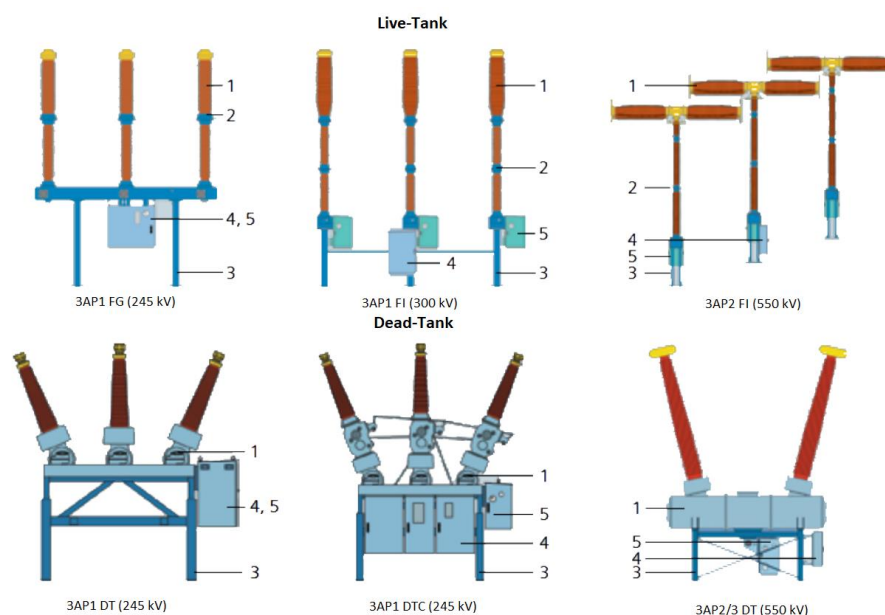
Při rozpadu SF₆ vzniká:

- **SF₂** - jedovatý plyn,
- **S₂F₂** - zapáchající plyn,
- **SF₄** - velmi dráždivý plyn,
- **S₂F₁₀** - nebezpečný plyn,
- **kovové fluoridy** (žhavé kovy ve styku s SF₆) - Usazují se jako jemný prach na stěnách přístroje. Mají dobré izolační vlastnosti při nízké vlhkosti. [2]

Faktory ovlivňující izolační vlastnosti plynu:

- **Faktory, které přímo ovlivňují elektrickou pevnost:** tlak plynu, přeskoková vzdálenost, tvar elektrod.
- **Faktory, které lze ovlivnit:** vlhkost plynu (nutné držet na nízké úrovni pro zajištění bezpečnosti elektrických zařízení, tak aby nedocházelo k vnitřnímu rosení na izolačních částech), nečistota plynu, nečistoty elektrod.
- **Faktory, s kterými je třeba počítat:** doba a tvar přiloženého napětí, plocha elektrod, vliv vloženého izolantu, drsnost elektrod.

Vypínač je napěťově dimenzován na elektrickou pevnost SF₆ při tlaku 0,4 MPa. To je výhodné v případě ubývání tlaku až na hodnotu 0,2 MPa, do které elektrická pevnost SF₆ vzrůstá. Díky tomu při netěsnosti přístroje nedojde ihned k vnitřnímu průrazu a je čas na příslušná opatření.



Obr. 6 Provedení vypínačů SF₆ live-tank a dead-tank. 1 Zhášedlo s kontaktním systémem, 2 izolátor, 3 opora, 4 řídicí skříň, 5 skříň pohonu [18]

SF₆ spojuje výhodné vlastnosti používaných zhášecích prostředků (olej, stlačený vzduch), ale zároveň nepřebírá jejich negativní vlastnosti. Proto je univerzálním zhášecím médiem pro celý výrobní program VVN a ZVN. Dnes jsou k dispozici tlakoplynové vypínače až pro napětí 800 kV a jsou schopné přerušit zkratový proud o velikosti 80 kA. [2]

Vypínače s plynem SF₆ se vyvíjely postupně v souladu se znalostmi charakteristik zhášecího plynu. Vývoj těchto vypínačů lze rozdělit do čtyř generací:

- **1. Generace (dvoutlakové vypínače).** Tyto vypínače používají obdobný princip jako vypínače tlakovzdušné. Jedná se o princip, kdy dosáhneme pomocí kompresorového soustrojí požadovaného tlaku uvnitř zhášedla, například 2 MPa a vně zhášedla 0,4 MPa. Nevýhody spočívající v nuceném přihřívání stlačeného plynu SF₆ a velké složitosti vedly k nutnosti zdokonalení.
- **2. Generace (jednotlakové vypínače, neboli puffer type).** U této generace je pomocí pohybu pístu spojeného s kontaktním ústrojím dosaženo tlakového rozdílu pro proudění plynu.
- **3. Generace (self-blast).** Tato generace využívá energii oblouku. Díky němu dochází k zahřívání plynu a tedy i jeho rozpínání, čímž narůstá tlak plynu ve zhášecí komoře. Problémy vznikají při vypínání malých proudů, kdy není energie oblouku dostatečně velká.
- **4. Generace.** U této generace je zajištěno vypnutí i malých proudů pomocí přídavné komprese zajištěné díky další komoře s pístem. [1], [17]

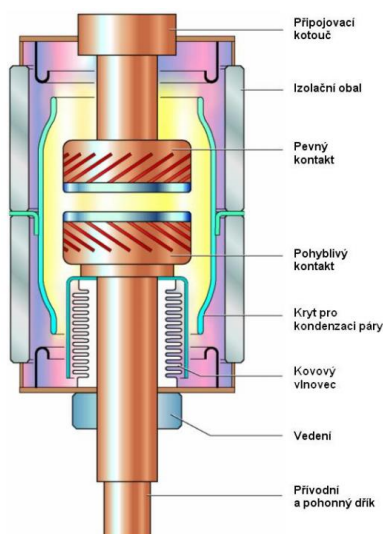
1.1.6 Vakuové vypínače

Myšlenka vakuového vypínače má dlouhou historii, nicméně její realizace nebyla dříve možná. Z důvodů složitosti technologických postupů (například získání čistých odplyněných kontaktních materiálů a dosažení vakuové těsnosti spojováním kovů a izolantů). V dnešní době jsou tyto vypínače na takové úrovni, že nahrazují klasické vypínače na napěťové úrovni VN.

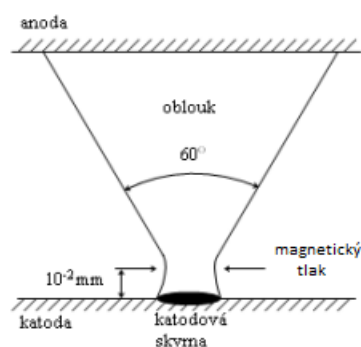
Na kontakty se zkoušelo více materiálů, ale každý samostatně měl nepřípustné negativní vlivy. Z toho důvodu se používají na kontakty slitiny materiálů (C_uB_i, WC_u, WCA_g, MoC_u a hlavně C_uC_r).

Protože není vhodné řadit vakuová zhášedla do série, jsou konstruována pro napětí od 3,2 kV do 38 kV, což je mezní použitelné napětí pro jedno zhášedlo. Vakuových vypínačů se často používá i v extrémních provozech, protože jsou nehořlavé, nevýbušné, nepůsobí nepříznivě na okolní prostředí, ani jím nejsou ovlivňovány. Malý zdvih kontaktů umožňuje

použití jednoduchého pohonného mechanismu a po dobu své životnosti (přes 10000 pracovních cyklů) se nemusí kontrolovat. [3], [6]



Obr. 7 Konstrukce vakuových zhášedel. [3]



Obr. 8 Oblouk ve vakuu. [3]

Oblouk vzniká mezi několika dotykovými body (tam, kde se kontakty dotýkají). Tím, jak se začnou kontakty oddalovat, zaniká kontaktní síla a zmenšuje se počet dotykových míst. Nakonec dojde k tomu, že zůstane pouze jedno místo dotyku kontaktů. Vlivem Jouleova tepla se toto místo začne zahřívat, až dojde k vypaření části kontaktového kovu. Při oddalování kontaktů se mezi nimi objeví mrak kovových par. Následně dochází k ionizaci kovových par a přenosu proudu vzniklým plazmatem. Na katodě se vytvoří kovová skvrna s velkou proudovou hustotou 10^3 až 10^4 A/mm². Katodová skvrna dodává k hoření oblouku stálý přísun kovových par. Na obr. 8 je zobrazen tvar oblouku a velikost stykové plochy oblouku s anodou, která je dostatečně velká a zaručuje, že se na anodě neobjeví přehřáté místo. Při nedostatku kovových par ztrácí oblouk svou stabilitu a dochází

k přerušení proudu mimo jeho přirozenou nulu. Plná elektrická pevnost prostoru mezi kontakty se obnovuje v mikrosekundách. Rychlé opuštění prostoru vede k expanzi par do okolí, což způsobí značné urychlení deionizace. Část kovových par kondenzuje na anodě a část na stínících krytech obklopujících kontakty. Při vypínacích pochodech tedy dochází ke ztrátě kontaktního materiálu. Velikost této ztráty je závislá na velikosti vypínacího proudu, fyzikálních vlastnostech kontaktů, na tvaru a velikosti kontaktů. Z pohledu životnosti jsou právě tyto ztráty značně limitující. [2]

1.2 Proces vypínání ve střídavém elektrickém obvodu

Střídavý proud lze snadněji vypnout než proud stejnosměrný. Střídavý proud při frekvenci 50 Hz prochází každých 10 ms nulou. Právě v čase, kdy prochází proud nulou, se snažíme o vyfukování horkých ionizovaných plynů z oblasti mezi elektrodami. Snažíme se tak zajistit deionizaci prostředí mezi kontakty a zamezit prohoření oblouku do další půlvlny. Pokud nedojde k opětovnému zapálení oblouku, mluvíme o úspěšném vypnutí. V procesu vypínání můžeme rozlišit jednotlivé intervaly, a sice silnoproudý, interakční a dielektrický. V následujících odstavcích popíšeme jednotlivé intervaly. [1], [19]

Silnoproudý interval

Silnoproudý interval zahrnuje oblast velkých zkratových proudů, které procházejí obloukem při vypínání. Z důvodu velkého zkratového proudu je obloukové napětí malé oproti napětí zdroje a stejně tak je malý i činný odpor oblouku oproti impedanci zkratového obvodu. Proud je tak dán pouze vlastními parametry obvodu. V tomto intervalu tak neuvažujeme vzájemné působení obloukového napětí a proudu v obvodu. To neplatí při vypínání malých induktivních a kapacitních proudů, protože poměrně velké obloukové napětí deformuje křivku proudu.

V okolí maximální hodnoty proudu se proud mění velice málo. Pokud zanedbáme změnu proudu o méně než 10 % od maximální hodnoty ($I_{max} \leq 0,9$), bude této podmínce vyhovovat následující časová oblast:

$$\Delta t = 2 \cdot \frac{1}{\omega} \cdot \arcsin(0,9) = 2 \cdot \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 50} \cdot \arcsin(0,9) = 2,78 \cdot 10^{-3} (s) \quad (1)$$

Výsledek rovnice tak odpovídá 27,8 % doby půlperrody. Jelikož je časová konstanta oblouku řádově stokrát menší než oblast Δt , je možné v oblasti maximálního proudu považovat oblouk za stacionární. Tyto úvahy platí pro dobu hoření v celé půlperiodě proudu.

V silnoproudém intervalu má oblouk velký průměr a rozhodující oblastí je okolí maximálního proudu I_{max} , ve kterém lze oblouk považovat za stacionární. Pro tuto velikost proudu je třeba stanovit dvě podmínky, při kterých se v silnoproudé oblasti nenaruší vypínací pochod. První podmínkou je zamezit zahlcení trysky až do té míry, kdy by bylo znemožněno proudění plynu i v okolí nuly proudu a došlo tak k termickému selhání vypínače. Druhou podmínkou je, že nesmí nastat poškození zhášecí trysky ani jiné součásti zhášecí komory tepelným působením oblouku. [1]

Interakční interval

Interakční interval zahrnuje oblast hoření oblouku, ve které dochází k vzájemnému působení spínacího oblouku a vypínaného obvodu. V tomto intervalu se rozhoduje, zda dojde k vypnutí nebo selhání vypínače. Počáteční podmínky spínacího pochodu pro interakční interval vychází z podmínek hoření oblouku v silnoproudém intervalu.

Interakční interval lze rozdělit na dva intervaly. Prvním je interval výrazné změny obloukového napětí před nulovou hodnotu proudu. Druhý je interval zbytkového proudu po nulové hodnotě proudu.

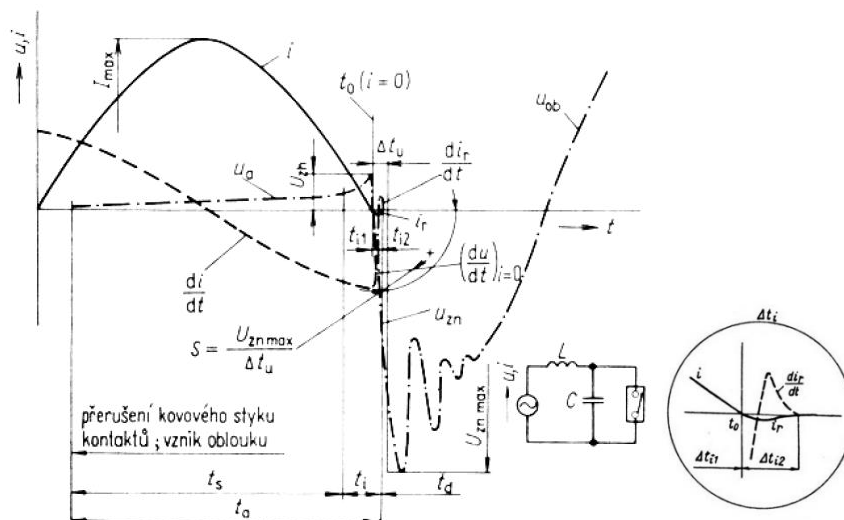
Pokud nedojde v prvním intervalu k podstatnému navýšení obloukového napětí a neobjeví se napěťová zhášecí křivka, vypínač většinou nevypne. Obloukový sloupec má velkou vodivost. To může být zapříčiněno nedostatečným chlazením v oblasti nulové hodnoty proudu, následkem zahlcení trysky v silnoproudé oblasti nebo špatně navrženými výfuky ze zhášecí komory. Nevypnutí vypínače se charakterizuje jako tepelné selhání.

V druhém intervalu prochází krátkodobě (řádově 10 μ s) malý zbytkový proud obloukem i po nulové hodnotě proudu. To je zapříčiněno zbytkovou vodivostí oblouku vlivem jeho tepelné setrvačnosti. Pro vypnutí je nutné, aby odvod ztrát z oblouku byl větší, než je příkon oblouku.

V interakčním intervalu je rychlá časová změna proudu a projeví se tepelná setrvačnost oblouku. Tepelný obsah oblouku, teplota, vodivost a obloukové napětí neodpovídají okamžité hodnotě proudu jako ve stacionárním stavu, ale jsou časově zpožděny. Z toho vyplývá, že oblouk je nutno zkoumat jako dynamický. Vypínací schopnost v iteračním intervalu je dána strmostí proudu při nulové hodnotě $(di/dt)_i = 0$ a průběhem zotaveného napětí charakterizovaným zejména jeho počáteční strmostí du_{zot}/dt . [1]

Dielektrický interval

Dielektrický interval je interval po přerušení proudu v obvodu. Pokud je proud přerušen, tak při nulové hodnotě proudu je di/dt maximální, následně se vlivem zbytkového proudu změní znaménko di/dt a po vypnutí je $di/dt = 0$. Pokud nastane skok průběhu di/dt z nulové hodnoty na maximální, došlo k selhání v dielektrickém intervalu. To znamená, že došlo k přeskoku a k opětovnému zapálení oblouku. V dielektrickém intervalu je vypínací dráha mezi kontakty namáhána časově proměnlivým zotaveným napětím, jehož průběh je dán pouze elektrickým obvodem. Pokud je zotavené napětí mezi kontakty po celou dobu menší než průrazné napětí vypínací dráhy, dokončí vypínač úspěšně vypnutí. Při opětovném zapálení oblouku se selhání charakterizuje jako dielektrický průraz. Dielektrický průraz je způsoben nedokonalými termodynamickými poměry mezi kontakty. Termodynamické poměry jsou ovlivněny počátečními podmínkami z doby hoření oblouku nejvíce v silnoproudém intervalu, protože v silnoproudém intervalu dochází k ohřívání proudícího plynu a kontaktů. Tím, že dojde k ohřátí plynu, dojde k poklesu jeho elektrické pevnosti. Oteplením kontaktů dochází k usnadnění tepelné emise elektronů z kontaktů. Dielektrický průraz nastává nejčastěji v počáteční fázi nárůstu zotaveného napětí, protože poměry ve vypínací dráze jsou nejvíce ovlivněny předchozím hořením oblouku. Pokud dojde k dielektrickému průrazu v okolí maxima zotaveného napětí nebo po průchodu zotaveného napětí maximální hodnotou, může to být způsobeno nedostatečnou elektrickou pevností mezi kontakty následkem nevhodného tvaru elektrického pole, nedokonalým prouděním plynu s místními víry nebo malou vzdáleností kontaktů. [1]



Obr. 9 Základní intervaly vypínacího pochodu. t_s silnoprůdový interval, t_i interakční interval, t_{i1} interval výrazné změny obloukového napětí, t_{i2} interval zbytkového proudu, t_d dielektrický interval, t_a doba hoření oblouku, i proud, di/dt derivace proudu podle času, i_r zbytkový proud, di_r/dt derivace zbytkového proudu podle času, u_a napětí oblouku, U_{zh} zášsecí amplituda napětí, u_{zn} zotavené napětí, U_{znmax} maximální hodnota zotaveného napětí, u_{ob} obnovené napětí, S strmost zotaveného napětí, Δt_u doba od průchodu nulou do okamžiku protnutí tečny obalující křivku u_{zn} v hodnotě U_{znmax} , $(du/dt)_{i=0}$ okamžitá strmost zotaveného napětí v nulové hodnotě proudu. [1]

Zotavené napětí

Zotavené napětí je takové napětí, které se objeví na svorkách pólu vypínače po přerušení proudu. Při tom se přechodovým procesem vyrovnává původní úbytek napětí na odporu spínacího oblouku na napětí zdroje v místě vypínače naprázdno. Obnoveným napětím se rozumí napětí zdroje v okamžiku přerušení proudu. [6]

1.3 Proces vypínání ve stejnosměrném elektrickém obvodu

Vypínání ve stejnosměrném elektrickém obvodu je náročnější než vypínání ve střídavém elektrickém obvodu. Zde je proud stále stejný a při poruše dojde k jeho navýšení. Nedochozí tedy k vypínání proudu v proudové nule, kde má vypínač největší šanci při minimální dodávce tepla do oblouku ochladit prostředí mezi kontakty natolik, že nedojde k dalšímu rozhoření oblouku v další proudové půlperiodě.

Vypínání ve stejnosměrném obvodu je řešeno tak, že vypínač oblouk natahuje do značné délky. Tím narůstá odpor a ten spolu se sériově řazenou vypínanou zátěží způsobí

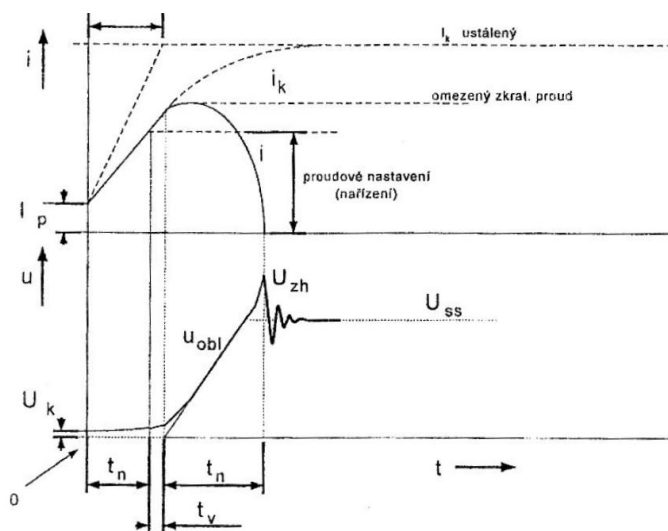
při daném napětí stejnosměrného zdroje pokles proudu na hodnotu, při které dojde k porušení stability oblouku a oblouk zhasne.

Poklesem hodnoty proudu v obvodu se na indukčnosti obvodu vytváří záporný úbytek napětí:

$$u_L = L \cdot \frac{di}{dt} \quad (2)$$

Tento úbytek se přičítá k napětí zdroje. Při strmém poklesu proudu do nuly se tak vytváří přepětová zhášecí špička napětí, která se po uhasnutí oblouku vyrovná přechodovým způsobem na hodnotu napětí stejnosměrného zdroje naprázdno.

Z oblouku je zapotřebí chlazením odvést jak dodanou energii do oblouku ze zdroje, tak energii dodanou do oblouku z indukčnosti obvodu. Velice důležité je stanovení rychlosti natahování oblouku vypínačem. Ideální je co nejrychlejší vypnutí, protože při vypínání je vypínač velmi tepelně namáhán. Pokud ovšem dojde k velmi rychlému natažení oblouku, vede to k rychlému poklesu vypínaného proudu a vznikají tak velká přepětí na indukčnosti obvodu. [6], [19]



Obr. 10 Proces vypínání ve stejnosměrném elektrickém obvodu. t_0 okamžik vzniku zkratu v obvodu, t_n doba nastavení, závisí mimo jiné na časové konstantě obvodu $\tau = L/R$, t_v vlastní doba vypínače (zpoždění od impulsu k vypnutí k okamžiku oddělení kontaktů), bývá 1 až několik ms, t_{obl} doba hoření oblouku, obvykle 5 až 30 ms, i_k zkratový proud, u_{obl} napětí oblouku, U_{zh} napětí zhášecí křivky, U_{ss} napětí stejnosměrného zdroje. [6]

2 Zhášedla

Princip a rozdělení zhášedel vysvětlím pro máloolejové vypínače. Máloolejové vypínače patří do skupiny vypínačů s vlastní zhášecí energií a jejich činnost je založena na tepelném rozkladu zhášecího média elektrickým obloukem. Využívá se tak zplodin vzniklých tepelným rozkladem k urychlení deionizačních pochodů mezi oddalujícími se kontakty. Zhášedla definují nejdůležitější technické parametry, kterými jsou pro vypínání poruch či bezporuchových stavů napětí a proud. Vypínací parametry jsou závislé například na konstrukci, použitém zhášecím médiu, sériovém řazení zhášedel, řazení odporů a kapacit.

Nejdříve se používala metoda volného hoření oblouku v oleji mezi oddalujícími se kontakty, ale tato metoda se nadále ukázala jako nesprávná, a to hlavně z důvodu nebezpečí havárie. Na řadu tak přišla nová metoda tzv. výbušná komora (axiální zhášedlo). Ta pracuje na principu oddělení oblouku od ostatního oleje a následně působí na vzniklý oblouk proud plynů vznikající rozkladem oleje obloukem ve zhášedle.

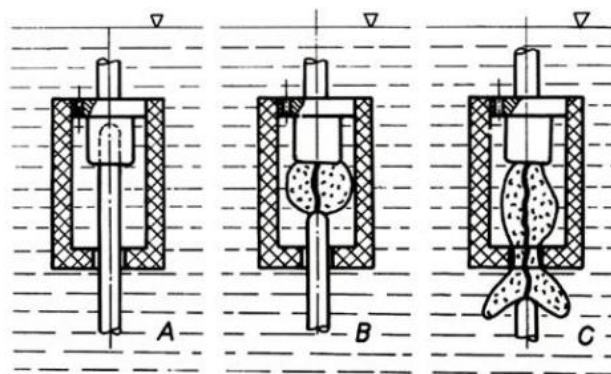
Oblouk se vytváří ve chvíli, kdy dojde k oddálení mezi kontakty. Vzniklý oblouk předává svou energii okolnímu médiu a okolní médium se začne měnit na plyny a páry o vysoké teplotě. V okolí oblouku se vytváří plynová bublina. Množství vytvořeného plynu je úměrné velikosti energie uvolněné obloukem a tlak plynů je dán množstvím plynů, objemem bubliny a zhášedla.

Zhášedla jsou rozdělena na axiální a radiální. Axiální zhášedla jsou ta, u kterých unikající plyny působí v ose působení oblouku a funkčním členem je tryska, v jejíž ose hoří oblouk. U radiálních zhášedel působí unikající plyny kolmo na oblouk a funkčním členem jsou zhášecí štěrbiny. Únik plynů z místa vzniku se řídí vhodnou konstrukcí zhášedla, tak aby plyny při průchodu proudem nulou účinně působily na zbytkový sloupec ionizovaných plynů. [3]

2.1 Axiální zhášedla

Princip axiálního zhášedla (výbušné komory) je zobrazen na obrázku 11. Zapnutý stav je na obrázku ve fázi A. Ve fázi B dochází k vysunutí roubíku z pevného kontaktu a dojde k zapálení oblouku. Oblouk začne rozkládat olej na plyny a páry a vytvoří kolem sebe

bublinu. Ve fázi C je otvor uzavřen roubíkem a vzniká tak velký tlak. Při vysunutí roubíku dochází k velmi rychlému úniku plynu podél hořícího oblouku do vnějšího prostoru, a tak je oblouk chlazen. Ke zhášení dochází při průchodu proudu nulou, kdy oblouk uhasne a v ose trysky je zbytkový ionizovaný sloupec rozrušován prudce proudícími plyny, které s sebou odnáší ionizované prostředí a navyšuje se tak elektrická pevnost.



Obr. 11 Princip axiálního zhášedla. [3]

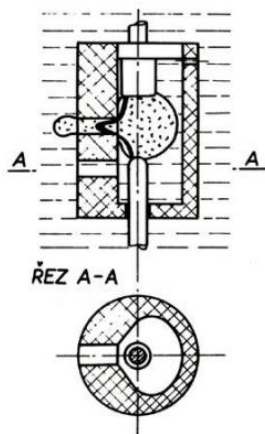
Vypínací výkon axiální trysky je omezen mechanickou pevností konstrukce z důvodu velkých rázů a tlaků dosahujících až 20 MPa při vypínání proudů několika desítek kiloampérů. Vypínací výkon je mnohonásobně větší než u vypínače s volným hořením oblouku a čas hoření je navíc kratší.

Aby rychlost proudících plynů byla taková jako rychlost zvuku, musí být dosaženo poměru tlaku před a za otvorem většího než 2:1. Tlak oleje za otvorem je přibližně roven atmosférickému, pak tedy stačí přetlak plynů o něco větší než 0,1 MPa k dosažení této rychlosti. Plyny před otvorem dosahují velmi vysoké teploty, a tak není problém této i vyšší rychlosti dosáhnout. Nejsou vyloučeny rychlosti až 1000 m/s.

Při malých a středních proudech dochází k dlouhému hoření oblouku. Důvodem je menší rychlost (1 až 3 m/s) vysouvání roubíku a délka trysky, která se zvětšuje s velikostí jmenovitého napětí. Při velkých proudech může být rychlost roubíku až 10 m/s, a proto je doba hoření oblouku kratší. Aby u zhášedla nedocházelo k dlouhému hoření oblouku při malých proudech a u velkých proudech k obrovským rázům, kde vysunutí roubíku připomíná explozi (odtud výbušná komora), přešlo se ke konstrukčním úpravám jednoduché axiální komory. [3]

2.2 Radiální zhášedla

V radiálním zhášedle opět vznikají plyny vytvořené hořením oblouku, ale tyto plyny působí kolmo na osu oblouku. Vnitřní prostor komory nemá kruhový průřez, ale zužuje se směrem k otvorům (štěrbinám). Štěrbiny jsou co nejbližší k vypínacímu roubíku (obr. 12). Při oddálení roubíku od pevného kontaktu dojde k uvolnění první štěrbině a nahromaděný plyn začne touto štěrbinou unikat, a plyny tak působí kolmo na oblouk, který je do štěrbin vtažován. Oblouk blokuje štěrbinu a neumožňuje tak plné proudění plynů štěrbinou. K tomu dojde až při průchodu proudu nulou. Postupným vysouváním roubíku se otevírají další štěrbině. Pokud oblouk neuhasne, otevře se jako poslední spodní axiální otvor.



Obr. 12 Princip radiálního zhášedla. [3]

Pro radiální systém se volí více kratších štěrbin z důvodu navýšení počtu míst rozrušení sloupce. S počtem štěrbin roste velikost napětí, které zhášedlo zvládne.

Pro správnou funkci radiálního zhášedla je důležitá konstrukce, která zajistí, aby oblouk hořel vždy před ústím do štěrbině a nebyl ovlivňován magnetickým polem vyvolaným sousední fází. Důležité je správné navedení oblouku do štěrbině pomocí síly vyvolané průchodem proudu proudovou drahou vlastní fáze. K uhnutí oblouku dojde, pokud není zachycen proudem plynů do štěrbině. Plyny pak budou neúčelně utíkat štěrbinou ven. To vede k selhání zhášedla. [3]

2.3 Porovnání obou typů zhášedel

U radiálního zhášedla dochází k dřívějšímu úniku plynů než u axiálního zhášedla. Tlak tedy nedosahuje velikosti axiálního zhášedla, ale vypínání je pozvolnější a nedochází k tak prudkému namáhání konstrukce při vypínání velkých proudů.

Při vypínání velkých proudů je účinnost obou systémů stejná. U malých proudů dochází v radiálním systému k prodlužování doby hoření z důvodu brzkého otevření štěrbin a následném snížení tlaku plynů.

U vypínačů se častěji používají radiální zhášedla a na velké proudy systémy kombinované. Kombinované systémy se používají z důvodu účinného zhášení i malých proudů. Axiální systémy se z důvodu velkých vypínacích rázů používají méně. Toto tvrzení již v dnešní době neplatí, protože jsou máloolejové vypínače nahrazovány vypínači vakuovými a tlakoplynovými vypínači SF₆. [3]

3 Zkraty v trojfázové soustavě

Zkraty jsou nejrozšířenější poruchou v ES. U venkovních vedení jde nejčastěji o jednofázové zemní zkraty nebo u izolovaných sítí o zemní spojení. Naopak u kabelových vedení většinou přecházejí jednofázové zkraty na zkraty vícefázové vlivem působení oblouku. Při zkratu dochází v ES k přechodovým jevům. Zkraty řadíme do příčných poruch a je pro ně charakteristické:

- *mnohonásobné překročení jmenovité hodnoty proudu,*
- *celková impedance zkratem postižené části sítě se zmenšuje,*
- *zmenšující se napětí v místech blízkých zkratu,*
- *účinky zkratového proudu způsobující oteplení zařízení,*
- *silové namáhání (dynamické účinky) zkratového proudu,*
- *problémy s vypínáním zkratového proudu, elektrický oblouk,*
- *přepětí vzniklá při zkratu,*
- *porušení synchronismu paralelně spolupracujících ES,*
- *rušení sdělovacích vedení (indukovaná napětí).*

Vznik zkratu je zapříčiněn například poruchami izolace způsobenými přepětím, přímým úderem blesku, zestárnutím izolačních materiálů, přímým poškozením venkovních vedení a kabelů.

U zkratového proudu jsou důležité jak jeho dynamické účinky, tak účinky tepelné. Dynamické účinky zkratového proudu jsou definovány nárazovým zkratovým proudem, který se vypočte:

$$I_{km} = K \cdot \sqrt{2} \cdot I_{k0}'' \quad (3)$$

K - činitel respektující útlum zkratového proudu, místo zkratu a jeho velikost. Pohybuje se v rozmezí 1,2 – 1,9 a I_{k0}'' - počáteční rázový zkratový proud.

$$F = \frac{2 \cdot k_1 \cdot k_2 \cdot I_{km}^2 \cdot l \cdot 10^{-7}}{a} \quad (4)$$

F - působící síla, koeficient k_1 - respektuje tvar vodiče, koeficient k_2 - respektuje uspořádání vodičů a fázový posun proudů, a - vzdálenost mezi vodiči a l - délka vodiče.

Tepelné účinky zkratového proudu jsou definovány ekvivalentním oteplovacím proudem, který se vypočte:

$$I_{ke} = \sqrt{\frac{1}{t_k} \cdot \int_0^{t_k} i_k^2(t) dt} = k_e \cdot I_{k0}'' \quad (5)$$

t_k - doba trvání zkratu. Hodnota t_k se většinou pohybuje od 0,05 s do 2 s. Koeficient k_e respektuje místo zkratu v soustavě a dobu trvání zkratu. Pro vzdálený zkrat a dobu trvání zkratu větší než 0,5 s můžeme uvažovat koeficient $k_e = 1$. I_{k0}'' - počáteční rázový zkratový proud.

3.1 Zkratové proudy názvosloví

I_{ks} (souměrný zkratový proud). Efektivní hodnota střídavé souměrné složky zkratového proudu (efektivní hodnota součtu rázové, přechodové a ustálené složky).

I_{k0}'' (počáteční rázový zkratový proud). Efektivní hodnota střídavé souměrné složky předpokládaného zkratového proudu v okamžiku vzniku zkratu $t = 0$, při konstantní impedanci. Přechodný střídavý proud vznikající v prvním okamžiku zkratu, kdy napětí má ještě původní hodnotu a impedance obvodu se již snížila díky zkratu. Obvykle se značí pouze jako I_k'' .

$$I_k'' = \frac{U_{výp}}{Z_k} = \frac{c \cdot U_n}{\sqrt{3} \cdot Z_k} \quad (6)$$

$U_{výp}$ - výpočtové napětí, Z_k - výsledná impedance k místu zkratu, U_n - jmenovité napětí a c - napěťový součinitel pro výpočet zkratových proudů.

I_k (ustálený zkratový proud). Efektivní hodnota zkratového proudu v okamžiku, po odeznění všech přechodových jevů (tj. po odeznění stejnosměrné složky, rázové a přechodné střídavé složky).

i_{ka} (stejnoseměrná (aperiodická) složka zkratového proudu). Vzniká v případě, že zkrat nevznikne při maximální hodnotě napětí a umožňuje plynulou změnu proudu. Zaniká exponenciálně s časovou konstantou $T_a = \frac{L_k}{R_k}$

$$i_{ka} = I_{ka \max} \cdot e^{-\frac{t}{T_a}} \quad (7)$$

I_{kamax} (počáteční stejnosměrná složka v okamžiku vzniku zkratu $t = 0$). Její velikost je taková, aby po provedené superpozici se střídavými složkami zkratového proudu výsledný zkratový proud začínal z nulové hodnoty.

I_{kns} (nesouměrný zkratový proud). Efektivní hodnota nesouměrného zkratového proudu.

$$I_{kns} = \sqrt{I_{ks}^2 + I_{ka}^2} \quad (8)$$

I_{km} (nárazový zkratový proud). Maximální vrcholová hodnota celkového zkratového proudu v první půlperiodě ($t = 0,01$ s) při maximální stejnosměrné složce.

I_{ke} (ekvivalentní oteplovací proud). Efektivní hodnota fiktivního střídavého sinusového proudu s konstantní amplitudou (nebo velikost stejnosměrného proudu), který za dobu trvání zkratu t_k má stejné tepelné účinky jako skutečný zkratový proud s maximální stejnosměrnou složkou.

I_{vyp} (souměrný vypínací proud). Efektivní hodnota souměrné střídavé složky předpokládaného zkratového proudu v okamžiku oddělení kontaktů prvního pólu spínacího zařízení.

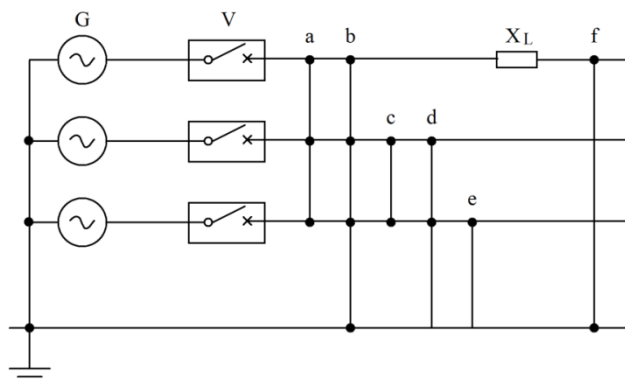
S_k'' (**rázový zkratový výkon zkratového obvodu**). Pomyslná hodnota trojfázového zdánlivého výkonu definovaná pomocí počátečního rázového zkratového proudu I_k'' a jmenovitého napětí sítě U_n .

$$S_k'' = \sqrt{3} \cdot U_n \cdot I_k'' \quad (9)$$

U_n – jmenovité napětí, I_k'' – počáteční rázový zkratový proud.

T_k (**doba trvání zkratu**). Doba od okamžiku vzniku zkratu až do jeho konečného vypnutí ve všech fázích postižených zkratem. [4]

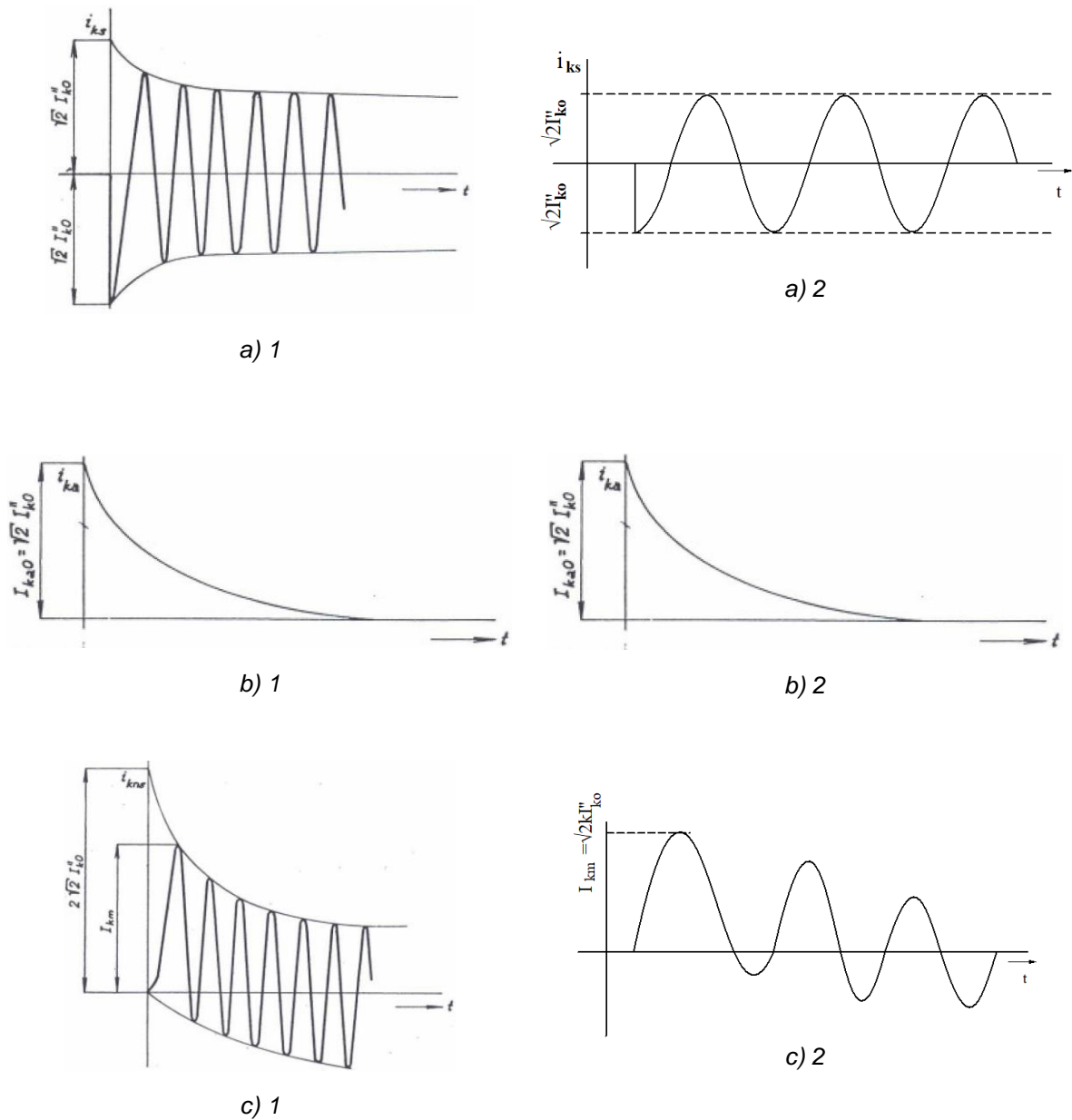
3.2 Rozdělení zkratů



Obr. 13 Druhy zkratů v trojfázové síti: a) trojpólový izolovaný zkrat, b) trojpólový zemní zkrat, c) dvoupólový izolovaný zkrat, d) dvoupólový zemní zkrat, e) jednopólový zemní zkrat (pro izolovaný uzel transformátoru se jedná o zemní spojení), f) blízký zkrat. G zdroj napětí, V vypínač, X_L reaktance vedení při blízkém zkratu. [1]

Zkraty jsou symetrické a nesymetrické. Symetrický zkrat je zkrat trojfázový. Do nesymetrických například patří dvoufázový zkrat, dvoufázový zemní zkrat a jednofázový zkrat (pro izolovaný či nepřímo uzemněný uzel jde o zemní spojení).

Velikost zkratu je závislá i na vzdálenosti místa zkratu od zdroje. Vzdálený zkrat je takový, že se neprojevují přechodné složky alternátoru (změna reaktance). Naopak u blízkého zkratu se projeví přechodné složky alternátoru a velikost střídavé (souměrné) složky zkratového proudu není konstantní.



Obr. 14 Rozdílné průběhy nesouměrného zkratového proudu pro blízký a vzdálený zkrat. a) 1: střídavá (souměrná) složka blízkého zkratového proudu, b) 1: stejnosměrná složka zkratového proudu, c) 1: celkový průběh blízkého zkratového proudu, a) 2: střídavá (souměrná) složka vzdáleného zkratového proudu, b) 2: stejnosměrná složka zkratového proudu, c) 2: celkový průběh vzdáleného zkratového proudu. [4]

3.3 Volba vhodného vypínače

Pro správnou funkci a volbu vhodného vypínače je nutné znát situace, které mohou nastat v ES. Vypínače musí plnit svou funkci, ať už se jedná o vypínání bezporuchových, či poruchových stavů. Při návrhu vypínače musíme počítat s nejméně příznivými situacemi, které mohou nastat v ES. Při výpočtu zkratových proudů je nutná perfektní znalost sítě, ve které bude vypínač umístěn.

Potřebné znalosti sítě:

- **Způsob provozu uzlu transformátoru.** Uzel je možno provozovat jako účinně uzemněný, izolovaný a neúčinně uzemněný přes odpor nebo tlumivku. Provoz uzlu sítě ovlivní poruchy, které mohou v síti nastat (např. pro izolovanou síť platí, že při spojení jedné fáze se zemí jde o zemní spojení). V České Republice se provozují sítě účinně uzemněné pro napěťové hladiny ZVN 400 kV, VVN 220 kV a 110kV. Pro napěťové hladiny VN 35 kV, 22 kV, 10 kV a 6 kV se sítě provozují jako izolované nebo neúčinně uzemněné. Pro napěťové hladiny NN 0,69 kV, 0,5 kV se sítě provozují jako izolované a pro 0,4 kV jako účinně uzemněné.
- **Znalost parametrů sítě.** Důležité je znát napěťovou hladinu, instalovaný výkon, zkratový výkon sítě i s příspěvkem motorů, provoz a velikost výkonů transformátorů, délku a typ vedení (kabelové, venkovní).

Při výpočtu zkratového proudu pro dimenzování vypínače je nutné počítat s impedancemi jednotlivých prvků v síti, se skutečnými převody transformátorů a s příspěvkem motorů. Pro výpočet maximálního počátečního rázového zkratového proudu počítám s napěťovým součinitelem c_{max} , který má hodnotu pro všechny napěťové hladiny 1,1 až na napěťovou hladinu ZVN 400 kV má hodnotu 1,05.

- **Místo vzniku zkratu, doba vzniku zkratu a rychlost vypnutí zkratu.** Místo vzniku zkratu a umístění vypínače hrají také velkou roli při volbě správného vypínače. Správně vypočtené parametry sítě, pro kterou vypínač navrhujeme, nám umožní ideální volbu vypínače jak z pohledu spolehlivosti při provozu, tak i z ekonomického hlediska. Na době vzniku zkratu záleží velikost vzniklé stejnosměrné složky zkratového proudu. Největší stejnosměrnou složku zkratového proudu dostaneme, když zkrat nastane při průchodu napětí nulou. Při zkratu se snažíme o co nejrychlejší vypnutí. [4], [5]

- **Dynamické a tepelné účinky zkratu.** Při dimenzování vypínače musíme zohlednit i odolnost proti vznikajícím dynamickým a tepelným účinkům zkratu, aby provoz navrženého vypínače byl bezpečný a spolehlivý. Pro dosažení spolehlivosti provozu vypínače je od výrobce udána hodnota dynamického zkratového proudu I_{dyn} . Zařízení musí splňovat podmínku: $I_{dyn} \geq I_{km}$.

Pro tepelné účinky musí být splněna podmínka: $I_{kn1} \geq I_{ke1}$. Hodnota jmenovitého krátkodobého proudu I_{kn} je udána výrobcem pro určitý čas, například I_{kn1} platí pro 1 s. Pokud je doba vypnutí zkratu jiná, tak se musí provést přepočítání na čas udaný výrobcem.

$$I_{ke2} = I_{ke} \cdot \sqrt{\frac{t_k}{2}} \quad (10)$$

I_{ke} – ekvivalentní oteplovací proud, t_k – doba trvání zkratu.

U spínacích přístrojů je uvedena:

- **Vypínací schopnost.** Ta definuje jmenovitý souměrný vypínací proud I_{vypn} . Musí být splněna podmínka $I_{vypn} \geq I_{vyp\ min}$. Vypínač odepíná i stejnosměrnou složku proudu a maximální schopnost vypnutí i_{avyp} udává výrobce, stejně jako I_{kn} .
 - **Zapínací schopnost.** Ta definuje zapínací proud I_{zap} a musí platit $I_{zap} \geq I_{km}$, kde $I_{zap} \cong 2,54 \cdot I_{vyp}$. Zapínací schopnost například při opětovném zapnutí do zkratu.
- [4]

4 Výkonové polovodičové součástky

Polovodičové součástky se původně používaly jen ve sdělovacích a slaboproudých obvodech. Zdokonalením polovodičových parametrů (napěťových, proudových, dynamických, apod.), snížením ceny a následným navýšením výroby došlo k zařazení výkonových polovodičových součástek do obvodů ovládajících přívod elektrické energie.

Pomocí výkonových polovodičů lze realizovat bezkontaktní spínače, které mohou nahradit kontaktní spínače (stykače, relé, apod.). Bezkontaktní spínače mají oproti kontaktním spínačům řadu nových vlastností:

- *spínání v pevné fázi hmoty (bez oblouku a jiskření),*
- *velmi rychlá odezva,*
- *velká spolehlivost,*
- *dlouhá životnost. [7]*

Polovodič je chemický prvek nebo sloučenina. Z hlediska elektrických vlastností jsou mezičlánkem mezi elektricky vodivými látkami a izolanty. Elektrické vlastnosti polovodičů jsou závislé na vnějších podmínkách, jakými je např. teplota, osvětlení, tlak, ionizační záření a vnější elektromagnetické pole. Přesná hranice rezistivity není stanovena, ale udává se cca 10^{-4} až $10^8 \Omega\text{m}$ a další typickou vlastností polovodičů je záporný teplotní koeficient ($\text{TKR} < 0$). To znamená, že se vzrůstající teplotou roste i vodivost polovodičů (klesá odpor), v čemž se liší od kovů.

Pro kov platí, že má pouze překrývající se valenční a vodivostní pásmo. U polovodičů a izolantů je i zakázaný pás, který brání přechodu elektronů z valenčního pásu na vodivostní. Velikost zakázaného pásu pro polovodiče je 1 elektronvolt (eV), pro izolanty je jeho velikost 5 eV. U izolantu tak elektron může překonat zakázaný pás jen za extrémních podmínek (např. při velmi silném elektrickém poli nebo při velmi vysoké teplotě). [8]

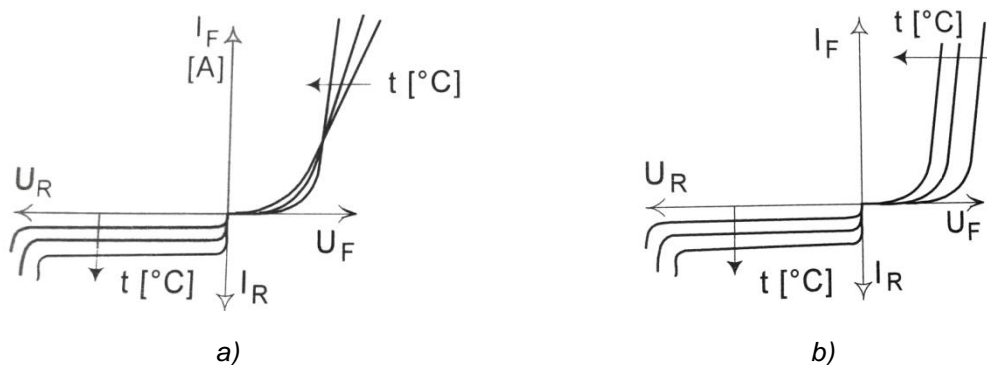
Nejčastějšími výkonovými polovodičovými součástkami jsou dnes tranzistory IGBT (*Insulated gate bipolar transistors*) a tyristory IGCT (*Integrated gate-commutated thyristors*). Pro snazší pochopení funkce polovodiče začnu u výkonové polovodičové diody. Následně vysvětlím funkci výkonových bipolárních a unipolárních tranzistorů pro porozumění funkci IGBT tranzistoru, který využívá výhod bipolárních a unipolárních

tranzistorů. Uvedu také funkci výkonových tyristorů a starších vypínacích tyristorů GTO (*Gate turn-off thyristors*) a nových tyristorů IGCT (*Integrated gate-commutated thyristors*).

4.1 Polovodičová dioda

Polovodičová dioda je dvouvrstvá nelineární součástka s jedním PN přechodem s usměrňujícím účinkem a dvěma elektrodami (anoda (A) a katoda (K)). Dioda je tak polovodičový bezkontaktní spínač závislý na přiložené polaritě napětí. Aby byla dioda v propustném směru, je nutné zapojit ji tak, že kladný pól zdroje připojíme na anodu (elektroda spojená s materiálem typu P) a záporný pól zdroje na katodu (elektroda spojená s materiálem typu N). Při změně polarity zdroje je dioda v závěrném směru.

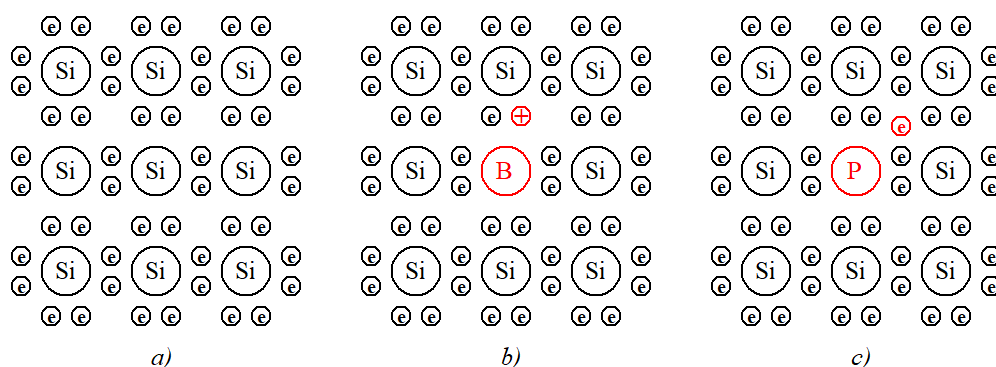
Výkonové polovodičové diody mají oproti klasickým polovodičovým diodám velkou plochu PN přechodu, vyšší požadovanou čistotu polovodičového krystalu a vyšší prahové napětí $U_{(TO)} \sim 1V$. Výkonové polovodičové diody dosahují velkého závěrného napětí U_{RRM} (od 600 V do 6000 V), střední hodnoty proudu I_{FAV} (od 100 A do 10 000 A) a je možné je řadit paralelně. Speciálním typem jsou vysokonapěťové diody, které vydrží v závěrném směru velmi vysoké napětí – vyšší než 100 kV při proudu $I_{FAV} = 1$ A. Tyto diody jsou konstruovány sériovým zapojením určitého množství diod, čímž vznikají tzv. diodové sloupce. Při malých proudech mají klasické diody spolu s výkonovými diodami stejnou teplotní závislost. Napětí U_F s teplotou klesá (záporný teplotní koeficient). Odlišné jsou výkonové diody až při větších proudech v propustném směru, kdy napětí U_F s teplotou vzrůstá (kladný teplotní koeficient). V závěrném směru mají stejnou teplotní závislost, kde dochází k navyšování proudu I_R se zvyšující se teplotou [8], [10]



Obr.15 a) Teplotní závislost výkonové diody. b) Teplotní závislost klasické diody. [8]

Nevlastní vodivost polovodiče

Dioda se skládá čistě z křemíku (Si), který má 4 valenční elektrony. Pro vytvoření polovodiče typu P se křemík dotuje nejčastěji chemickým prvkem III. skupiny (bor (B), indium (In), gallium (Ga), hliník (Al)). Tyto prvky mají oproti křemíku pouze tři valenční elektrony a jeden elektron tak chybí, vzniká tzv. díra. V tomto případě mluvíme o polovodiči typu P (akceptor), kde je nevlastní vodivost děrová. Díry jsou většinovými nosiči náboje, protože počet dodaných děr do polovodiče typu P je mnohem vyšší než počet vlastních nosičů náboje. U polovodiče typu N dotujeme křemík chemickým prvkem V. skupiny (arsen (As), fosfor (P), antimon (Sb)). Tyto chemické prvky mají pět valenčních elektronů a mají tak jeden elektron navíc. Jedná se o polovodič typu N (donor), kde je nevlastní vodivost elektronová. [8]



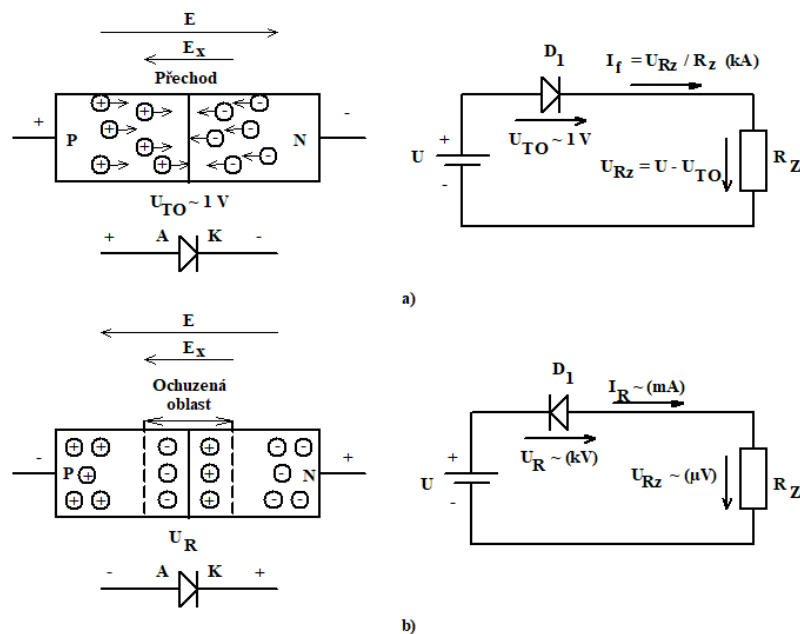
Obr. 16 a) Čistý (nedotovaný) křemík. b) Křemík dotovaný borem (polovodič typu P). c) Křemík dotovaný fosforem (polovodič typu N). [8]

Vysvětlení principu PN přechodu

Jelikož je polovodič typu P spojen s polovodičem typu N galvanicky, začnou elektrony a díry přecházet z místa s vyšší koncentrací do místa s nižší koncentrací (difundovat). To znamená, že elektrony přechází z polovodiče typu N do polovodiče typu P a díry naopak přechází z polovodiče typu P do polovodiče typu N. Hluběji difundované nosiče elektrony, které se dostanou hlouběji do materiálu P a díry, které se dostanou hlouběji do materiálu N, rekombinují (proces, při kterém zaniká pár elektron-díra) s většinovými nosiči. V oblasti PN přechodu se následkem difuze vytvoří v polovodiči typu P oblast záporného prostorového náboje a v oblasti N vznikne oblast s kladným prostorovým nábojem. Na přechodu PN se tak vytvoří elektrické pole intenzity E_x , a tedy i

napětí U , které při určité velikosti U_{dif} (difúzní napětí) zabrání difúzi dalších volných nosičů náboje a nastane rovnovážný stav. V okolí PN přechodu se tak sníží koncentrace většinových nosičů náboje a tuto oblast označujeme jako ochuzenou vrstvu.

Ochuzenou vrstvu lze ovlivnit přiloženým napětím. Při přiložení záporného pólu zdroje na anodu a kladného pólu na katodu ochuzenou vrstvu rozšiřujeme, protože dochází k vytvoření elektrického pole E se stejným směrem, jaké má pole vytvořené difúzí E_x pole se tak podporují. Přes přechod tak prochází pouze tzv. zbytkový proud (proud menšinových nábojů). Naopak pokud na anodu přiložíme kladný pól zdroje a na katodu záporný pól, bude elektrické pole E působit proti směru elektrického pole vytvořeného difúzí E_x a ochuzená oblast se zmenšuje. Kladný pól na anodě odpuzuje díry k přechodu a záporný pól na katodě stejně tak odpuzuje elektrony směrem k přechodu. Potřebné napětí je závislé na typu a materiálu diody. U klasických polovodičových diod je to napětí kolem 0,7 V a u výkonových polovodičových diod kolem 1 V. Po překročení této hodnoty napětí je šířka přechodu prakticky nulová. [8]



Obr. 17 a) Výkonová polovodičová dioda v propustném směru. b) Výkonová polovodičová dioda v závěrném směru. [7], [8], [9]

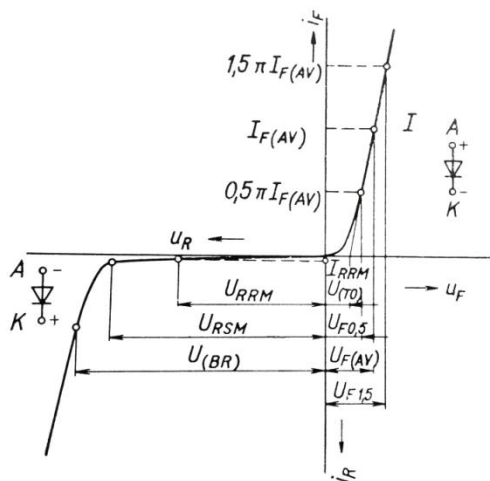
Voltampérová charakteristika (statické vlastnosti diody)

Voltampérová charakteristika polovodičové diody se skládá z propustného směru (I. kvadrant) a závěrného směru (III. kvadrant). V propustném směru má VA charakteristika exponenciální průběh a výkonová polovodičová dioda začne vést proud od prahového napětí $U_{(TO)} \sim 1\text{V}$. Prahové napětí $U_{(TO)}$ se určí jako průsečík tečny přímkové části s osou napětí. Při průchodu proudem vzniká na diodě propustné napětí U_F . Propustný úsek charakteristiky má sklon odpovídající odporu R_D .

$$R_D = \frac{\Delta U}{\Delta I} \quad (11)$$

Z voltampérové charakteristiky můžeme vyčíst pro dané napětí na diodě hodnotu procházejícího proudu diodou a z toho vypočteme výkon diody vyzářený v teple. [7]

$$P = U_F \cdot I_F \quad (12)$$



Obr. 18 VA charakteristika výkonové polovodičové diody. [7]

V závěrném směru prochází proud velice malý (10^{-5} až 10^{-4} A) a jeho závislost na napětí je minimální. To platí až do hodnoty průrazného závěrného napětí $U_{(BR)}$, kdy dojde k rychlému navýšení proudu, který je omezen velikostí napájecího napětí a odporem zařazeným v obvodu diody. Velikost závěrného proudu I_R je důležitá pro výpočet ztrát ve zpětném směru a jeho změny za provozu ukazují na změny parametrů diody. Na obr. 15 je

znázorněna teplotní závislost výkonové diody a můžeme tak vidět, jak roste velikost závěrného proudu s rostoucí teplotou. Právě provozní teplota má na velikost závěrného proudu a tedy i ztrát největší vliv. V propustném směru u polovodičové výkonové diody nejprve klesá napětí v propustném směru, ale při vyšších proudech dochází k navyšování tohoto napětí. [7], [8]

Mezní parametry diod:

- **Maximální přípustná aritmetická střední hodnota usměrněného proudu I_{FAV}** , který může diodou trvale protékat (podle typu diody může být od desítek mA do jednotek kA (např. impulzní signál: střída impulzů 1:1, teplota 120 °C, $I_{FAV} = 8$ A, sinusový signál: teplota 125 °C, $I_{FAV} = 7$ A)).
- **Opakovatelný špičkový proud I_{FRM} v propustném směru**. Je udáván pro určitou dobu trvání impulzu (např. $t_i = 25$ μs, střída 1:1, teplota prostředí menší než 120 °C, $I_{FRM} = 16$ A).
- **Neopakovatelný špičkový propustný proud I_{FSM}** , který je definován jako maximální hodnota propustného proudu pulsusového tvaru délky $t = 10$ ms (pro usměrňovací diody), kterou může být neopakovatelně (jednorázově) součástka zatížena, aniž by došlo k jejímu poškození (např. pro $t = 10$ ms, $I_{FMS} = 60$ A, může být udána hodnota i pro jinou délku pulsusovky, např. $t = 8,3$ ms, $I_{FMS} = 66$ A).
- **Mezní závěrný opakovatelný proud I_{RRM}** . Nejvyšší přípustná velikost závěrného proudu diody při nejvyšší přípustné provozní teplotě θ_{jmax} a napětí U_{RRM} (např. pro $U_{RRM} = 150$ V, $I_{RRM} = 0,1$ mA až 0,4 mA).
- **Závěrný proud špičkový I_{RM}** .
- **Závěrné špičkové opakovatelné napětí U_{RRM}** . Nejvyšší přípustná hodnota závěrného napětí, kterým je možné periodicky zatěžovat diodu v celém rozsahu pracovních teplot (např. amplituda sinusového napájecího napětí, která podle typu diody může být desítky V až deset kV). Jde o nejdůležitější parametr v obvodech spínačů pro určení vhodného napěťového typu diody. Tato hodnota má být vždy volena s rezervou několika desítek procent vzhledem k možným špičkovým napětím. Např. pro jednofázový usměrňovač napájený ze sítě 230 V obvykle volíme napětí diody U_{RRM} 600 V až 800 V.
- **Závěrné špičkové neopakovatelné napětí U_{RSM}** . Nejvyšší přípustná okamžitá velikost závěrného napětí, která náhodně vznikne při provozu. Zatěžovat diodu

vyšší napětím než napětím U_{RMS} není přípustné za žádných okolností. Podle tohoto napětí se dimenzují přepěťové ochrany.

- **Závěrné vrcholové pracovní napětí U_{RWM} .**
- **Celkový maximální ztrátový výkon diody P_{tot}** (např. $P_{tot} = 400$ mW při teplotě prostředí $t = 25$ °C). [7], [8]

Provozní parametry diody:

- **Napětí v propustném směru U_F** je udáváno pro určitý proud (např. $U_F = 1$ V pro $I_F = 100$ mA, $U_F = 1,25$ V pro $I_F = 200$ mA).
- **Napětí v závěrném směru U_R .**
- **Závěrný proud stejnosměrný I_R** (např. při pokojové teplotě pro $U_R = 50$ V, $I_R = 100$ nA, při teplotě přechodu $t_j = 150$ °C, pro $U_R = 50$ V, $I_R = 100$ μA).
- **Kapacita diody C_D** mezi jejími vývody způsobená kapacitou pouzdra, přechodu a dalšími parazitními kapacitami, je udávána pro určitý kmitočet a napětí na svorkách diody (např. $C_{DMAX} = 5$ pF pro $U_R = 0$ V, $f = 1$ MHz).
- **Doba zotavení v závěrném směru t_{rr}** je udávána pro přepnutí proudu z I_F do I_R při určité zátěži (dynamické parametry). [8]

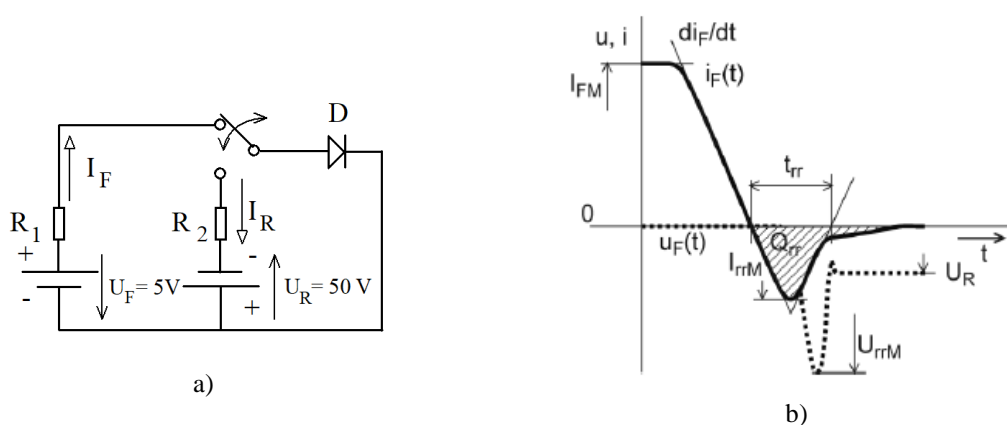
Dynamické vlastnosti diod

Chování diod se mění při vyšších kmitočtech (asi 400 Hz) a mluvíme o dynamických vlastnostech diody. Jde o rychlé změny ze stavu vodivého do stavu nevodivého (např. v impulzních obvodech), tzv. komutace, a vzniká přechodový děj. V ideálním případě by měl proud skokem klesnout na nulu a napětí na diodě na napětí U_R . Má-li ale usměrňující přechod přejít z propustného do závěrného stavu a blokovat závěrný proud, je nutné z oblasti přechodu PN odvést nosiče náboje (vybít kondenzátor, dioda má určitou kapacitu). To neproběhne ihned a náboj zde bude i krátce po změně polarity. Diodu si lze představit jako nabitý kondenzátor, který je podle obr. 19 a) přepólován a nabíjí se na opačnou polaritu (dojde ke změně velikosti kapacity diody, která je funkcí velikosti napětí na svých vývodech). Proto bude protékat diodou závěrný proud, jehož velikost je závislá na velikosti kapacity přechodu, napětí, strmosti jeho nárůstu, impedanci zátěže a proudu, který diodou protékal bezprostředně před komutací.

Průběh závěrného zotavení je popsán parametry, které jsou zobrazeny na obr. 19 b). Q_{rr} je vypočítaná hodnota z plochy proudu pod časovou osou (veškerý náboj, který diodou proteče při závěrném zotavení v závěrném směru)

$$Q_{rr} = \int_0^{t_{rr}} I_R \cdot dt \quad (13)$$

Dalším parametrem je špičkový proud závěrného zotavení I_{rrM} , špičkové zotavovací napětí U_{rrM} a doba zpětného zotavování t_{rr} , která udává, jak rychle dokáže dioda přepnout z propustného do závěrného směru. Doba zpětného zotavování je u diod používaných v silnoproudé elektrotechnice v rozsahu 0,1 až 10 μ s. Velikost tohoto času je dána použitou technologií, geometrií křemíkové destičky, velikostí závěrného napětí U_R (čím větší tím kratší t_{rr}), velikostí předchozího proudu v propustném směru I_F (čím větší tím delší t_{rr}). Proto je při porovnávání diod důležité znát velikosti I_F a U_R . Po době zpětného zotavení se proud velice rychle změní na velikost danou voltampérovou statickou charakteristikou. Při parazitní sériové indukčnosti vzniká tzv. komutační přepětí U_{rrM} z důvodu rychlého snížení proudu (z desítek ampér na miliampéry), které může překročit průrazné napětí diody. Parametr t_{rr} nám udává rychlost odezvy diod na rychle se měnící signál, kdy dochází ke změnám napětí a proudů až o několik řádů. Tím nám dává informaci, pro jaké kmitočty lze diody využívat a zda jsou vhodné pro použití v impulzních obvodech. [7], [8], [16]



Obr. 19 a) Komutace diody z propustného směru do závěrného směru a naopak. b) Průběh napětí a proudu po komutaci diody z propustného do závěrného směru. [8], [16]

Důležitým parametrem je přetížitelnost diod. Parametr udává schopnost diody propouštět po určitou dobu proud větší než proud jmenovitý. Podle doby trvání udávají výrobci v katalogích dvě kritéria proudové přetížitelnosti.

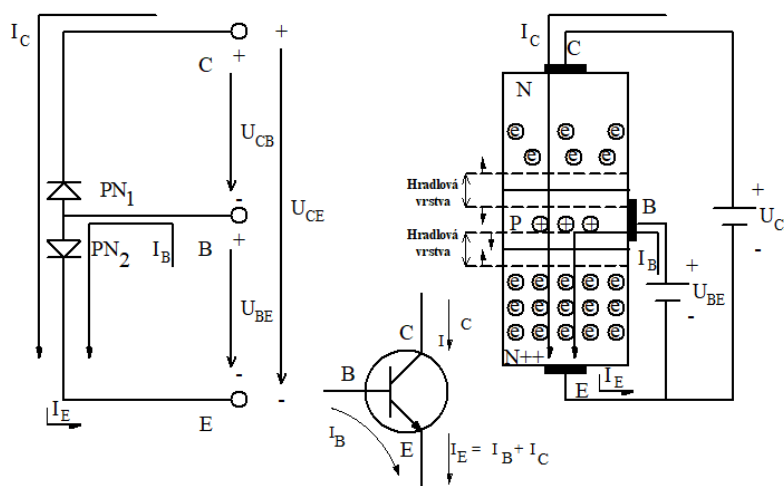
- a) **Mezní přetěžovací integrál I^2t** pro doby kratší než 10 ms (doba půlperrody střídavého proudu o frekvenci 50 Hz). Tento parametr se obvykle udává v katalogích pro teplotu okolí a pro nejvyšší provozní teplotu.
- b) **Křivka proudové přetížitelnosti pro doby delší než 10 ms.** Udává časovou závislost největší přípustné hodnoty propustného proudu, který může procházet diodou při přechodných stavech za daných podmínek. Na svislé ose jsou zakresleny amplitudy sinusových půlvln průběhu proudu jednopulsního usměrňovače s činnou zátěží a na vodorovné ose je zakreslena doba, po kterou proudové přetížení trvá. Obvykle se udávají křivky pro dvě teploty. Jde o teplotu okolí (35°C) a nejvyšší přípustnou teplotu křemíkové destičky (od 110 °C do 175°). Dále se v katalogích číselně udává i parametr nárazového neopakovatelného propustného proudu I_{FSM} po dobu 10 ms, jež je počáteční hodnotou křivky proudové přetížitelnosti. Obě uvedená kritéria proudové přetížitelnosti nelze v provozu trvale využít za žádných provozních podmínek. Slouží pouze k návrhu a koordinaci ochran (pojistky, jističe). [7]

4.2 Tranzistory

IGBT tranzistory patří k nejpoužívanějším výkonovým polovodičům. Kombinují výhodné vlastnosti bipolárních a unipolárních tranzistorů. Proudová a napěťová zatížitelnost určuje bipolární část a říditelnost určuje část unipolární. Z tohoto důvodu uvedu charakteristiku bipolárních a unipolárních MOSFET tranzistorů.

4.2.1 Bipolární tranzistory

Bipolární tranzistor má dva PN přechody a tři elektrody: báze (B), kolektor (C) a emitor (E). Rozlišujeme dva typy, z nichž první je NPN, tedy jeden polovodič typu P umístěný mezi dva polovodiče typu N a druhým je PNP. Název tranzistor vyšel ze základní vlastnosti, že je v tranzistoru proudem řídicího obvodu (báze – emitor) měněn odpor řízeného obvodu (kolektor – emitor).



Obr. 20 Bipolární tranzistor NPN v propustném směru. [8], [9]

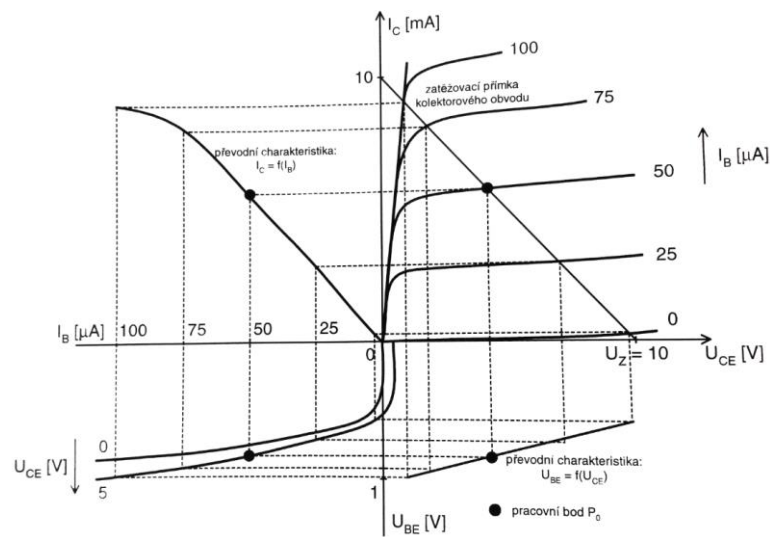
Tranzistor si zjednodušeně můžeme představit jako dvě diody. Pokud přiložíme napětí U_{BE} polarizované jako je na obr. 20, tak je přechod PN mezi bází a emitorem polarizován v propustném směru. Přiložené napětí U_{CE} je polarizováno pro přechod PN mezi kolektorem a bází v závěrném směru. Oba PN přechody jsou umístěny v těsné blízkosti a dochází k jejich ovlivňování, protože oblast P je úzká. Při uvedené polarizaci tak dochází k silné injekci elektronů z emitorové oblasti N do oblasti P, kde částečně rekombinují. Vlivem velké hustoty nosičů, tenké vrstvy báze a velkého kolektorového napětí překonají difuzním pochodem závěrně polarizovaný přechod báze – kolektor a vytvoří tak proud mezi emitorem a kolektorem. Čím bude větší proud v obvodu báze – emitor, tím bude větší proud kolektorem.

Při připojení napájecího zdroje U_{BE} mezi bází a emitor bude bází protékat proud I_B . Velikost tohoto proudu je stejně jako u polovodičových diod ovlivněna velikostí napětí U_{BE} , které se pohybuje u křemíkového tranzistoru okolo 0,7 V. Po přidání napájecího zdroje U_{CE} začne protékat kolektorem proud I_C , který spolu s proudem I_B tvoří proud emitorem I_E . Tranzistor patří mezi říditelné součástky a malý proud báze vyvolá velký kolektorový proud. Pro svou vodivost potřebuje trvalé řídicí napětí. [8], [10]

U tranzistorů rozeznáváme čtyři pracovní režimy podle přiložené polaroty napětí na PN přechody:

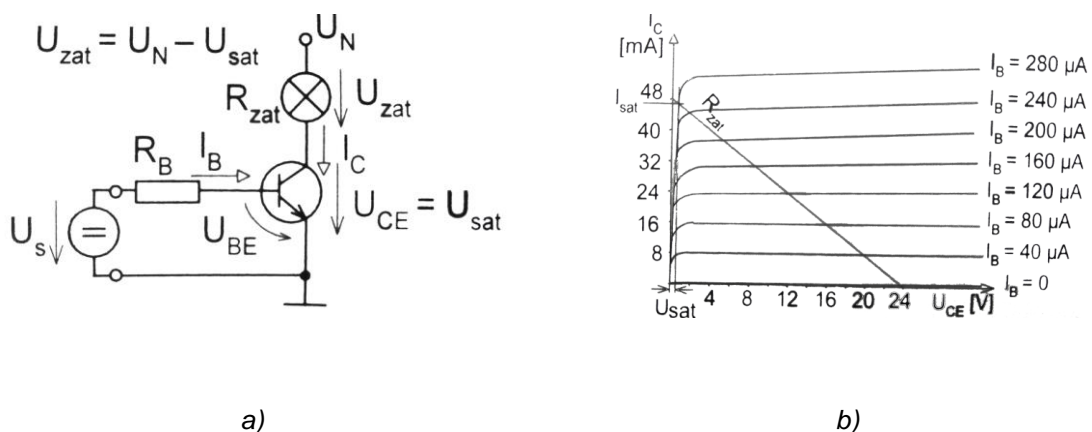
- **Normální aktivní režim.** Emitorový přechod je polarizován v propustném směru a kolektorový přechod v závěrném směru.

- **Inverzní aktivní režim.** Napětí na emitorovém přechodu je polarizováno v závěrném směru a kolektorový přechod v propustném směru. Funkce kolektorového a emitorového přechodu jsou tak zaměněny.
- **Režim uzavření.** Oba přechody jsou polarizovány v závěrném směru. Tranzistorem prochází nepatrný proud, tranzistor je v nevodivém směru.
- **Režim saturace (nasycení).** Oba přechody jsou polarizovány v propustném směru. Tranzistorem prochází velký proud. [11]



Obr. 21 VA charakteristika tranzistoru (stanovení pracovního bodu). [9]

Tranzistor ve spínacím režimu v zapojení SE



Obr.22 a) Tranzistor v saturačním režimu, tranzistor má malý odpor. b) Saturační napětí tranzistoru. [8]

Tranzistor umožňuje bezkontaktní spínání zátěže (žárovka, elektromotor, relé, topná spirála, atd.) v kolektorovém obvodu pomocí proudu, jež je přiváděn do báze. Tranzistor pracuje buď v nevodivém režimu nebo v saturačním režimu. Tyto režimy jsou řízeny pomocí úrovně dvouúrovňového signálu ze zdroje U_S . Při nízké úrovni jde o nevodivý režim, protože $U_{BE} = 0$ V, pak proud $I_B = 0$ A a $I_C = 0$ A. V tomto režimu si tak lze tranzistor představit jako rozepnutý kontakt. Při saturačním režimu je tranzistor otevřen. Na obr. 22 b) je zobrazena výstupní charakteristika tranzistoru se zátěží $R_{zat} = 500 \Omega$ a zdroj napětí $U_N = 24$ V, protékající proud při tomto napětí má velikost 48 mA. V bodě, ve kterém zatěžovací přímka R_{zat} protíná výstupní charakteristiky nejbližší k proudové ose I_C , dochází k saturaci tranzistoru. Mezi kolektorem a emitorem je nízké nenulové napětí U_{sat} , jehož velikost roste s rostoucím propouštěním proudem I_{Csat} . Pro saturaci tranzistoru musí být splněna podmínka:

$$\beta \cdot I_B \geq I_{sat} \quad (14)$$

Saturační napětí U_{sat} tranzistoru je napětí pro daný proud I_B a pro danou velikost odporu zátěže při určitém napájecím napětí U_N . Saturační napětí je nejmenší napětí U_{CE} pro danou zátěž R_{zat} (R_C). Velikost napětí na zátěži je dána podle vztahu:

$$U_{zat} = U_N - U_{sat} \quad (15)$$

Velikost proudu I_B , která přivede tranzistor do stavu saturace, určíme podle vztahu:

$$I_{Bsat} = \frac{U_S - U_{BE}}{R_B} \quad (16)$$

Pro R_B tak platí:

$$R_B = \frac{U_S - U_{BE}}{I_{Bsat}} \quad (17)$$

Zde uvádím příklad výpočtu nejběžnějšího zapojení bipolárního tranzistoru NPN (zapojení obr. 22 a)):

Zadání příkladu:

Pro výstupní charakteristiku (obr. 22 b)) určete velikost zatěžovacího odporu R_C . Určete nejmenší velikost proudu I_B tak, aby tranzistor přešel do stavu saturace, je-li: $U_N = 24$ V a vstupní signál nabývá úrovně 0 V a 5 V, výkon zátěže je $P_Z = 1,152$ W.

Výpočet:

Zatěžovací křivka protíná napěťovou osu v bodech 0 V a 24 V. Při tomto napětí a zátěži protéká proud:

$$I_C = \frac{P_Z}{U_N} = \frac{1,152}{24} = 48 \text{ mA} \quad (18)$$

Velikost zatěžovacího odporu určím:

$$R_C = \frac{U_N}{I_C} = \frac{24}{0,048} = 500 \Omega \quad (19)$$

Následně přibližně určím hodnotu proudu, který má téct do báze, aby tranzistor přešel do saturačního režimu. Vidím, že jde o hodnotu $I_B = 280 \mu A$. Velikost odporu určím pak následovně:

$$R_B = \frac{U_S - U_{BE}}{I_{Bsat}} = \frac{5 - 0,7}{280 \cdot 10^{-6}} \cong 15,36 \text{ k}\Omega \quad (20)$$

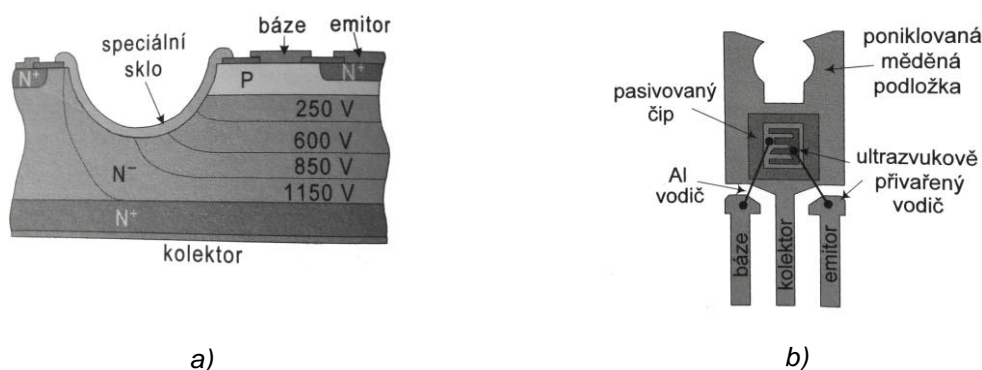
Výpočet podle zdroje [8].

Bipolární výkonové tranzistory

Význam bipolárních tranzistorů ve výkonových spínacích aplikacích klesá (v jiných aplikacích jsou nicméně stále nezastupitelné a významné). Pro proudy do 10 A jsou plně

nahraditelné tranzistory MOSFET, které jsou přibližně 5x rychlejší a jsou buzeny menším výkonem. Vysokonapět'ové bipolární tranzistory jsou vyráběny pouze v provedení NPN.

U vysokonapět'ových bipolárních tranzistorů jsou nejdůležitější parametry při sepnutí a rozpojení. Jsou to parametry saturačního napětí při sepnutí U_{CES} a maximální velikosti napětí při rozpojení U_{CEmax} . Tato napětí a spínací časy jsou vztaženy k saturačnímu kolektorovému proudu I_{Csat} , který je pracovním proudem protékající zátěží. Nutné je přivedení takového proudu do báze I_{Bsat} , aby uvedl tranzistor do saturace. Potřebné velikosti I_{Csat} a I_{Bsat} se vztahují k použité zátěži.



Obr. 23 a) Řez čipem vysokonapět'ového (HVT) bipolárního tranzistoru (BJT). b) Kontrukční uspořádání HVT. [8]

Na obr. 23 je vidět řez tranzistoru. Důležitou vrstvou z hlediska elektrických parametrů je vrstva N⁻. Podle zvětšování tloušťky této vrstvy a odporu se zvyšuje i velikost mezního napětí U_{BRCE} , ale dochází ke snížení proudového zesilovacího činitele a zvětšování doby sepnutí t_{ON} . Pod touto vrstvou je oblast N⁺, která je důležitá pro dobrý teplotní kontakt s kovovou podložkou tranzistoru.[8]

Výhody oproti MOS:

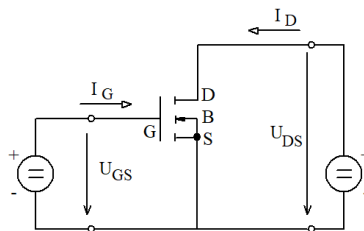
- Menší napětí na součástce v sepnutém stavu (U_{CEsat}).
- Na nízkých kmitočtech jsou levnější.

Nevýhody oproti MOS:

- Nižší rychlost.
- Do báze teče nezanedbatelný vstupní proud, který zvyšuje spotřebu i nároky na budící obvod.

4.2.2 Unipolární tranzistory MOSFET

Název unipolární je zaveden z důvodu, že signál prochází tranzistorem FET (*Field Effect Transistor* – tranzistor řízený elektrickým polem) prostřednictvím jednoho typu nosičů elektrického náboje (elektronů nebo děr). Často je název unipolární nahrazován právě názvem FET. Jeho podstatou je řídit elektrickým polem hustotu volných elektrických nábojů procházejících částí polovodiče. Od vynálezu tranzistoru FET vznikla spousta jeho modifikací pro různé aplikace. V této kapitole se zaměřím na tranzistory MOSFET (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*) s indukovaným N kanálem (pro ostatní typy jsou principy analogické). [8]



Obr. 24 Tranzistor MOSFET s indukovaným N-kanálem, zapojení SS (se společným Source). [12]

MOSFET tranzistor má obvykle tři, někdy čtyři elektrody označeny: Gate (G, hradlo), Drain (D, kolektor), Source (S, emitor) a případně substrát (B), který je často v pouzdru spojen se Source. Jde o tranzistory s izolovaným hradlem (IGFET) a strukturou kov-izolant-polovodič. Do substrátu jsou difúzí vytvořeny dvě silně legované oblasti opačného typu polovodiče, ke kterým jsou připojeny elektrody (většinou z hliníku) Source a Drain. Mezi těmito elektrodami je na povrchu substrátu vytvořená dielektrická vrstva oxidu křemičitého, na které je umístěná elektroda Gate. To znamená, že hradlo neboli elektroda Gate, je oddělena izolační vrstvou, jak je uvedeno na obr. 25. Izolační vrstva tvoří kapacitní vazbu mezi hradlem a dalšími částmi tranzistoru. Tranzistory jsou používány pro jejich velkou vstupní impedanci, která umožňuje dosáhnout velmi nízké spotřeby na součástku. Vlastnosti tranzistoru jsou významně ovlivněny délkou ($L = 1$ až $10 \mu\text{m}$) a šířkou ($W = 2$ až $500 \mu\text{m}$) kanálu. [8], [12]

Teplotní závislost tranzistoru MOSFET

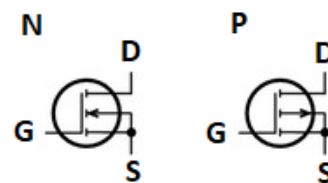
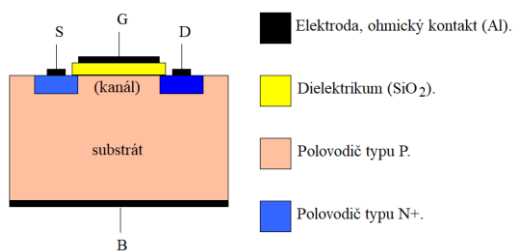
Na rozdíl od bipolárních tranzistorů, mají tranzistory MOSFET menší teplotní závislost. To je způsobeno tím, že činnost bipolárních tranzistorů je určena minoritními

nosiči náboje a činnost unipolárních tranzistorů závisí na majoritních nosičích. Z výše uvedeného vyplývá, že právě koncentrace minoritních nosičů je závislá na teplotě a naopak koncentrace majoritních nosičů náboje je závislá více na množství příměsí pro daný typ vodivosti. Pokud se zaměříme na proud I_D tak zjistíme, že se jeho velikost mění s velikostí teploty, i když stále méně než u bipolárních tranzistorů. Tato změna proudu nastává i za podmínky, že jsou napětí U_{GS} a U_{DS} konstantní a je to zapříčiněno tím, že pohyblivost nosičů elektrického náboje a prahové napětí U_T jsou teplotně závislé. Pohyblivost nábojů klesá s rostoucí teplotou (tzv. záporní teplotní koeficient). Proto tedy klesá vodivost vytvořeného kanálu mezi Drain a Source a tedy i I_D . [8], [12]

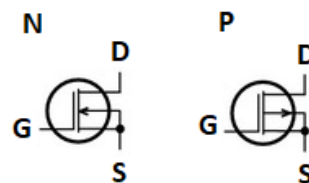
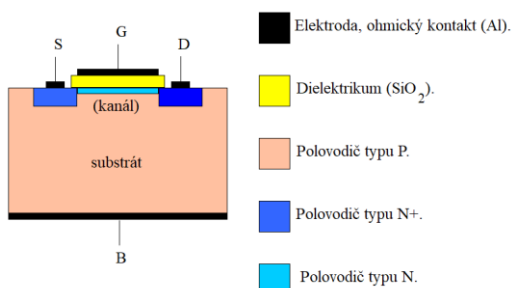
Základní provedení tranzistorů MOSFET

Unipolární tranzistory MOSFET se vyrábějí ve čtyřech základních provedeních:

- **S N-kanálem (NMOS):** s vodivým kanálem (se zabudovaným kanálem) nebo s indukovaným kanálem.
- **S P-kanálem (PMOS):** s vodivým kanálem (se zabudovaným kanálem) nebo s indukovaným kanálem.



b)



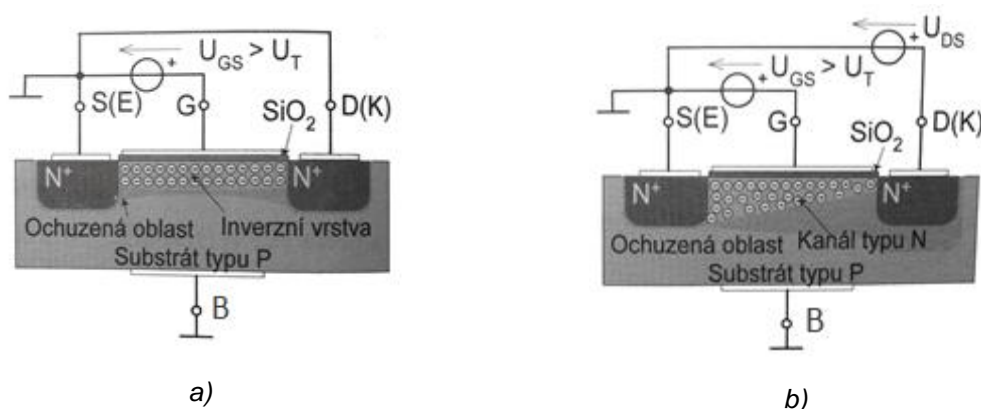
d)

Obr. 25 a) Struktura tranzistoru MOSFET s indukovaným N kanálem. b) Symbolické značky tranzistorů MOSFET s indukovaným kanálem. c) Struktura tranzistoru MOSFET s vodivým kanálem. d) Symbolické značky tranzistorů MOSFET s vodivým kanálem. [8], [12]

Princip řízení tranzistoru MOSFET

Bipolární tranzistor se řídil (otevíral či zavíral) pomocí proudu tekoucího do báze a je tak řízený proudem (přesněji výkonem). Pokud chceme, aby se otevřel unipolární tranzistor MOSFET, tak na struktuře tranzistoru (obr. 25) vidíme, že do Gate žádný stejnosměrný proud neteče. To je zapříčiněno tím, že je tato elektroda od zbytku tranzistoru izolovaná dielektrikem a MOSFET je tedy řízený napětím. Napětí U_{GS} ovlivňuje vodivost kanálu mezi elektrodami Source a Drain a dochází k otevírání či zavírání tranzistoru. Za podmínky, že $U_{GS} = 0 \text{ V}$, tak kvůli závěrné polarizaci jednoho z přechodů D-B nebo B-S nemůže protékat žádný proud mezi Sourcem a Drainem (ve skutečnosti jednotky nA). [12]

Po přivedení napětí U_{GS} se vlivem elektrického pole začnou přitahovat elektrony ze substrátu typu P směrem k elektrodě G a díry se přesunou směrem opačným. Tím dojde pod elektrodou G k přeměně substrátu z typu polovodiče P na typ N (inverzní oblast). Dojde tak k vytvoření vodivého kanálu mezi elektrodami S a D. Takovou velikost napětí U_{GS} , při níž vznikne vodivý kanál, nazýváme napětím prahovým a značí se U_T (obvykle 1 až 3V). Pro větší napětí U_{DS} (cca od 1 V do 3V) tyto úsečky přecházejí v křivky a to proto, že kanál není ovlivněn pouze elektrickým polem způsobeným napětím U_{GS} , ale i polem způsobeným napětím U_{DS} . Dochází k tomu, že se vodivý kanál rozšiřuje u elektrody S a naopak u elektrody D dochází k zužování kanálu (tzv. zaškrcování kanálu). [12]



Obr. 26 a) MOSFET s indukovaným kanálem, vytvoření kanálu napětím U_{GS} . b) MOSFET s indukovaným kanálem, zúžení kanálu vlivem U_{DS} . [8]

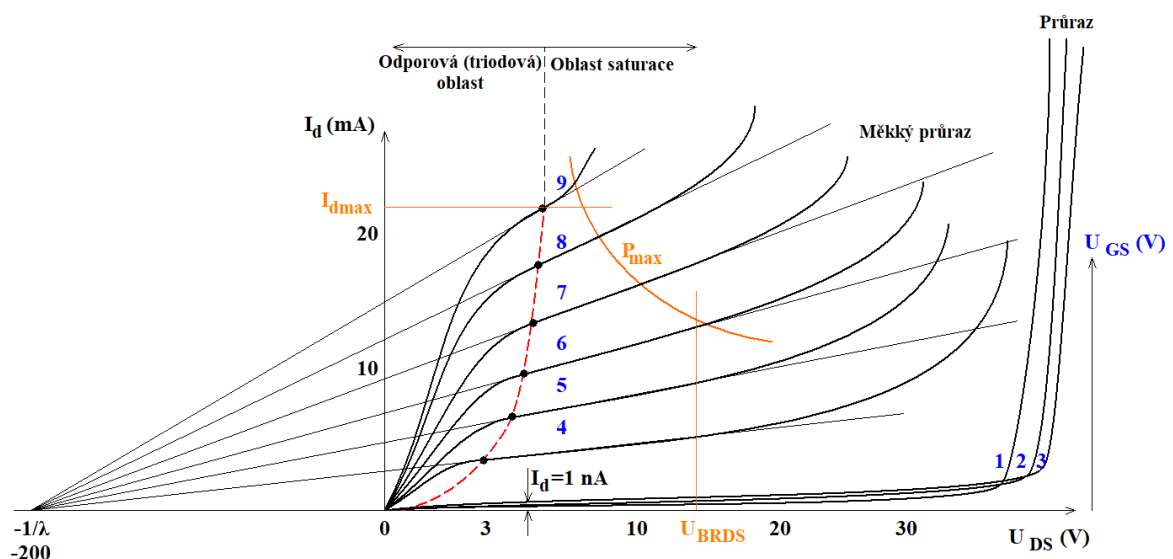
VA charakteristika tranzistoru MOSFET (odporová oblast)

Na obr. 27 vidíme tzv. odporovou (triódovou) oblast, která pro malá napětí U_{DS} (cca do 1V) slouží jako napětím řízený odpor. V blízkosti nuly jsou pro všechna napětí U_{GS} křivky téměř lineární a právě lineární křivka ve VA charakteristice odpovídá rezistoru. Její sklon, a tedy i odpor kanálu mezi elektrodami Source a Drain, je řízen napětím U_{GS} . [12]

VA charakteristika tranzistoru MOSFET (oblast saturace)

Na obr. 27 je dále uvedena i oblast saturace, kde pro vyšší hodnoty U_{DS} (cca od 3 V) přechází charakteristiky do lineárních úsečků. Tomuto místu odpovídají ve výstupních VA charakteristikách body zaškrčení kanálu, které jsou vyznačeny černými tečkami. S rostoucím napětím se proud již téměř nezvyšuje. Další zvyšování proudu je zapříčiněno jevem zvaným modulace délky kanálu. Charakteristické je vějířové rozevření úsečků, které popisuje parametr λ odpovídající Earlymu napětí u bipolárních tranzistorů. Došlo k zaškrčení kanálu vlivem elektrického pole způsobeného napětím U_{DS} . Tranzistor MOSFET dostaneme do oblasti saturace, pokud platí podmínka:

$$U_{DS} > (U_{GS} - U_T) \quad (21)$$



Obr. 27 Výstupní charakteristiky MOSFET s indukovaným kanálem. (Pro přehlednost bylo nutné upravit měřítka a nejsou tak lineární. Toto je charakteristika pro běžný tranzistor.) [12]

MOSFET se zabudovaným kanálem

Rozdíl oproti tranzistoru MOSFET s indukovaným kanálem tkví v tom, že má vytvořen vodivý kanál i při nulovém napětí U_{GS} . Jednou polaritou napětí U_{GS} kanál zúžíme a opačnou rozšíříme. [12]

Druhy průrazů tranzistoru MOSFET

VA charakteristika (obr. 27) zobrazuje i typy průrazů tranzistoru. K měkkému průrazu dochází při příliš vysokém elektrickém poli a proudu mezi elektrodami Source a Drain. To znamená při nadměrném zatížení tranzistoru v otevřeném stavu. Další průraz tranzistoru může nastat, i když je tranzistor uzavřený. Při překročení maximálního napětí mezi Source a Drain se prorazí PN přechod mezi Drain a substrátem. Další průraz může nastat, pokud dojde k průrazu dielektrika pod elektrodou Gate, a tím dojde k trvalému propojení Gate se substrátem. [8]

Mezní parametry tranzistoru MOSFET:

- U_{BRDS} je průrazné napětí mezi Drain a Source, při jehož překročení může dojít ke zničení tranzistoru.
- P_{Dmax} je maximální ztrátový výkon tranzistoru ($P_D = U_{DS} \cdot I_D$). Jeho velikost je závislá na teplotě prostředí.
- U_{BRGSS} je průrazné napětí mezi elektrodami Gate a Source.
- I_{Dmax} je maximální trvalý kolektorový proud. Jeho velikost je závislá na teplotě okolí.
- I_{DSS} je proud I_D při nulovém napětí hradla (např. $I_{DSS} = 10 \mu A$ při $U_{GS} = 0 V$ a $U_{DS} = 48V$, při teplotě prostředí $25^\circ C$ a např. při stejných hodnotách U_{GS} a U_{DS} a teplotě prostředí $125^\circ C$ je proud $I_{DSS} = 500 \mu A$).
- I_{GSS} je svodový proud Gate při nulovém napětí mezi Drain a Source a při určité velikosti napětí U_{GS} na Gate (např. $I_{GSS} = \pm 100 nA$ při $U_{DS} = 0 V$ a $U_{GS} = \pm 30V$).
- $U_T(U_{GS(th)})$ prahové napětí na Gate je udáváno pro $U_{DS} = U_{GS}$ a určitou velikost proudu I_D (např. $U_{GS(th)} = 1 V$ až $2,5 V$ pro $U_{DS} = U_{GS}$ a $I_D = 250 \mu A$).
- $r_{DS(on)}$ odpor kanálu v sepnutém stavu je udáván pro určitou velikost napětí U_{GS} a proud I_D (např. $r_{DS(on)} = 3,3 \Omega$ při $U_{GS} = 5 V$, $I_D = 0,3 A$). [8]

Tranzistor MOSFET ve spínacím režimu v zapojení SE

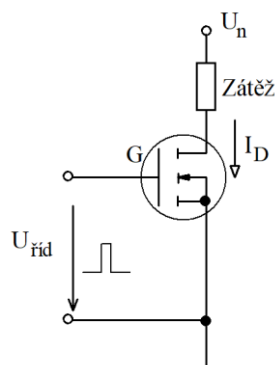
Tranzistory FET lze využít obdobně jako bipolární tranzistory pro spínání různých typů zátěží. Ve spínacím režimu je v závislosti na vstupním signálu kanál buď otevřený a má tedy malý odpor $r_{DS(ON)}$, nebo zavřený a má velký odpor $r_{DS(OFF)}$.

Výhody unipolárního tranzistoru při spínání:

- Izolované hradlo umožňuje téměř dokonalé oddělení řídicího obvodu od spínacího.
- Tranzistory FET umožňují spínat signály mající kladnou i zápornou polaritu napětí.
- Z důvodu, že neobsahují PN přechod jako bipolární tranzistory, se u nich neprojevuje nutnost zotavení PN přechodu při otvírání či zavírání tranzistoru.
- Mezi elektrodami Drain a Source není žádný PN přechod, a tak se neprojevuje napěťový posuv způsobený napětím na tomto přechodu jako u bipolárních tranzistorů.
- FET má při sepnutí odpor $r_{DS(ON)}$ řádově jednotky až stovky Ω , při rozepnutém stavu řádově až tisíce $M\Omega$. Díky tomu je vhodný pro použití ve funkci spínače, protože rozdíl těchto odporů je velký. [8]

Nevýhody unipolárního tranzistoru při spínání:

- Při vyšších kmitočtech se projeví vliv vnitřních kapacit a to má za následek pokles impedance uzavřeného FETu.
- Rychlost spínání je omezena vnitřními kapacitami FETu. [8]

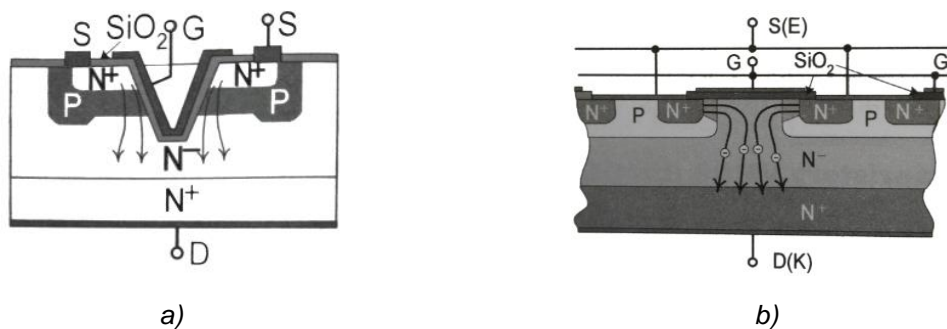


Obr. 28 Spínač MOSFET. [8]

Výkonové tranzistory MOSFET

Předešlá teorie se týkala běžných (nikoli výkonových) tranzistorů, ovšem uvedené principy platí i pro výkonové tranzistory. U běžných tranzistorů je kanál v horizontální poloze a vzhledem ke konstrukci je poměrně tenký. Má tak vyšší odpor v porovnání s bipolárním tranzistorem při otevřeném kanálu. Kvůli nutnosti odvodu tepla (teplo se vyvíjí v kanálu, tedy v blízkosti povrchu) a relativně velkému odporu otevřeného kanálu nejsou vhodné pro použití nad kolektorové ztráty o velikosti přibližně $P_D = 100 \text{ mW}$.

Proto byly pro větší proudy vyvinuty vertikální struktury výkonových tranzistorů FET, ve kterých je kanál vytvořen kolmo na povrch polovodiče. Mezi ně patří tranzistory VMOSFET, které byly využívány dříve a označení V je dáno tvarem hradla. Modifikací těchto tranzistorů vzniklo nové označení UMOSFET, kde hradlo nemá tvar ostrého V, ale dolní okraj je vodorovný. Podle vrstev na obr. 29 vidíme, že přivedením kladného potenciálu na hradlo dojde k vytlačování kladných nábojů z oblasti P kolem hradla a k invertování P-kanálu, takže výsledný N-kanál, který se rozšiřuje od Source z vrstvy N^+ k N^- , vytváří nepřerušitelnou cestu s nízkou hodnotou odporu, která nemá teplotní závislost jako typický bipolární tranzistor. Nevýhodou těchto tranzistorů je omezení maximálního napětí U_{DSM} . [8]



Obr. 29 a) Struktura VMOSFET. b) Struktura DMOSFET. [8]

Pro větší napětí se používají tranzistory DMOSFET s kanálem typu N. Struktury jsou většinou tvořeny velkým množstvím (10 000 i více) dílčích struktur malých rozměrů, a to paralelně spojených (obr. 29 b)). Společným Drainem pro všechny dílčí tranzistory je substrát a elektrody Source a Gate jsou spojeny na horní straně čipu vodivou sítí. Vznik kanálu je totožný se vznikem u běžných MOSFET s indukovaným N-kanálem. Na obr. 29 vidíme směr průtoku proudu. Běžné struktury vyžadují pro sepnutí větší vstupní napětí U_{GS}

než 2 V. Dosažitelné maximální napětí mezi Drain a Source bývá až 1000 V a proud až 200 A (ne současně). Mezní kmitočet je přibližně do 10 MHz. [8]

Výhody tohoto uspořádání:

- Lepší využití plochy křemíkové destičky pro větší proudy.
- Zajištění dostatečné izolační pevnosti mezi Drain a Source u vysokonapěťových součástek (izolační pevnost je dána vzdáleností Drain a Source).
- Lepší možnost odvodu tepla.
- Na obr. 29 je vidět vytvoření diody na přechodu PN^- , která existuje u všech typů MOS. Její vliv je nejpodstatnější při velkých proudech, kdy se může uplatňovat dlouhá doba závěrného zotavení diody (polovodičový přechod má kapacitu, kterou je nutné při změně polaroty připojeného napětí vybit). [8]

DMOSFET se typicky používají pro spínání proudů desítek ampérů (i více než 100 A), mezní napětí U_{DSS} do hodnoty 600 V, výkonová ztráta několik set wattů. Tranzistory s vysokým mezním napětím mají vysoký odpor $r_{DS(ON)}$ a je nutné je spojit paralelně.

Dalšími výkonovými tranzistory jsou např. TrenchMOS, které nemají elektrodu hradla na povrchu tranzistoru, ale je svisle zapařena do plazmově vyleptané drážky. Vyrábějí se do napětí $U_{DS} = 200$ V a mají velmi malý odpor $r_{DS(ON)}$ (až jednotky $m\Omega$). Dalšími zajímavými tranzistory jsou CoolMOS, které využívají technologii vyvinutou firmou Siemens. Vyrábějí se do napětí $U_{DS} = 800$ V a mají obdobnou strukturu jako DMOS. Oproti klasickým výkonovým tranzistorům vynikají především tím, že:

- Mají až 7x menší hodnotu odporu $r_{DS(ON)}$.
- Mají 2x až 3x větší ztrátový výkon P_{DMAX} .
- Mají menší vstupní a výstupní kapacitu (rychlejší spínání a menší ztráty vzniklé při nabíjení a vybíjení kapacity). [8]

Velice důležitým parametrem je ztrátový výkon P_{DS} . Jde o výkon, který se přemění v tranzistoru na teplo a to je nutné odvádět. Tento výkon lze spočítat z velikosti napětí U_{DS} , které je úměrné odporu $r_{DS(ON)}$ a proudu I_D :

$$P_D = I_D^2 \cdot r_{DS(ON)} \quad (22)$$

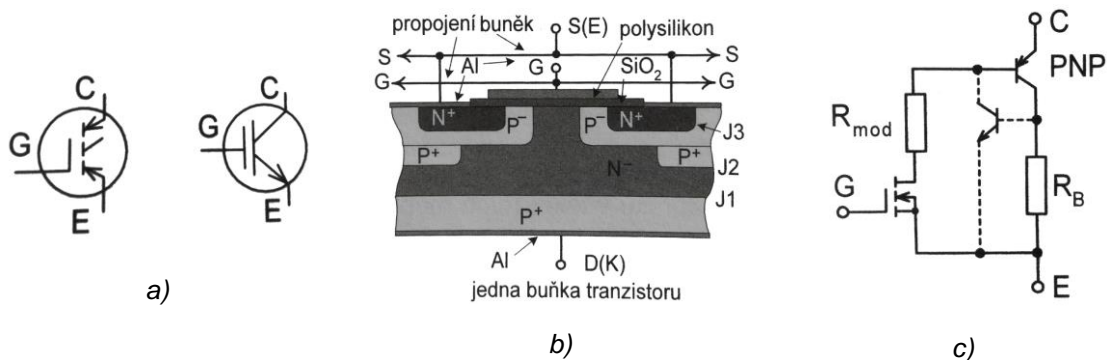
Hodnotu této výkonové ztráty je nutné zvětšit o výkon spotřebovaný při spínání. Například tranzistor MOSFET spíná zátěž 40 A, napájecí napětí $U_N = 12$ V, požadovaný kmitočet spínání $f = 20$ kHz, čas sepnutí i rozepnutí $t_{ON} = t_{OFF} = 1$ μ s. Nyní provedu výpočet průměrné výkonové ztráty při spínání za předpokladu, že uprostřed intervalu spínání i rozpínání je velikost napětí $U_{DSstř} = 1/2 \cdot U_N$ a proud $I_{Dstř} = 20$ A. Pro kmitočet 20 kHz je perioda spínání 50 μ s (k sepnutí a rozepnutí dojde po 25 μ s). Časový interval spínání je 1 μ s, čas mezi sepnutím a rozepnutím je 25 μ s. [8]

$$P_D = U_{DSstř} \cdot I_{Dstř} \cdot \frac{\text{čas sepnutí (rozepnutí)}}{\text{čas mezi sepnutím a rozepnutím}} =$$

$$= 6.20 \cdot \frac{1 \cdot 10^{-6}}{25 \cdot 10^{-6}} = 4,8 \text{ W}$$

4.2.3 IGBT tranzistory

Tranzistor IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) se používá pro spínání velkých proudů při vysokém napětí. Strukturou jsou podobné tranzistorům DMOSFET, ale mají navíc vrstvu P^+ na straně u kolektoru. Tranzistory MOSFET se používají pro spínání do napětí kolem 600 V. Pro vyšší napětí zvolíme IGBT tranzistory. Při vyšších napětích roste jejich odpor $r_{DS(ON)}$ a je nutné spojovat tranzistory paralelně. Obvykle jsou tranzistory IGBT složeny z velkého množství elementů spojených paralelně. Paralelním řazením je dosaženo toho, že tento odpor klesá (uspořádání uvedeno na obr. 30). IGBT se vyrábějí v napěťových třídách od 600 V do 6,5 kV a mezní hodnoty kolektorových proudů jsou v rozmezí desítek A až jednotek kA. Vertikální struktura se skládá ze čtyř vrstev vodivosti $N^+P^+N^+P^+$. [8]

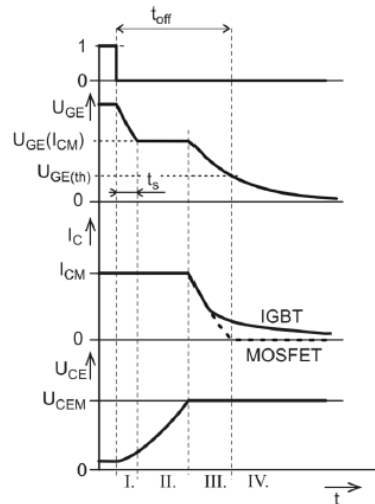


Obr. 30 a) Značky IGBT. b) Struktura IGBT. c) Model IGBT. [8]

Při normálním způsobu činnosti je na kolektor přivedeno kladné napětí vzhledem k emitoru, ale pokud je na hradle vůči emitoru nulový potenciál, tak tranzistorem neteče proud (teče pouze zbytkový proud). Pokud na hradlo přivedeme kladné napětí, jsou elektrony přitahovány do oblasti P pod hradlem a při dostatečně velkém napětí dojde k invertování oblasti P na N. Tím se vytvoří kanál N vedoucí z oblasti N^+ do oblasti N^- . Po vytvoření kanálu jsou z emitoru N^+ do oblasti N^- emitovány elektrony a z kolektoru P^+ do oblasti N^- injektovány díry. Přebytek elektronů a děr v oblasti N^- zmenšuje odpor této oblasti. Dochází k jevu modulace vodivosti, a proto má IGBT menší odpor mezi kolektorem a emitorem než výkonový MOSFET. [8]

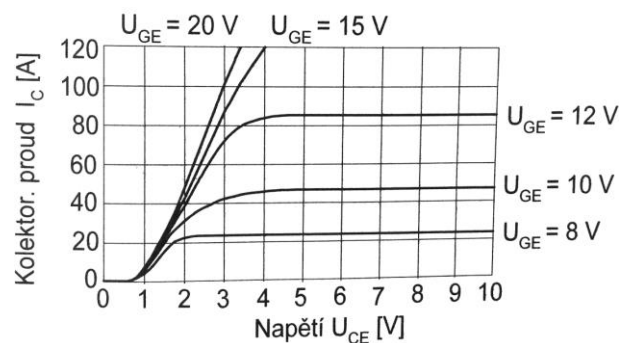
Na obr. 30 c) vidíme náhradní zapojení tranzistoru IGBT. Jelikož jde o čtyřvrstvou součástku, můžeme ji nahradit dvojicí tranzistorů NPN a PNP. Střední vrstva N^- je společná oběma tranzistorům, takže je kolektor tranzistoru NPN spojen s bází tranzistoru PNP. Velikost odporu R_{mod} je modulována a reprezentuje odpor vrstvy N^- a R_B reprezentuje odpor difúzní vrstvy P^- . Tranzistor NPN je parazitním prvkem, který může způsobit nesprávnou činnost. Pokud teče odporem R_B dostatečně velký proud, dojde na odporu k úbytku napětí $U_{RB} = R_B \cdot I_{RB}$ a tranzistor NPN se otevře. To vede k trvalému otevření tranzistoru bez ohledu na velikost řídicího napětí na hradle tranzistoru. K omezení tohoto jevu jsou při výrobě prováděna technologická opatření ke snížení R_B a tím lze v náhradním zapojení tranzistor NPN vynechat. [8]

IGBT mají při sepnutí až 10 krát menší velikost odporu $R_{CE(ON)}$ než výkonový MOSFET stejných rozměrů a přípustného napětí. Bez ohledu na prahové napětí, které je způsobeno PN přechodem na straně kolektoru, má IGBT tranzistor s mezním napětím $U_{BRDSS} = 1000 \text{ V}$ při sepnutí hodnotu odporu, která je 5 krát menší oproti tranzistoru MOSFET s obdobnými charakteristikami a stejnou velikostí. [8]



Obr. 31 Porovnání vypínacího průběhu tranzistoru MOSFET a IGBT. [16]

U výstupní charakteristiky (obr. 32) lze vidět v počáteční části koleno, které posouvá výstupní charakteristiku a zvětšuje napětí U_{CE} při sepnutí. To je způsobeno v propustném směru přechodem P^+N u kolektoru. Při spínání velkých proudů je tato velikost oproti DMOSu menší.



Obr. 32 Výstupní charakteristika tranzistoru IGBT.

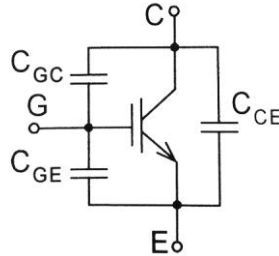
Kapacity IGBT mají vliv na dynamické vlastnosti, stejně jako u výkonových MOSFET, ovlivňují také požadavky na budiče tranzistorů a rychlost spínání a rozpínání zátěží. Velikost kapacit je nepřímo úměrná napětí U_{CE} (se zvyšováním napětí kapacity klesají). [8]

Parazitní kapacity IGBT:

- C_{GC} je kapacita mezi hradlem a kolektorem, která způsobuje zpětný přenos z výstupu tranzistoru na jeho vstup.
- C_{IES} je vstupní kapacita, která je tvořena součtem kapacit hradlo-kolektor C_{GC} a

hradlo-emitor C_{GE} , $C_{iES} = C_{GC} + C_{GE}$, C_{CE} je zkratován.

- C_{oE} je výstupní kapacita, která je tvořena součtem kapacit hradlo-kolektor C_{GC} a kolektor-emitor C_{GE} , $C_{oE} = C_{CE} + C_{GC}$.

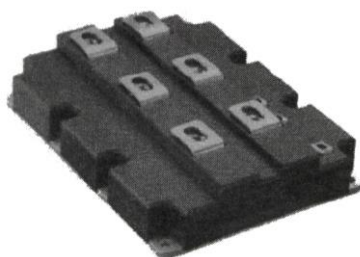


Obr. 33 Parazitní kapacity IGBT. [8]

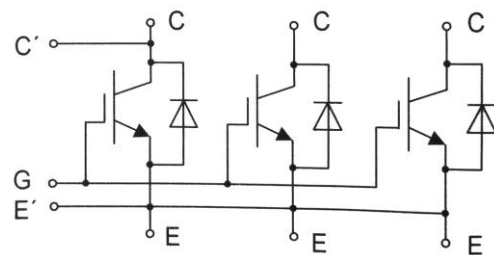
U IGBT tranzistorů máme dvě struktury. První je označena jako struktura NPT (*Non Punch Through*), která je na obr. 30 b). Druhá struktura PT (*Punch Through*), která navíc oproti NPT obsahuje na přechodu J1 tenkou vrstvu N^+ . Tato vrstva zlepšuje rychlost rozpínání tranzistorů a zlepšuje hradlovací vlastnosti tranzistoru v propustném směru. Díky těmto vlastnostem je struktura PT rychlejší při spínání a má nižší úbytek napětí na otevřeném tranzistoru. Tranzistory NPT mají vyšší hodnotu maximálního napětí U_{GES} mezi kolektorem a emitorem zavřeného tranzistoru. [8]

Tranzistory IGBT jsou umístovány do různých typů pouzder, ve kterých se nachází případně i víc tranzistorů (tranzistorové bloky). Na obr. 34 a) je blok dvou tranzistorů ve společném pouzdře a obr. 34 b) uvádí, jak se jednotlivé tranzistory v bloku propojují. Tento tranzistor má hodnoty:

$U_{CES} = 4500 \text{ V}$ ($U_{GE} = 0 \text{ V}$), $I_{Cmax} = 400 \text{ A}$, impulzní proud $I_{CM} = 800 \text{ A}$, maximální kolektorová ztráta $P_{Cmax} = 4700 \text{ W}$, saturační napětí $U_{CEsat} = 4 \text{ V}$.



a)



b)

Obr. 34 a) Realizace bloku IGBT. b) Vnitřní zapojení bloku. [8]

Důležité parametry tranzistorů IGBT:

- U_{CES} jde o nejvyšší povolenou hodnotu napětí mezi kolektorem a emitorem při zkratovaných vývodech hradla a emitoru ($U_{GE} = 0$ V). Při překročení tohoto napětí může dojít ke zničení tranzistoru.
- U_{GES} jde o nejvyšší hodnotu napětí, které může být přiloženo mezi svorky hradla a emitoru. Hodnota napětí je závislá na tloušťce izolační vrstvy pod hradlem.
- I_C je nejvyšší hodnota stejnosměrného kolektorového proudu při specifikované teplotě. Značí se např. jako I_{C25} , kde číslice za indexem c označuje teplotu.
- I_{CM} jde o špičkovou hodnotu impulzního proudu kolektoru převyšující I_C . Tato hodnota je závislá na šířce impulzu, vzájemné vzdálenosti impulzů a účinnosti chlazení.
- P_D (P_{Cmax}) je maximální dovolená hodnota výkonové ztráty na tranzistoru pro teploty 25 °C a 100 °C.
- I_{CES} jde o maximální hodnotu svodového kolektorového proudu při napětí U_{GE} (zkratovány svorky hradlo-emitor) a při jmenovitém napětí U_{CE} mezi kolektorem a emitorem.
- I_{GES} jde o maximální hodnotu svodového proudu mezi hradlem a emitorem, je-li kolektor a emitor zkratován a na hradlo je vzhledem k emitoru připojeno jmenovité napětí.
- U_{CEsat} ($U_{CE(SAT)}$) saturační napětí určuje velikost ztrát při sepnutí tranzistoru. Jedná se o napětí mezi kolektorem a emitorem při jmenovité hodnotě kolektorového proudu a při teplotě 25 °C a 100 °C.

Vlastnosti tranzistoru IGBT:

- Vstupní impedance shodná s impedancí MOSFET.
- Nízký odpor po sepnutí $r_{CE(ON)}$. Při vysokých proudech až 10 krát menší než u standardního vysokonapětového MOSFETu.
- Rychlost spínání je podobná jako u BJT a může být optimalizována na rychlost nebo podle saturačního napětí.
- IGBT může být po překročení mezního pulzního proudu kolektoru zničen. Tato mez je teplotně závislá a klesá se zvyšováním teploty.
- Ekvivalentní odpor $R_{CE(ON)}$ se s teplotou podstatně nemění.
- Dostupnost v několika napětěových třídách od 600 V až do 6500 V.

- Mezní hodnoty proudů se pohybují od desítek A do jednotek kA. Pro velmi velké proudy se spojuje několik čipů paralelně ve speciálních pouzdrech, tzv. modulech.

[8]

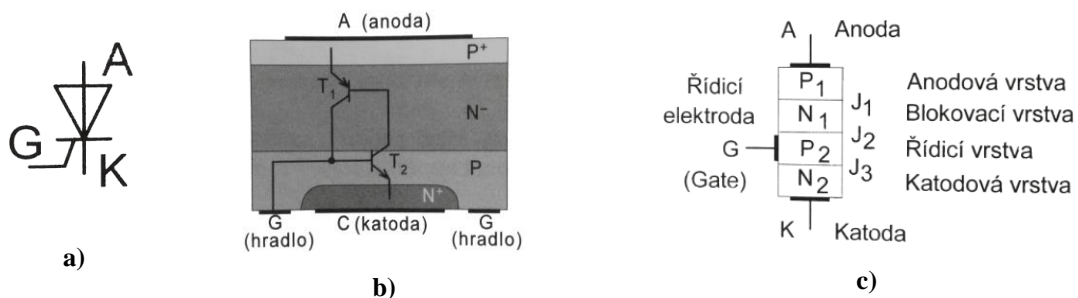
Parametry součástek	Výkonový BJT	Výkonový MOSFET	IGBT
Napět'ové zatížení	Vysoké < 1 kV	Vysoké < 1 kV	Velmi Vysoké > 1 kV
Proudové zatížení	Vysoké < 500 A	Nízké < 200 A	Vysoké > 500 A
Řídící veličina	Proud, h_{FE} 20-200	Napětí, V_{GS} 3-10 V	Napětí, V_{GE} 4-8 V
Vstupní impedance	Nízká	Vysoká	Vysoká
Výstupní impedance	Nízká	Střední	Nízká
Rychlost spínání	Pomalé (us)	Rychlé (ns)	Střední
Cena	Nízká	Střední	Vysoká

Tab.1 Porovnání výkonových tranzistorů. [13]

4.3 Tyristory

Tyristor je čtyřvrstvá součástka se třemi PN přechody a třemi elektrodami označenými: řídicí elektroda G (gate), A (anoda), K (katoda). Na obr. 35 b) je uvedena struktura tyristoru. Ze struktury je zřejmé, že elektroda G je tvořena bází tranzistoru NPN.

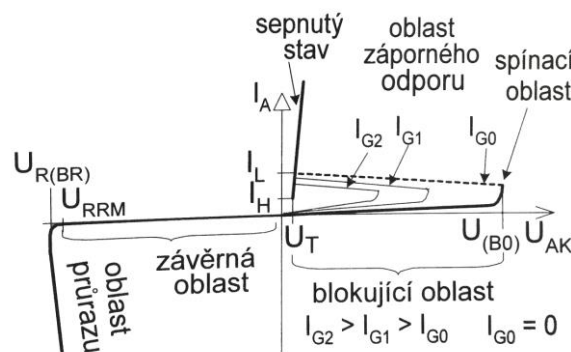
[8]



Obr. 35 a) Schematická značka tyristoru. b) Princip struktury tyristoru. c) Vrstvy a PN přechody tyristoru. [8]

VA charakteristika tyristoru a popis sepnutí

- **Blokující oblast** je část charakteristiky v propustném směru. Vyznačuje se vysokým odporem (řádově $10^8 \Omega$). Na anodě je vůči katodě kladné napětí U_{AK} a řídicí elektrodou neteče žádný proud. Po přivedení proudu I_G na řídicí elektrodu dojde ke zvýšení velikosti blokovacího proudu, zkrátí se blokující oblast a velikost spínacího napětí se sníží.
- **Spínací oblast** se nachází v ohybu charakteristiky v okolí spínacího napětí $U_{(BO)}$ a v této oblasti dochází k lavinovému průrazu a přepnutí do vodivého stavu.
- **Vodivá oblast** je charakterizována velmi malým odporem a procházející proud je omezen vnější připojenou zátěží.
- **Závěrná oblast** je podobná závěrné oblasti klasické diody. Na anodě je vůči katodě záporné napětí. To znamená, že je tyristor zavřený a představuje vysoký odpor a teče jím nepatrný závěrný proud I_R . Pokud při závěrném směru protéká řídicí proud I_G , tak velikost I_R stoupá. Při překročení maximální hodnoty opakovatelného závěrného napětí U_{RRM} na hodnotu $U_{R(BR)}$ (uvedeno ve VA charakteristice obr. 36) dojde k lavinovému průrazu uzavřených přechodů a proud začíná v závěrném směru narůstat. [8]



Obr. 36 VA charakteristika tyristoru. [8]

Důležité parametry tyristoru

Parametry uváděné pro závěrnou oblast:

- $U_{R(BR)}$ je to napětí přiložené na tyristoru v závěrném směru, při kterém přechází závěrná oblast do oblasti průrazu. Tyristor je možné snadno zničit.
- U_R je typové provozní napětí, při kterém je možné tyristor v závěrném směru trvale zatěžovat.
- U_{RRM} je opakovatelné špičkové napětí v závěrném směru. Tato hodnota platí pro celý rozsah provozních teplot.
- I_R je závěrný klidový proud, který protéká tyristorem, je-li mezi katodou a anodou tyristoru provozní závěrné napětí U_R .
- I_{RRM} je závěrný špičkový opakovatelný proud.

Parametry uváděné pro propustnou oblast:

- $U_{(BO)}$ spínací napětí v propustném směru, po jehož dosažení přejde tyristor do vodivého stavu, proud hradla je nulový, $I_G = 0$.
- U_D stejnosměrné blokovací napětí je napětí vztažené k blokující oblasti VA charakteristiky tyristoru.
- U_{FD} typové napětí v propustném směru, kterým může být tyristor trvale zatěžován a přitom nepřejde do vodivého stavu.
- U_{DRM} je opakovatelné špičkové napětí v přímém směru, při kterém nedojde k sepnutí tyristoru. Tato hodnota platí pro celý rozsah provozních teplot.
- U_{DSM} je neopakovatelné špičkové napětí v přímém směru, při kterém nedojde k sepnutí tyristoru.
- U_T je stejnosměrné napětí mezi anodou a katodou sepnutého tyristoru.
- $I_{(BO)}$ spínací stejnosměrný proud.
- I_D stejnosměrný proud tekoucí tyristorem v blokovacím režimu.
- I_L přídržný proud (*latching current*) je proud při sepnutí tyristoru, který musí téci tyristorem v okamžiku jeho sepnutí, aby tyristor zůstal v sepnutém stavu, když neteče proud hradlem.
- I_H vratný proud (*holding current*) je minimální požadovaný proud tyristoru, když je tyristor plně otevřen a neteče proud hradlem. Tento proud je menší než I_L ($I_H < I_L$). Po sepnutí musí tyristorem nejprve téci proud I_L , teprve potom může klesnout

na hodnotu I_H .

- I_T stejnosměrný propustný proud, tj. proud, který teče tyristorem po sepnutí.
- I_{TAV} průměrný propustný proud. Je to jmenovitá střední hodnota proudu, který může trvale téci tyristorem za stanovených podmínek, např. pro poloviční sinusový průběh při stanovené teplotě prostředí.
- I_{TRM} propustný špičkový opakovatelný proud.
- I_{TSM} propustný špičkový proud neopakovatelný.

Parametry uváděné pro hradlo:

- U_{GT} stejnosměrné spínací napětí hradla.
- I_{GT} spínací proud hradla.
- I_{FG} stejnosměrný propustný proud hradla, který může hradlem trvale téci.
- I_{FGM} (též I_{GM}) špičkový propustný proud hradla.
- U_{FGM} (též U_{GM}) špičkové propustné napětí hradla.
- U_{RG} stejnosměrné závěrné napětí hradla.
- U_{RGM} špičkové závěrné napětí hradla.

Další důležité parametry:

- $P_{G(AV)}$ střední povolený ztrátový výkon hradla.
- P_{GM} špičkový povolený ztrátový výkon hradla.
- I^2t míra rozptylové energie (jmenovitá hodnota pojistky – *device fuse rating*). Aby byla zvolena správná ochrana obvodu s tyristorem, musí mít ochranná pojistka menší hodnotu I^2t než I^2t tyristoru.
- dU_D/dt kritická strmost nárůstu blokovacího napětí.
- dI_T/dt kritická strmost nárůstu propustného proudu. [15]

Spínání tyristoru

Při spínání se tyristor vyznačuje malým napětím U_T . Rychlost spínání je ovlivněna konstrukcí systému PNPN a charakterem zátěže.

- **1) Spínání tyristoru napětím mezi anodou a katodou spínacím napětím $U_{(BO)}$.** Pokud neteče proud do řídicí elektrody ($I_G = 0$ A) a kladné napětí přivedené na anodu $U_{AK} < U_{(BO)}$, tak je tyristor v blokovací oblasti charakteristiky a anodový

proud $I_{AK} = I_D$ je zanedbatelný. Při zvyšování anodového napětí dojde při $U_{AK} = U_{(BO)}$ k lavinovému průrazu a tyristor sepne. Velikost spínacího napětí $U_{(BO)}$ je silně teplotně závislá a při určité teplotě přesahující maximální povolenou teplotu přechodu, začne prudce klesat téměř k nulové hodnotě. Tento způsob je těžko ovladatelný a snažíme se mu vyhnout. [8]

- **2) Spínání proudovým impulzem do řídicí elektrody.** Tento způsob je nejvíce využíván. Pomocí řídicí elektrody je možné dosáhnout sepnutí bez dosažení spínacího napětí $U_{(BO)}$. Jak uvádí obr. 35 b) je řídicí elektroda tyristoru spojena s bází tranzistoru T_2 . Činnost tyristoru je ovládána pouze malým proudem přivedeným do řídicí elektrody. To znamená, že malým vstupním výkonem je možno převést tyristor z vypnutého do sepnutého stavu. Platí, že čím větší je proud řídicí elektrody, tím je potřeba menší napětí U_{AK} , při kterém tyristor sepne. Tyristory se vyrábí tak, aby byly sepnuty malým proudem I_{GT} do řídicí elektrody. Po přivedení kladného řídicího proudového pulzu z řídicí elektrody do katody tranzistor T_2 spíná a dojde tak k propojení báze tranzistoru T_1 se zápornou polaritou napětí. Tím, že se mezi tranzistory uplatní kladná zpětná vazba, dojde k sepnutí, které drží i po odeznění řídicího pulzu. [8], [14]

Zapínací proces je rozdělen na tři charakteristické časové intervaly:

- **Doba zpoždění** je časový úsek od nástupní hrany spouštěcího impulzu do okamžiku, kdy anodový proud dosáhne 10 % konečné hodnoty v sepnutém stavu.
- **Doba vzrůstu** je čas, ve kterém anodový proud tyristorem rychle roste z hodnoty 10 % až na hodnotu 90 % konečné velikosti proudu v sepnutém stavu.
- **Doba rozšiřování** je čas, ve kterém se vodivost rozšiřuje z malé oblasti okolo řídicí elektrody na celou vnitřní plochu přechodu PN. [15]
- **3) Sepnutí kapacitním proudem.** Tento způsob sepnutí nastává díky kapacitě na přechodu PN, kdy je přiveden mezi katodu a anodu strmý napěťový průběh $\Delta u/\Delta t$. Tím dojde v blokovacím přechodu ke vzniku kapacitního proudu a sepnutí tyristoru, i když $I_G = 0$ A. Velikost vzniklého proudu:

$$i = C \cdot \frac{\Delta u_{AK}}{\Delta t} \quad (24)$$

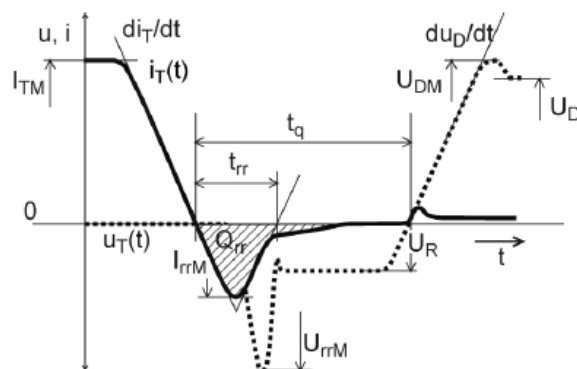
Pokud tento proud dosáhne alespoň hodnoty I_{GT} , tyristor sepne. Toto sepnutí je rychlejší než spínání proudem do řídicí elektrody, ale ve většině aplikací je tento způsob nežádoucí a nebezpečný. Z toho důvodu výrobce stanovuje maximální nárůst anodového (blokovacího) napětí $(dU_{AK}/dt)_{CRIT}$. Analogicky tomu stanovuje i kritickou strmost nárůstu proudu $(dI_{AK}/dt)_{CRIT}$. [8], [15]

Udržení tyristoru v sepnutém stavu

Pro udržení tyristoru v sepnutém stavu je nutné, aby jím protékal dostatečně velký anodový proud I_A . Tento proud musí být větší, než je přídržný proud I_L , který musí téct tyristorem bezprostředně po sepnutí. Proto, aby tyristor bezprostředně po sepnutí zůstal i nadále sepnutý, musí zátěž R_Z umožnit průtok proudu $I_T \geq I_L$. Po ukončení zapínacího procesu může proud tyristorem klesnout na hodnotu $I_T \geq I_H$. Při okamžiku sepnutí potřebujeme tedy na tyristor přivést o něco větší proud, než když je tyristor bezpečně sepnut.

Vypínání tyristoru

Vypínání tyristorů je uskutečňováno snížením anodového proudu I_A pod vratnou hodnotu I_H . Standardní blokovací vlastnosti se projeví po předchozím propustném stavu po uplynutí vypínací doby tyristoru t_q . Tento parametr se udává jako standardní parametr tyristoru. Závěrné zotavení tyristoru Q_{rr} , proud závěrného zotavení I_{rrM} a doba závěrného zotavení t_{rr} je jako u bipolární diody (náboj v podobě nerovnovážných nosičů, musí rekombinovat). [16]



Obr. 37 Standardní vypínací průběh výkonového tyristoru. [16]

Vypínání tyristorů v obvodech střídavého proudu

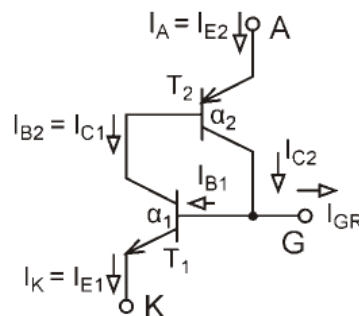
V případě, že je tyristor sepnutý, nelze jej vypnout žádným řídicím signálem. U tyristoru dochází k vypnutí, když poklesne anodový proud I_A na hodnotu menší než je vratný proud I_H . Toho je možné docílit komutací napětí U_{AK} , tedy přivedením opačné polarity mezi anodu a katodu tyristoru. Právě u obvodu střídavého proudu automaticky dochází ke komutaci napětí, a tedy i k vypínání tyristoru. Tyristor může být sepnut pouze v kladné půlplně napětí, protože se snižujícím se napětím klesá i proud. Proud klesne až pod přídržnou hodnotu I_H a tyristor se vypne.

Vypínání tyristorů v obvodech stejnosměrného proudu

Zde nedochází k automatické komutaci napětí a je tak nutné komutaci zprostředkovat pomocí speciálních zapojení. Nejčastěji se využívá paralelně připojeného kondenzátoru k tyristoru tak, že polarizace kondenzátoru umožní provést závěrnou polarizaci tyristoru.

4.3.1 Vypínací tyristory GTO a IGCT

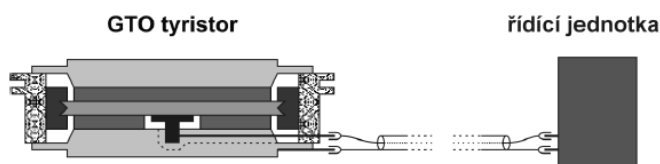
Tyto tyristory mají výhodu oproti klasickým tyristorům v tom, že je lze vypnout přivedeným proudem s opačnou polaritou na řídicí elektrodu. To znamená přerušit kladnou zpětnou vazbu mezi tranzistory T_1 a T_2 . Do řídicí elektrody se přivedou ve velkém množství elektrony (řídicí elektroda se připojí na záporný potenciál), které způsobí rekombinaci nerovnovážných děr, které přicházejí z anody. Přestane téct proud do báze tranzistoru T_1 , a na blokovacím přechodu se začne vytvářet oblast prostorového náboje. [16]



Obr. 38 Dvou tranzistorová náhrada tyristoru GTO. [16]

Vypínací tyristor GTO (*Gate Turn Thyristor Off*)

Tyristor GTO lze zapnout i vypnout proudem řídicí elektrody. Při spínání se tyristor GTO chová stejně jako klasický tyristor a je spínán kladným proudovým impulzem do hradla I_{GT} . Při vypínání tyristoru se přivádí záporný proud do řídicí elektrody tak, že se mezi ní a katodu přiloží velmi tvrdé závěrné napětí přibližně 15 V. Velikost proudu z řídicí elektrody je omezována hlavně impedancí řídicí proudové smyčky, kvůli její inductivní složce. Ta dosahuje hodnot kolem stovek nH, při vypínání se tak dosahuje nárůstu proudu řádově v desítkách ampér za mikrosekundu. Tyristor je tak schopen vypínat proudy do jednotek kA s vypínací dobou okolo 100 μ s. Běžné parametry GTO dosahují hodnot $U_{FD} = 4,5$ kV, $I_{TAV} = 3$ kA. Tyto tyristory se používají pro těžké průmyslové pohony a v trakci, kde instalované výkony přesahují 500 kW. [8], [16]

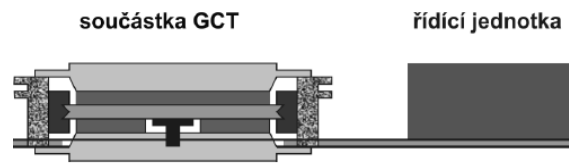


Obr.39 Tyristor GTO s řídicí jednotkou. [16]

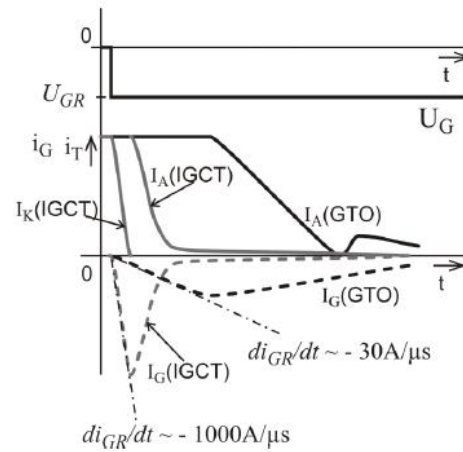
Vypínací tyristor IGCT (*Integrated Gate-Commutated Thyristor*)

Za vznikem tyristoru IGCT stojí snaha o docílení ideálního spínače, tedy spínače, na kterém by vznikaly minimální výkonové ztráty, a který by byl schopen pracovat na vysokých kmitočtech s jednoduchým budícím obvodem. Nejprve byly k dispozici tyristory GTO, následně tranzistory IGBT. Kvůli zdokonalení parametrů došlo k vytvoření nové struktury tyristoru nazývané GCT (*gate commutated turn-off thyristor*). U tohoto tyristoru je zlepšená struktura hradla umožňující rychlé spínání a není nutné připojovat ochranné obvody jako k tyristorům GTO. Tyristor IGCT je rozdělen na dvě části. První částí je tyristor GCT a druhou částí je řídicí jednotka integrovaná do těsné blízkosti IGCT tyristoru a indukčnost řídicího obvodu je přibližně 20 nH. Kvůli velkým protékajícím proudům je nutné zabezpečit dokonalé chlazení. Ve struktuře GCT je zapínání provedeno proudovým impulzem do báze prvního tranzistoru v ekvivalentním zapojení a vypínání proudovým impulzem do báze druhého tranzistoru. Není tak omezena strmota nárůstu blokovacího napětí při vypínání a jsou zmenšené vypínací ztráty. Rozdíl tyristoru IGCT je oproti

tyristoru GTO nejvýraznější v procesu vypínání. Zásadním požadavkem na IGCT je velká rychlost a tvrdost procesu vypínání. [8]



Obr. 40 Tyristor IGCT. [16]



Obr. 41 Srovnání vypínacího průběhu u tyristoru GTO a tyristoru IGCT.

5 Porovnání vypínačů a výkonových polovodičů

S ohledem na spínací parametry vypínačů a výkonových polovodičových součástek je jasné, že vypínače jsou na tom s velikostí vypínaných proudů a napětí (respektive výkonů) mnohem lépe než výkonové polovodičové součástky. V dnešní době jsou nejvíce využívány tlakoplynové vypínače s elektronegativním plynem SF₆ na hladinách VVN. Tyto vypínače dosahují výborných hodnot při vypínání bezporuchových či poruchových stavů. Navíc jsou velice spolehlivé a jejich nároky na údržbu jsou nízké.

Vakuové vypínače se používají pro napětíové hladiny VN kvůli jejich dobrým parametrům, ve kterých předčí vypínače klasické. Protože je nevhodné řadit vakuová zhášedla do série, jsou konstruována pro napětí od 3,2 kV do 38 kV, což je mezní použitelné napětí pro jedno zhášedlo. Mezi další výhody vakuových vypínačů patří: nehořlavost, nevýbušnost, nepůsobí nepříznivě na okolní prostředí ani jím nejsou ovlivňovány, malý zdvih kontaktů umožňující použití jednoduchého pohonného mechanismu, po dobu své životnosti (přes 10000 pracovních cyklů) se nemusí kontrolovat.

Tyto dva typy vypínačů jsou v dnešní době nejvíce využívány pro ochranu dalších dražších prvků v ES. Proces vypínání ve střídavém elektrickém obvodu je jednodušší než vypínání ve stejnosměrném elektrickém obvodu. Důvodem je vypínání v proudové nule, kdy je právě největší možnost dosáhnout úspěšného vypnutí. Ve stejnosměrném elektrickém obvodu má proud stále stejnou hodnotu a při poruše se pouze navýší. Při vypínání je snaha docílit co nejrychlejšího vypnutí, protože je vypínač velmi tepelně namáhán, což by při dlouhém vypínání vedlo k jeho selhání.

Z ekonomického hlediska je velice důležité znát perfektně síť, do které bude vypínač umístěn. Protože jde o drahý prvek sítě, u kterého cena poroste s růstem požadavků na jeho vypínací schopnosti. Při návrhu vypínače se vždy uvažuje nejhorší případ, který v dané síti může nastat.

Při vypínání výkonových polovodičových součástek nedochází na rozdíl od vypínačů k vytvoření oblouku. Například u výkonové polovodičové diody při dynamických stavech, tedy při rychlých přechodech z propustného do závěrného stavu, nejvíce záleží na kapacitě PN přechodu, jelikož ten se chová jako kondenzátor. Nejdříve je tedy nutné odvést

z přechodu nosiče náboje (vybít kondenzátor). To má určité zpoždění, kterému říkáme doba zpětného zotavení. Doba zpětného zotavení závisí na velikosti proudu, který protékal diodou v propustném směru (čím větší proud, tím delší doba zpětného zotavení), velikosti závěrného napětí (čím větší, tím je kratší doba zpětného zotavení) a geometrii a technologii křemíkové destičky. Doba zpětného zotavení se pohybuje kolem 1 μ s. Tento parametr také udává kmitočty, do kterých lze diodu použít.

Výhodami výkonových polovodičových součástek jsou: velmi rychlá odezva, dlouhá životnost a velká spolehlivost. Díky tomu, že cena výkonových polovodičových součástek klesá, roste jejich výroba a zlepšují se jejich parametry. Dochází tedy ke stále širšímu okruhu jejich uplatnění. I když se parametry u výkonových polovodičových součástek rychle zlepšují, stále zdaleka nemohou dosáhnout takových hodnot jako u vypínačů. Výkonových polovodičových součástek se tak využívá tam, kde je potřeba častého a časově synchronizovaného spínání. Výkonové polovodičové součástky jsou tak používány například v případě výkonového tranzistoru MOSFET do impulzně regulovaných napájecích zdrojů, regulace ss elektromotorů, spínání indukčních zátěží, použití v automobilové technice (regulátor alternátoru, bezkontaktní elektronické zapalování) atd. Mezi dnes nejvíce využívané výkonové polovodiče patří výkonový tranzistor IGBT, který spojuje výhody unipolárních a bipolárních tranzistorů. IGBT tranzistory se používají pro spínání zátěží v aplikacích nad 300 V. Druhým velice využívaným výkonovým polovodičem je tyristor IGCT, který vychází z předchozího tyristoru GTO. Došlo ke zlepšení struktury hradla, které umožňuje rychlé spínání. Využívají se v trakčních aplikacích a u těžkých průmyslových pohonů. Nevýhodou výkonových polovodičových součástek oproti vypínačům můžeme spatřovat ve vyšších výkonových ztrátách. Právě snižování výkonových ztrát se při vývoji nových polovodičů stále zlepšuje. Ztráty výkonových polovodičů jsou velice ovlivňovány teplotou. Další nevýhodou je složitý budící obvod.

Přesné ceny vypínačů i výkonových polovodičů se mi nepodařilo vyhledat. Cena těchto zařízení nebude pevně daná, ale vyvíjí se v závislosti na dané zakázce při výběrovém řízení a bude ovlivněna i počtem objednaných kusů. Cena polovodičů 2. generace klesla v porovnání s 1. generací polovodičů o zhruba $\frac{4}{5}$. Ceny polovodičů klesají i v dalších generacích a parametry polovodičů se zlepšují.

Jelikož je vypínání stejnosměrného proudu pro vypínače velice náročné a je potřeba tento proud vypnout co nejdříve, vznikly vypínače HVDC. HVDC vypínače kombinují výhodné vlastnosti mechanických vypínačů a polovodičů. Jde o spojení rychlého mechanického vypínače a polovodičů IGBT nebo IGCT.

Parametry součástek	Vypínač SF6	Vypínač vakuový
Jmenovité napětí (kV)	123	27
Jmenovitý proud (kA)	3,15	1,25
Zkratový proud (kA)	40	25
Strmost zotaveného napětí (kV/ μ s)	2	0,81
Zotavené napětí (kV)	211	51

Tab. 2 Parametry vypínačů: tlakový vypínač SF₆ a vakuový vypínač. [22], [23]

Parametry součástek	Výkonová dioda	Tranzistor IGBT	Tyristor IGCT
Jmenovité napětí v propustném směru (V)	1,42	4,4	3,7
Jmenovitý proud v propustném směru (kA)	4,21	1	1,29
Jmenovité napětí v závěrném směru (kV)	6	6,5	6,5
Jmenovitý proud v závěrném směru (mA)	400	95	50

Tab. 3 Parametry výkonových polovodičových součástek: výkonová polovodičová dioda, výkonový tranzistor IGBT a výkonový tyristor IGCT. [24], [25], [26]

6 Vypínače HVDC

Jde o vypínač, který jako první představila společnost ABB a tím vyřešila dlouhodobý problém v přerušení stejnosměrného proudu o velmi vysokém napětí. Vypínače HVDC (*High voltage direct current*, neboli přenos stejnosměrného proudu velmi vysokého napětí) dokážou přerušit proud elektřiny rovnající se výkonu větší elektrárny za 5 ms tím, že se podařilo spojit velice rychlý mechanický vypínač UFD (*Ultra fast disconnecter* - ultra rychlý odpojovač) s výkonovou elektronikou. Tímto je vyřešen problém u stejnosměrných vedení a tak lze přenášet elektrickou energii na dlouhé vzdálenosti při nízkých ztrátách. Tím je umožněno zařazení vyrobené energie z obnovitelných zdrojů, které jsou často velice vzdáleny od míst, kam potřebujeme energii dopravit. Dalším pozitivem je zvýšení kapacity stávajících střídavých sítí. Hlavními charakteristikami hybridního vypínače HVDC jsou malé ztráty a velmi rychlé operace v řádu několika milisekund. Hybridní HVDC vypínač je nyní konstruován pro současné standardní parametry soustav velmi vysokého napětí, a to do 320 kV a pro proud 2 kA, přičemž celé řešení je možné rozsahově upravit jak pro nižší, tak pro vyšší napětí. Hybridní vypínač může být navržen pro vypínání poruchového proudu o velikost až 16 kA. Hlavní vypínač je tvořen z 80 kV modulů obsahujících sériově zapojené polovodiče a omezovače přepětí. Napětí lze navýšit připojením dalšího modulu do série. Konstrukce je založena na výkonových IGBT tranzistorech.



Obr. 42 Hybridní vypínač HVDC.

Vypínání zde probíhá tak, že se proud nejdříve komutuje do hlavního vypínače a následně se rozeptne ultra rychlý odpojovač (UFD), který je díky tomu vystaven pouze malému svodovému proudu při zanedbatelném elektrickém oblouku. Jakmile je odpojovač v rozepnutém stavu, hlavní vypínač pomocí výkonových polovodičů přeruší proudovou cestu. [20], [21]

Závěr

V diplomové práci jsem představil dnes nejpoužívanější vypínače v elektrizační soustavě. Na napěťových hladinách VVN jde o tlakoplynové vypínače SF₆ a na napěťové hladině VN se v současné době nejvíce využívá vakuových vypínačů. Zaměřil jsem se na tyto dva typy vypínačů a popsal jejich nejdůležitější parametry a vlastnosti.

Další část práce byla věnována jednotlivým výkonovým polovodičovým součástkám. Na výkonové diodě jsem podrobně popsal funkci a fyzikální principy v polovodičích. Tím jsem vysvětlil, jak teplota ovlivňuje parametry výkonových polovodičových součástek a jak kapacita ovlivňuje rychlost spínání výkonových polovodičových součástek. Z výkonových polovodičových součástek jsou dnes nejvíce využívány tranzistory IGBT a tyristory IGCT. Tranzistory IGBT jsou často využívány kvůli spojení pozitivních vlastností bipolárních a unipolárních tranzistorů s tím, že nepřebírají jejich negativní vlastnosti. Bipolární část určuje proudovou a napěťovou zatížitelnost a unipolární část určuje říditelnost. Tranzistor IGBT je tak schopen spínat velké napětí a proudy s malými ztrátami na řízení. Tyristor si lze představit jako zapojení bipolárních tranzistorů PNP a NPN. Spínání funguje tak, že přivedeme napětí mezi elektrody anodu a katodu a na řídicí elektrodu přivedeme kladný proudový impuls. Vypnutí u běžných tyristorů docílíme pomocí komutace tak, aby poklesl proud pod přídržnou hodnotu proudu. U nejpoužívanějších vypínacích tyristorů IGCT se sepnutí i vypnutí provádí přivedením buď kladného impulsu na řídicí elektrodu pro sepnutí tyristoru, nebo přivedením záporného proudového impulsu pro vypnutí tyristoru. To je velký rozdíl mezi tranzistory IGBT, které jsou sepnuty jen tehdy, pokud je stále přiváděno napětí na řídicí elektrodu. U tyristorů stačí přivést proudový impuls a tyristor je sepnut stále.

Vypínací parametry u vypínačů překonávají parametry výkonových polovodičových součástek. Vypínače jsou tak jasně určeny pro vypínání v elektrizační síti. Dosažení takových vypínacích výkonů výkonovými polovodičovými součástkami, jakých dosahují tlakoplynové vypínače SF₆, by bylo velice technicky a finančně náročné. Výkonové polovodičové součástky jsou důležité zejména tam, kde je potřeba častého a synchronizovaného spínání, jako například v měničích, automobilovém průmyslu (regulátor alternátoru, bezkontaktní elektronické zapalování), regulovaných napájecích zdrojích, regulaci ss motorů, trakčních aplikacích a dalších. Aplikací pro jejich použití

stále přibývá, protože se parametry výkonových polovodičových součástek rychle zlepšují a zároveň jsou cenově dostupnější než dříve. Nevýhodou výkonových polovodičových součástek jsou ztráty a nároky na budící obvody. Ztráty jsou při vývoji řešeny a dochází k jejich snižování.

V práci jsem popsal vypínání výkonových polovodičových součástek a vypínačů. U vypínačů vzniká při oddálení kontaktů hořící oblouk. O vypnutí se snažíme v proudové nule tím, že dochází k vyfukování horkých ionizovaných plynů z oblasti mezi elektrodami. Při uhasnutí oblouku se mezi elektrodami objeví časově proměnlivé zotavené napětí, jehož průběh je dán elektrickým obvodem. Pokud je zotavené napětí po celou dobu menší než průrazné napětí vypínací dráhy, jedná se o úspěšné vypnutí. U výkonových polovodičových součástek nevzniká oblouk a čas vypnutí záleží na kapacitě PN přechodu, ze kterého je nutné co nejrychleji odvést nosiče náboje. Toto zpoždění se uvádí jako doba zpětného zotavení, která je závislá na předchozí velikosti propustného proudu a na velikosti působení závěrného napětí. Doba zpětného zotavení se pohybuje okolo 1 μ s. U vypínačů je čas vypnutí okolo 60 ms.

V závěru práce jsem představil vypínač HVDC od společnosti ABB, který spojuje výhodné vlastnosti výkonových polovodičových součástek a vypínačů. Jde o hybridní vypínač, jenž je určen pro rychlé vypínání stejnosměrného proudu, se kterým mají vypínače největší problém kvůli nižší rychlosti vypínání.

Seznam literatury a informačních zdrojů

- [1] BÁRTA, Karel a Zdeněk VOSTRACKÝ. *Spínací přístroje velmi vysokého napětí: vysokoškolská příručka pro vysoké školy technického směru*. Praha: SNTL, 1983. Česká matice technická (SNTL).
- [2] HAVELKA, Otto a kol. *Elektrické přístroje*. Praha: SNTL Nakladatelství technické literatury, 1985.
- [3] HELŠTÝN, David, Petr KAČOR a Zdeněk HYTKA. *Elektrické přístroje spínací ochranné a jistící: průvodce studiem*. Ostrava: VŠB - Technická univerzita, Regionální centrum celoživotního vzdělávání, 2003. ISBN 80-248-0315-1.
- [4] Tesařová, Miloslava. *Přednášky z předmětu KEE/PE*. Plzeň: ZČU v Plzni, 2017.
- [5] Raková, Lenka. *Přednášky z předmětu KEE/MR*. Plzeň: ZČU v Plzni, 2017.
- [6] RUSŇÁK, Štěpán a Petr ŘEZÁČEK. *Elektrické přístroje*. Vyd. 2. Plzeň: Západočeská univerzita, 1998. ISBN 80-7082-434-4.
- [7] HEŘMAN, Josef. *Bezkontaktní spínání*. 3., upr. a dopl. vyd. Praha: Státní nakladatelství technické literatury, 1983. Polovodičová technika.
- [8] DOLEČEK, Jaroslav. *Moderní učebnice elektroniky*. Praha: BEN - technická literatura, 2005. ISBN 80-7300-161-6.
- [9] BRTNÍK, Bohumil a David MATOUŠEK. *Elektronické prvky*. Praha: BEN - technická literatura, 2011. ISBN 978-80-7300-426-2.
- [10] KŮS, Václav. *Elektrické pohony a výkonová elektronika*. Druhé vydání. Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, 2016. ISBN 978-80-261-0639-5.
- [11] VANÍČEK, František. *Elektronické součástky: principy, vlastnosti, modely*. Vyd. 2. Praha: Vydavatelství ČVUT, 2004. ISBN 80-01-03112-8.
- [12] *Elektronika na webu Martina Olejára* [online]. [cit. 2018-03-17]. Dostupné z: <http://www.elweb.cz/clanky.php?clanek=94>
- [13] *Insulated Gate Bipolar Transistor or IGBT Transistor* [online]. [cit. 2018-03-24]. Dostupné z: <https://www.electronics-tutorials.ws/power/insulated-gate-bipolar-transistor.html>
- [14] *Moderní výkonové polovodičové prvky a jejich aplikační možnosti - Časopis Elektro - Odborné časopisy* [online]. [cit. 2018-04-10]. Dostupné z: <http://www.odbornecasopisy.cz/elektro/casopis/tema/moderni-vykonove-polovodicove-prvky-a-jejich-aplikacni-moznosti—14473>

- [15] *ELUC* [online]. [cit. 2018-04-15]. Dostupné z:
<https://eluc.kr-olomoucky.cz/verejne/lekce/606>
- [16] Černík M. *Výkonové polovodičové spínače a výkonová elektronika*. TU Liberec, 2008.
- [17] *ABB: Live tank circuit breakers* [online]. [cit. 2018-04-17]. Dostupné z:
<https://library.e.abb.com/public/26886facea44b7b1c1257cec0046a07c/1HSM%209543%2023-02en%20Live%20Tank%20Circuit%20Breaker%20-%20Application%20Guide%20Ed1.2.pdf>
- [18] *Siemens: High-voltage circuit breakers* [online]. [cit. 2018-04-27]. Dostupné z:
https://www.energy.siemens.com/us/pool/hq/power-transmission/high-voltage-products/circuit-breaker/Portfolio_en.pdf
- [19] *Elektrické přístroje 2018* [online]. [cit. 2018-04-27]. Dostupné z:
<http://home.zcu.cz/~sedlacek/ZSEE.pdf>
- [20] *HVDC vypínač umožní budovat síť budoucnosti - Časopis Elektro - Odborné časopisy* [online]. [cit. 2018-04-27]. Dostupné z:
<http://www.odbornecasopisy.cz/elektro/clanek/hvdc-vypinac-umozni-budovat-site-budoucnosti--465>
- [21] *Elektro_03_2013* [online]. [cit. 2018-04-27]. Dostupné z:
http://www.odbornecasopisy.cz/flipviewer/Elektro/2013/03/Elektro_03_2013_output/web/Elektro_03_2013_opf_files/WebSearch/page0067.html
- [22] *ALSTOM GE SF6 vypínače* [online]. [cit. 2018-05-02]. Dostupné z:
http://www.el-insta.cz/w/elinsta/files/alstom-gl311_datasheet_cz.pdf
- [23] *R-MAG Dead Tank Vacuum Magnetic Circuit Breaker, Instruction Manual 15.5 kV 1250/2000/3000/3700 A and 27 kV 1250/2000 A* [online]. [cit. 2018-05-02].
Dostupné z:
<https://search-ext.abb.com/library/Download.aspx?DocumentID=1VAL255101-MB&LanguageCode=en&DocumentPartId=&Action=Launch>
- [24] *5SDD 50N6000* [online]. [cit. 2018-05-02]. Dostupné z:
<http://search.abb.com/library/Download.aspx?DocumentID=5SYA%201188&LanguageCode=en&DocumentPartId=&Action=Launch>
- [25] *5SNA 1000G650300* [online]. [cit. 2018-05-02]. Dostupné z:
<http://search.abb.com/library/Download.aspx?DocumentID=5SYA1465&LanguageCode=en&DocumentPartId=&Action=Launch>

- [26] *5SHY 42L6500* [online]. [cit. 2018-05-02]. Dostupné z:
[https://search-ext.abb.com/library/Download.aspx?DocumentID=5SYA1245
&LanguageCode=en&DocumentPartId=&Action=Launch](https://search-ext.abb.com/library/Download.aspx?DocumentID=5SYA1245&LanguageCode=en&DocumentPartId=&Action=Launch)