

# Kapitola 13

## Základní elektronické prvky a jejich modely

Tento dokument slouží POUZE pro studijní účely studentům ČVUT FEL. Dokument nemá konečnou podobu a může se časem upravovat a doplňovat. Distribuce a převod do tištěné podoby je povolen pouze se svolením autora. Právní doložka je uvedena na poslední straně tohoto dokumentu.

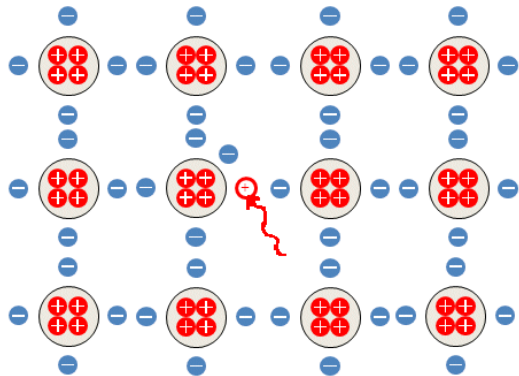
Většina **schémat** v tomto dokumentu je provázána s odpovídajícími zapojeními v aplikaci **grafického editoru elektrotechnických schémat** s připravenými analýzami, které lze vyvolat kliknutím na příslušný obrázek. Pro symbolické výsledky je nutné přihlášení (studenti a zaměstnanci ČVUT v Praze).

Dále jsou nadpisy kapitol a mnohých podkapitol provedeny jako hyperlinky a vedou na přednášky s příslušným časem přednášky daného tématu.

## 13.1. Polovodič

### 13.1.1. Vlastní (intrinzický) polovodič

Polovodičový materiál lze vytvořit na různých materiálech, nejčastěji však na prvcích 4. skupiny periodické tabulky.

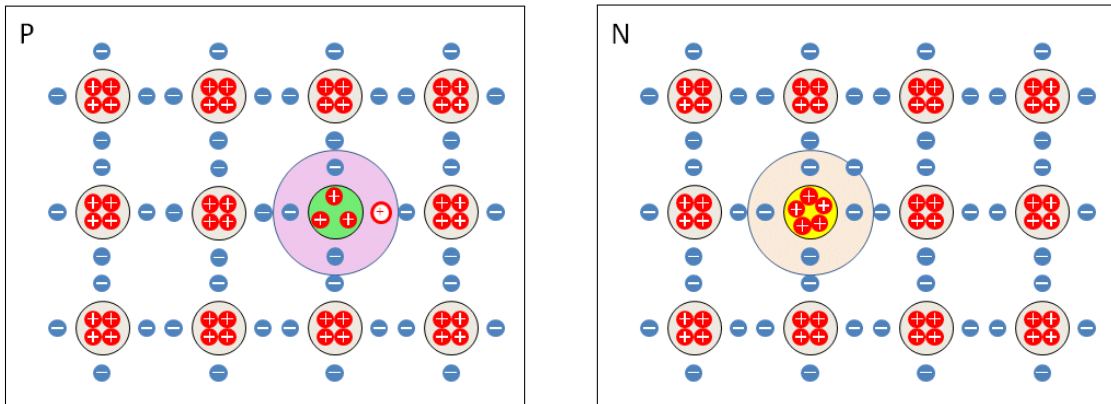


Nejčastěji je základním prvkem pro výrobu elektronických součástek křemík, který má ve valenční (poslední) vrstvě čtyři elektrony. Tyto elektrony vytvářejí vazby mezi atomy v krystalové mřížce, viz ilustrativní obrázek 13.1. Takový ideálně krystalický materiál prakticky nevede el. proud – nemá volné nosiče náboje (elektrony). Elektron však může být snadno vytržen z krystalové mřížky takového čistého polovodiče (vlastního – bez příměsí) zahřátím či ozářením materiálu fotony a pod., jak ukazuje šipka v obrázku. Pak vede elektrický proud a používá se např. ve snímačích teploty, detektorů světla a pod.

Obrázek 13.1: 2-D znázornění krystalové mřížky křemíku, (obrázek převzat z [old.spsemoh.cz](http://old.spsemoh.cz)).

### 13.1.2. Nevlastní polovodič

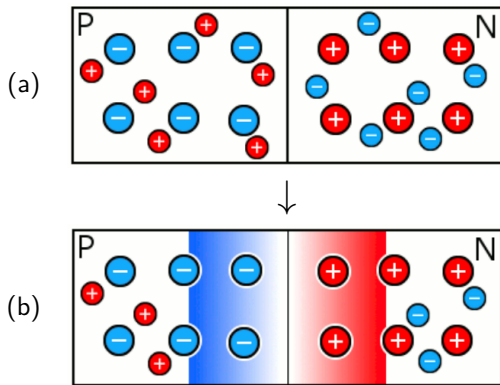
Zvýšení vodivosti lze uskutečnit pomocí nevlastní vodivosti tím, že do krystalové mřížky křemíku přidáme nud' prvek 3. nebo 5. skupiny, tj. často (Indium nebo Arsen). Tím ve struktuře bude buď chybět nebo přebývat elektron od každého atomu. To se projeví jako volný nosič náboje (díra nebo elektron), který bude majoritním nosičem. Dle typu příměsi rozeznáváme polovodič typu P (majoritními nosiči náboje jsou díry) a N (majoritními nosiči jsou elektrony), jak je ilustrováno na následujících obrázcích.



Obrázek 13.2: 2-D znázornění krystalové mřížky polovodiče typu P a N, (obrázky převzaty z [old.spsemoh.cz](http://old.spsemoh.cz)).

## 13.2. Vytvoření PN přechodu

Velké možnosti nabízí přechod jednoho a druhého typu polovodiče – technologicky vytvořený **PN přechod**.



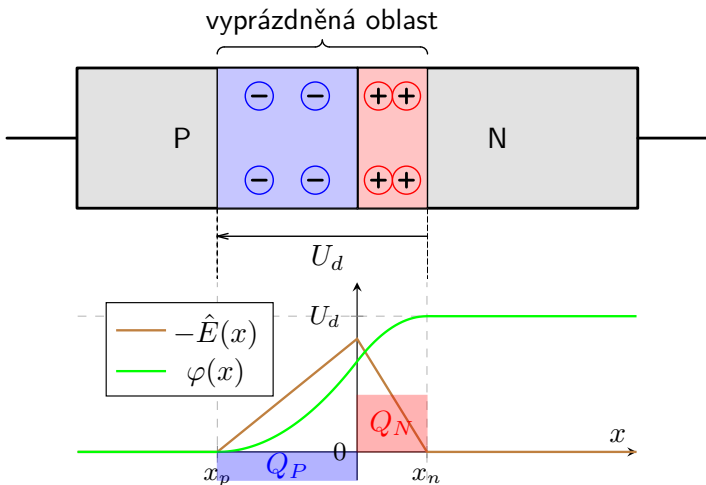
Obrázek 13.3: 2-D znázornění krystalové mřížky PN přechodu, (obrázky převzaty z [old.spsemoh.cz](http://old.spsemoh.cz)).

V přechodu dojde ihned při jeho vzniku k přemístění volných nosičů náboje, tj. v jeho struktuře nebude rozložení nábojů odpovídat předchozím obrázkům – zde případu (a). V takovém případě by byl náboj v každé oblasti vyrovnaný (pokud měl dotovaný prvek o elektron méně, měl i o jeden proton méně a opačně). Volné nosiče náboje (v P polovodiči díry, v N elektrony) se díky opačnému náboji přitahují a elektrony z oblasti N přecházejí do oblasti P, kde „rekombinují“ s volnými děrami a tím se **mění rozložení náboje v oblasti přechodu** – v každé oblasti zůstávají z dotovaných prvků ionty, jelikož jim chybí jeden elektron či naopak je ve struktuře navíc (rekombinoval s dírou). V oblasti přechodu zůstane tzv. **vyprázdněná oblast** (depletiční) – chybí v něm volné nosiče náboje, jak ukazuje obrázek (b).

## 13.3. Rozložení náboje v PN přechodu

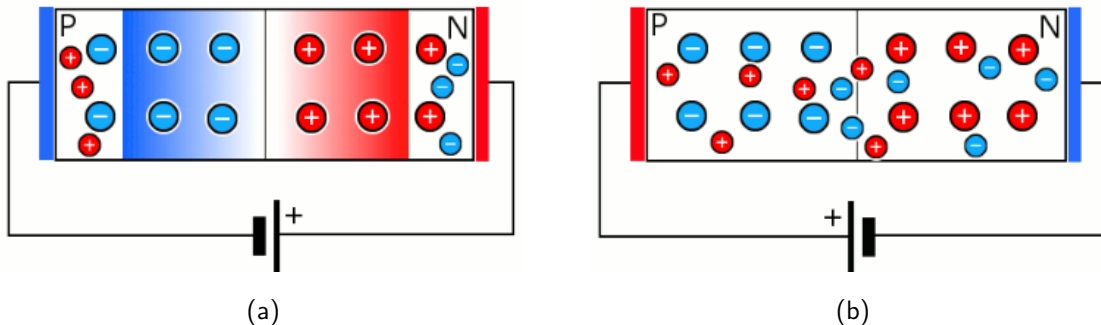
Situaci z předchozí ilustrace lze znázornit následujícím grafem: v oblasti P je kolem v blízkosti přechodu rozložen záporný náboj<sup>a</sup> (ionty v krystalové mřížce) s celkovou velikostí  $Q_P$  do vzdálenosti  $x_p$  od přechodu, v oblasti N je podobně rozložen náboj s  $Q_N = Q_P$  do vzdálenosti  $x_n$ , přičemž je např.  $x_p = 2x_n$ , pak je koncentrace příměsí v oblasti N  $2\times$  vyšší. Vlivem tohoto náboje vzniká v okolí přechodu elektrické pole, jehož intenzita  $\hat{E}$  bude mít lineární průběh (v grafu na obrázku 13.4 vynešeno  $-\hat{E}$ ) v závislosti na souřadnici. Pak průběh elektrického potenciálu  $\varphi$  v okolí přechodu ukazuje, že na vyprázdněné oblasti vznikne tzv. **difuzní napětí**  $U_d$ , které zabraňuje dalším rekombinacím (odpuzuje zbylé volné elektrony a díry).

<sup>a</sup>předpokládáme rovnoměrně



Obrázek 13.4: Ilustrativní 2-D znázornění rozložení náboje PN přechodu a odpovídající rozložení náboje, intenzity elektrického pole a potenciálu přechodu.

## 13.4. PN přechod s vnější polarizací

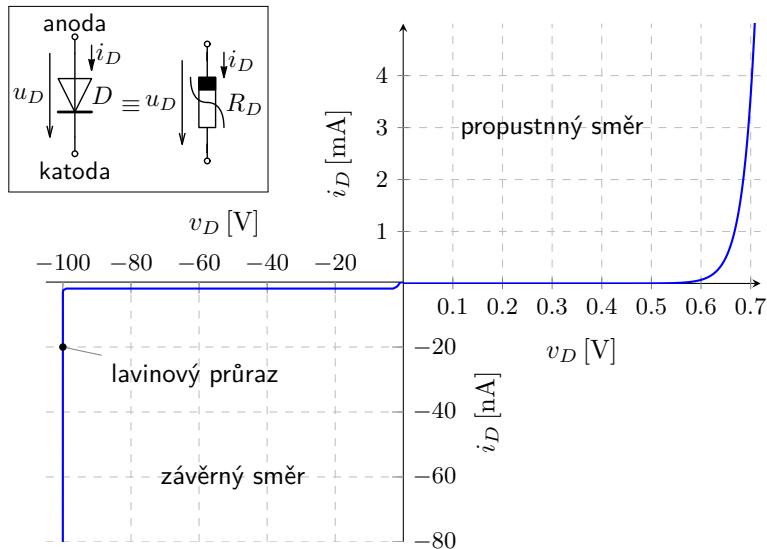


Obrázek 13.5: 2-D znázornění krystalové mřížky křemíku, (obrázky převzaty z [old.spsemoh.cz](http://old.spsemoh.cz)).

Pokud na nakontaktovaný PN přechod připojíme vnější napětí ve stejné orientaci jako difuzní napětí, tj. záporný pól zdroje na P a kladný pól na N, dojde k dalšímu rozšíření vyprázdněné vrstvy – volné nosiče jsou z oblastí přitahovány k připojovacím kontaktům, jak ukazuje obrázek (a). Proud struktura v tomto případě nepovede.

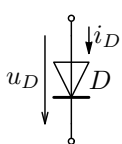
Při opačné polaritě jsou volné nosiče od kontaktů naopak odpuzovány a tím se zmenšuje vyprázdněná vrstva. V případě dostatečného vnějšího napětí (pro křemík cca 0,6 V) vyprázdněná vrstva prakticky zmizí, celá struktura je zaplavena volnými nosiči náboje a prochází jí elektrický proud, viz. obrázek (b). Viz také [video](#).

## 13.5. Polovodičová dioda



Dioda je jedna ze základních elektronických součástek. Polovodičová dioda je tvořena přechodem PN. Na obě oblasti jsou opatřeny elektrodami nazývanými anoda a katoda, přičemž anoda je zapojena na oblast typu P a katoda na oblast N. Pokud budeme polarizovat diodu v propustném směr, tj. dle obrázku 13.5 (b), dioda (Si) se otevře asi při 0,6 V a proud v závislosti na  $u_D$  strmě narůstá. Pokud budeme polarizovat diodu naopak ve směru závěrném, tj. dle obrázku 13.5 (a), pak je dioda uzavřena a protéká jí velmi malý prakticky konstantní zbytkový proud ( $10^0$  nA pro Si). Pro vysoké závěrné napětí se však dioda prorazí. Více viz přednáška.

Obrázek 13.6: Schématická značka a voltampérová charakteristika diody.



Vztah mezi proudem diody a napětím na diodě lze analyticky odvodit a vyjádřit následovně:

$$i_D = I_S \left( e^{\frac{u_D}{NU_T}} - 1 \right), \quad \frac{1}{NU_T} = \frac{q}{NkT} \approx 38 \text{ V}^{-1} \quad \text{pro Si diodu při pokojové teplotě,} \quad (13.1)$$

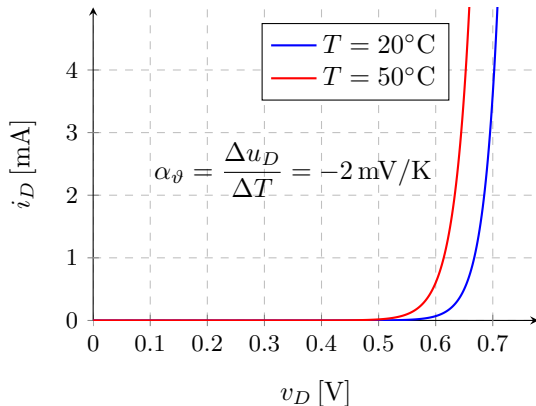
kde  $I_S$  je tzv. saturační proud (cca  $10^{-15}$  až  $10^{-10}$  A),

$q$  je náboj elektronu ( $1.6 \cdot 10^{-19}$  C),

$T$  je teplota ve [°K] a

$N$  je emisní koeficient ( $N \in \langle 1, 2 \rangle$ ).

**Saturační proud**  $I_S$  udává proud diodou v závěrném směru, který je přímo úměrný ploše přechodu. Reálné diody (zapouzdřené součástky) vykazují proudové svody, které nejsou oproti proudu  $I_S$  nezanedbatelné a podílejí se tak na celkovém závěrném proudu diodou, který je obvykle v řádu  $10^{-9}$  A. Mimo uvedené teplotní závislosti napětí  $U_T$  je teplotou výrazně ovlivňována i velikost saturačního proudu  $I_S$ , který je mimo jiné úměrný *třetí mocnině* absolutní teploty, viz. např. [5]. Výrazná závislost VA charakteristiky diody (obrázek 13.7) se někdy využívá pro měření teploty. (teplotní koeficient  $\alpha_{\vartheta}$  je v širokém rozsahu teplot lineární).

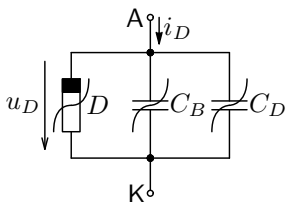


Obrázek 13.7: Teplotní závislost **voltampérové (VA) charakteristiky**, viz také **videoukázku**.



### 13.5.1. Obvodový model diody

Aby bylo možné se součástkou pracovat např. v simulačním programu, je nutné pro ni na základě matematického popisu vytvořit model. Základní model diody popisující dominantní vlastnosti (mimo průrazů, dynamických vlastností, ...) je velmi jednoduchý – jedná se o nelineární rezistor dle 13.6 popsany vztahem (13.1). Pokud by měl model postihovat i základní dynamické chování, je třeba ho doplnit akumulacími prvky – v tomto případě tzv. **bariérovou kapacitou**  $C_B$ , která odpovídá kapacitě vyprázdněné oblasti PN přechodu v závěrném směru a tzv. **difuzní kapacitou**  $C_D$ , která odpovídá kapacitě zaplaveného PN přechodu pro propustný směr, viz obrázek 13.8 a vztahy 13.2 a 13.3, více viz. přednáška.



$$C_B = \frac{C_{JO}}{\left(1 + \frac{|u_D|}{U_J}\right)^m}, \quad u_D < 0, \quad (13.2)$$

$$C_D = \frac{\tau_T}{NU_T} i_D, \quad i_D > 0, \quad (13.3)$$

Obrázek 13.8: Nelineární model diody s akumulacími prvky.

kde  $C_{JO}$  je kapacita přechodu při nulovém napětí  $u_D$ ,

$U_J$  je tzv. difuzní potenciál (pro křemík  $U_J \in \langle 0,6, 0,8 \rangle$  V)

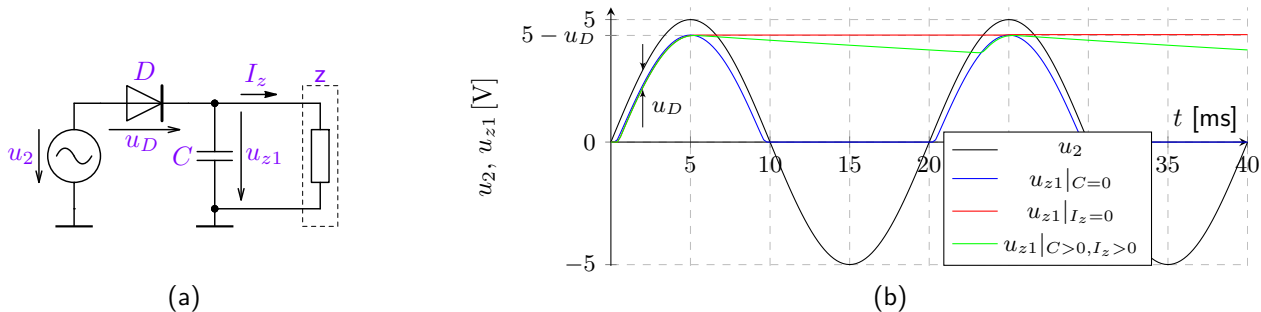
$m \in \langle 1/3, 1/2 \rangle$  je koeficient závislý na koncentracích dotování obou polovodičů a

$\tau_T$  je efektivní doba života menšinových nosičů náboje (průměrná průletová doba), viz. [5].

## 13.5.2. Základní použití diody jako spínače

Nejčastější použití diody je ve funkci spínače. Zjednodušeně řečeno, dioda spojí dva uzly obvodu v případě, že uzlové napětí kde je připojena anoda je cca o 0,6 V větší než uzlové napětí, kde je připojena katoda. Nejedná se o dokonalé spojení, ale mezi uzly je udržováno napětí 0,6 až 0,8 V v závislosti na procházejícím proudu. V ostatních případech diodou neprochází proud (je uzavřena). Jedná se tedy o spínač řízený napětím na sobě samém.

Toho se využívá u usměrňovačů – obvodů, které propouštějí jen jednosměrný (kladný nebo záporný) signál, viz obrázek 13.9. Vstupní napětí  $u_2$  je harmonického průběhu, výstupní napětí je pouze kladné a časový průběh závisí na zátěži. Pokud není připojen kapacitor, je výstupní průběh v případě kladné půlvlny zmenšen o  $u_D \approx 0,7$  V oproti průběhu vstupnímu. V případě záporné půlvlny je výstupní napětí nulové nebo je „drženo“ kapacitorem –  $I_z$  teče pouze z kapacitoru (dioda je uzavřena). Více, viz přednáška včetně [videoukázky](#) analýzy a [experimentu](#).

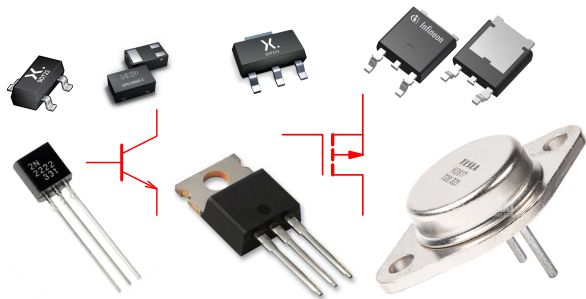


Obrázek 13.9: Zapojení jednocestného usměrňovače (a) a odpovídající časové průběhy napětí (b).

## 13.6. Tranzistory

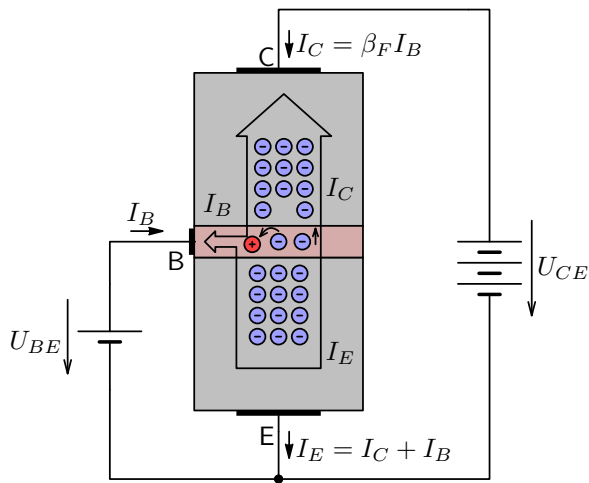
Vynález tranzistoru – polovodičového prvku řízeného externím napětím/proudem je zcela průlomový pro další vývoj elektroniky a integrovaných obvodů. Vyrábí se jednak jako diskretní součástka v různých pouzdrech (viz níže), jednak je používán jako základní součást **všech** integrovaných obvodů. Dnešní procesor v PC jich obsahuje miliardy!

Rozlišujeme dva základní typy tranzistorů: „bipolární“ a dnes nejčastěji používaný „unipolární“ tranzistor.



Obrázek 13.10: Replika prvního tranzistoru vynalezeného r. 1947 Johnem Bardeenem, Walterem Brattainem a Williamem Shockleyem v laboratořích společnosti Bell, USA (b), (obrázek převzat z [www.gettyimages.co.uk](http://www.gettyimages.co.uk)).

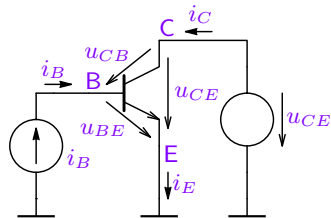
### 13.6.1. Struktura bipolárního tranzistoru a jeho princip



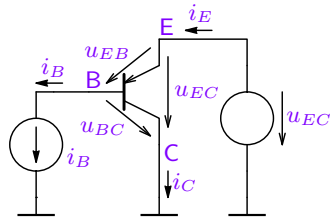
Obrázek 13.11: Struktura bipolárního tranzistoru NPN a jeho pólování v aktivním režimu.

Bipolární tranzistor (BJT – bipolar junction transistor) je tvořen dvěma PN přechody – emitorovým a kolektorovým dle názvů elektrod (kolektor C, emitor E a prostřední báze B). Pokud otevřeme emitorový přechod (připojením kladného napětí cca 0,6 V na bázi vůči emitoru) budou elektrony z emitorové oblasti přecházet do oblasti báze a zde rekombinovat s děrami a tím vytvářet uzavírat proud stejně jako u diody. Pokud však zároveň připojíme na kolektor větší napětí než na bázi (kolektorový přechod polarizujeme v závěrném směru) bude většina elektronů, které jsou v oblasti báze minoritními vosiči náboje přecházet do kolektorové oblasti (kolektorový přechod je pro ně otevřen), do které jsou navíc přitahovány kladným napětím  $u_{CE}$ . Podíl proudů  $I_C/I_B = \beta_F$  nazýváme proudovým zesilovacím činitelem, který málo závisí na velikosti obvodových veličin a je dán zejména konstrukcí tranzistoru. Pokud bude oblast báze málo dotovaná (malá koncentrace děr) a tenká bude minimum elektronů rekombinovat v bázi a proudovým zesilovacím činitelem bude tím větší ( $\beta_F \approx 100 \div 400$ ). Viz také [video](#). Tuto činnost dobře ilustrují VA charakteristiky tranzistoru na obrázku [13.12 \(b\)](#).

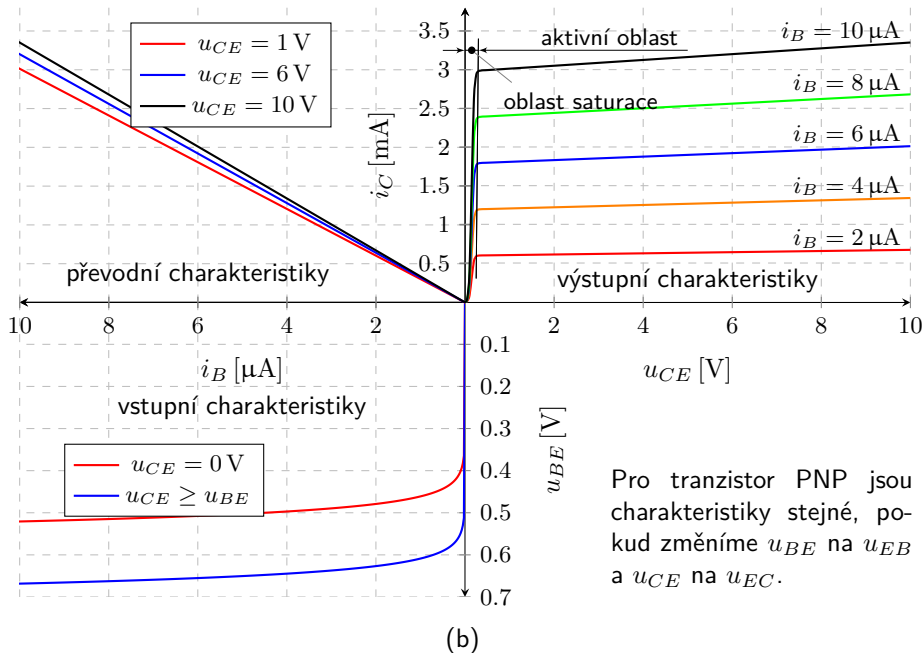
Schématické značky a polarizace (označení kladných směrů obvodových veličin) pro tranzistor NPN:



a tranzistor PNP:



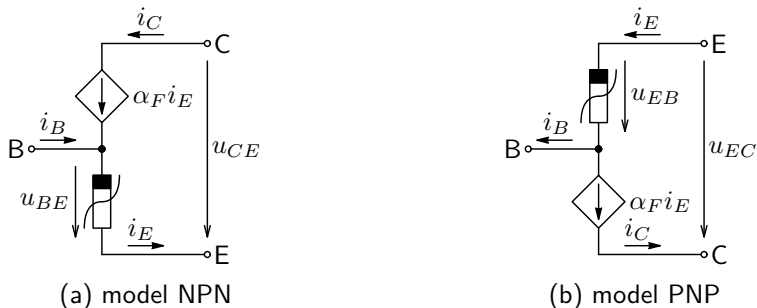
(a)



Obrázek 13.12: „Kladná“ polarizace tranzistoru NPN a PNP (a) a charakteristiky NPN tranzistoru (b).

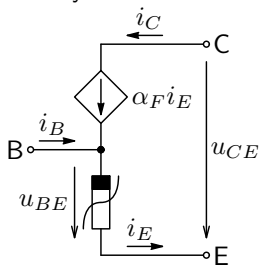
## 13.6.2. Obvodové modely bipolárního tranzistoru

Bázový přechod se chová jako dioda (vstupní charakteristika – 3. kvadrant) a kolektorový proud je násobek bázového proudu a je prakticky nezávislý na napětí kolektoru (převodní a výstupní charakteristika – 2. a 1. kvadrant). Podobně jako NPN lze charakterizovat i PNP tranzistor (místo elektronů budou díry a naopak a kladné směry obvodových veličin se změni dle obrázku 13.12 (a). Více viz linky na analýzy a přednášku. Výše popsaná činnost bipolárního tranzistoru a zejména vztah  $i_C/i_B = \beta_F$  platí pouze v **aktivním režimu, tj. kolektorový přechod je polarizován v závěrném a emitorový v propustném směru, tj.  $u_{BE} > 0,5\text{ V}$  a cca  $u_{CB} > -0,4\text{ V}$ , resp.  $u_{CE} > 0,3\text{ V}$  pro NPN tranzistor**. Pak lze tranzistor modelovat jednoduše s využitím nelineárního rezistoru jako diody a řízeného zdroje proudu, viz obrázek 13.13. Řídící konstanta zdroje udává poměr  $\alpha_F = i_C/i_E$ .



Obrázek 13.13: Ebers-Mollův nelineární statický tzv. T model bipolárního tranzistoru pro aktivní režim.

Obvodové veličiny Ebers-Molloya modelu **pro aktivní režim** lze na základě popisu diody vyjádřit níže uvedenými vztahy:



$$i_C = I_S \left( e^{\frac{u_{BE}}{N_F U_T}} - 1 \right), \quad (13.4)$$

$$i_E = \frac{i_C}{\alpha_F} = \frac{I_S}{\alpha_F} \left( e^{\frac{u_{BE}}{N_F U_T}} - 1 \right), \quad (13.5)$$

$$i_B = i_E - i_C = \left( \frac{1}{\alpha_F} - 1 \right) i_C = \frac{i_C}{\beta_F} = \frac{I_S}{\beta_F} \left( e^{\frac{u_{BE}}{N_F U_T}} - 1 \right), \quad (13.6)$$

kde  $I_S/\alpha_F$  je zpětný saturační proud emitorového přechodu (cca  $10^{-12}$  až  $10^{-15}$  A) ,

$N_F$  je emisní koeficient pro aktivní režim (forward)  $\alpha_F$  je proudový zesilovací činitel nakrátko pro zapojení se společnou bází opět v aktivním režimu.

Činitel  $\frac{1}{\alpha_F} - 1 = \frac{1}{\beta_F}$  je převrácená hodnota proudového zesilovacího činitele  $\beta_F$  pro zapojení se společným emitorem.

$$i_C = \beta_F i_B, \quad \text{přičemž evidentně platí:} \quad (13.7)$$

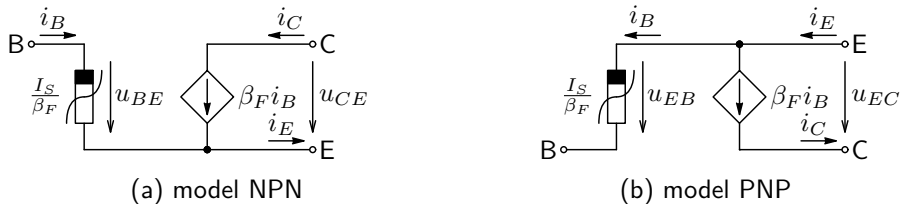
$$\beta_F = \frac{i_C}{i_B} = \frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F}, \quad \text{resp.} \quad \alpha_F = \frac{i_C}{i_E} = \frac{\beta_F}{1 + \beta_F}, \quad \text{vše pro: } u_{CE} > 0,3 \text{ V}, u_{BE} > 0,5 \text{ V}. \quad (13.8)$$

**Poznámka:** Pro standardní nízkovýkonové typy bipolárních tranzistorů bývá činitel  $\beta_F$  v rozsahu 100 až 400, tj.  $\alpha_F$  v rozsahu 0,99 až 0,997, pro výkonové typy mívá činitel  $\beta_F$  velikost cca 30 až 70.

Rovnice (13.4) až (13.6) popisovaly vztahy mezi obvodovými veličinami NPN tranzistoru. Relace pro tranzistor PNP budou stejné, je však nutné vzít v úvahu opačnou polarizaci mezelektrodových napětí dle obrázku 13.12 (a). Pak např. rovnice (13.4) přejde na tvar (13.9) a podobně se upraví i zbývající relace.

$$i_C = I_S \left( e^{\frac{u_{EB}}{N_F U_T}} - 1 \right), \quad \text{pro: } u_{EC} > 0,3 \text{ V}, u_{EB} > 0,5 \text{ V}. \quad (13.9)$$

Bipolární tranzistor lze modelovat i pro případ, kde přechod B-E budeme modelovat v oblasti báze. Tou teče proud  $i_B$  při stejném napětí  $u_{BE}$  a pro oba typy tranzistorů dostaneme modely, které jsou uvedeny na obrázku 13.14. U odporového modelu diody (nelineárního rezistoru) je v závorce uveden i odpovídající saturační proud, podle vztahu (13.6).



Obrázek 13.14: Tzv. II nelineární statický model bipolárního tranzistoru pro aktivní režim.

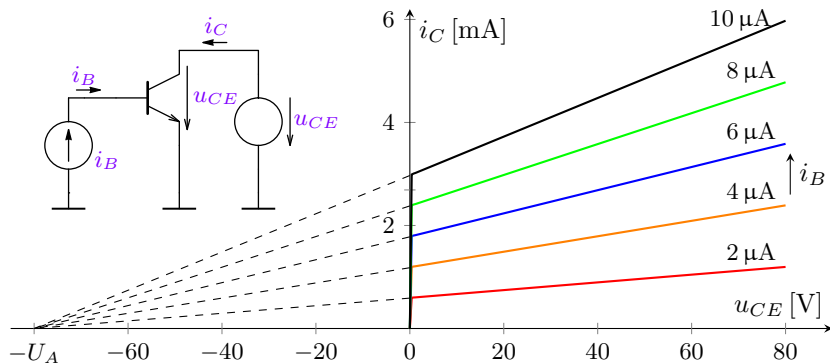


V některých případech je třeba modelovat i sklon výstupních charakteristik tranzistoru, který je demonstrován na obrázku 13.15 pro velká napětí  $u_{CE}$ . Tranzistor se nechová jako ideální proudový zdroj. Jev, který to způsobuje se nazývá Earlyho a napětí, kde se protne prodloužení výstupních charakteristik Earlyho napětí  $U_A > 0$ .

Pro matematický popis vyjdeme ze vztahu (13.4), resp. (13.9) který lze upravit na tvar (13.10), který popisuje i tuto závislost pro NPN tranzistor, resp. (13.11) pro PNP tranzistor.

$$i_C = I_s \left( e^{\frac{u_{BE}}{n_F U_T}} - 1 \right) \left( 1 + \frac{u_{CE}}{U_A} \right) \quad (13.10)$$

$$i_C = I_s \left( e^{\frac{u_{EB}}{n_F U_T}} - 1 \right) \left( 1 + \frac{u_{EC}}{U_A} \right) \quad (13.11)$$

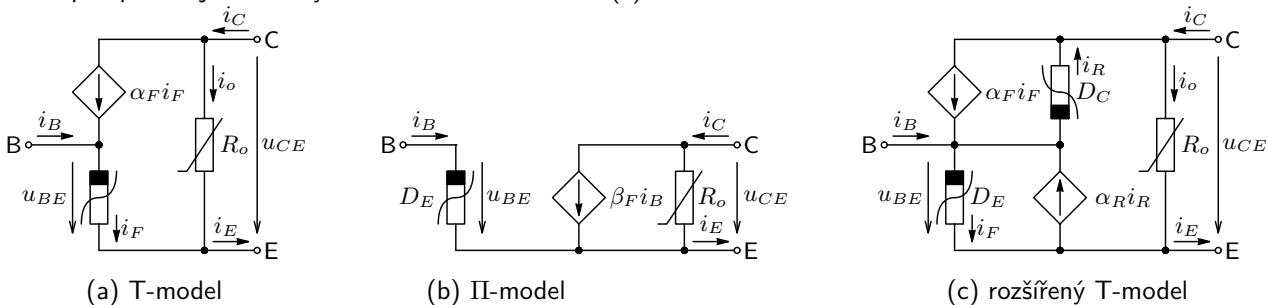


Obrázek 13.15: **Demonstrace** Earlyho jevu u bipolárního tranzistoru.

Je zřejmé, že pro  $u_{CE} = U_A$  se proud  $i_C$  zdvojnásobí, oproti počátku ( $u_{CE} \approx 0,3 \text{ V}$ ).

Adekvátně lze upravit i model tranzistoru, jak je uvedeno na obrázku 13.16 (a) a (b). Tyto modely obsahují navíc výstupní rezistor  $R_o = \frac{U_A}{I_s \left( e^{\frac{u_{BE}}{n_F U_T}} - 1 \right)}$ , který je řízen napětím  $u_{BE}$ , resp. proudem  $i_C$ .

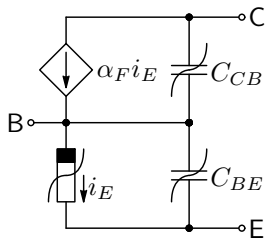
Doposud jsme předpokládali, že tranzistor je polarizován v aktivním (forward) režimu, tj. přechod B-E je polarizován v propustném a přechod B-C v závěrném směru. Proto jsme proudové zesilovací činitele označili indexem  $F$ . Pokud však zaměníme elektrody kolektoru a emitoru a tranzistor bude provozován v tzv. reverzním režimu, tranzistorový jev se při funkci takto polarizovaného tranzistoru uplatní také, nicméně celkové chování nebude identické ( $\alpha_R < \alpha_F$ ). Je to dáno vlastní technologií výroby a zejména konstrukcí tranzistoru, která není ve skutečnosti symetrická. Toto pak postihuje rozšířený model na obrázku 13.16 (c).



Obrázek 13.16: Nelineární statické modely bipolárního NPN tranzistoru s uvažováním výstupního odporu  $R_o$ .

### Dynamický model bipolárního tranzistoru pro v aktivní režim

Stejně jako v případě diody, i v případě bipolárního tranzistoru je pro dynamické chování obohatit model o akumulční prvky, které budou modelovat chování tranzistoru pro v čase proměnné signály. Vzhledem k tomu, že tranzistor obsahuje dva PN přechody, ale využít dynamického modelu diody a do základního modelu tranzistoru pro aktivní režim přidat bariérovou kapacitu  $C_{CB}$  modelující chování kolektorového přechodu a difuzní kapacitu  $C_{BE}$  pro přechod emitorový. Vztahy pro hodnoty kapacit odpovídají vztahům 13.2 a 13.3 s příslušnými obvodovými veličinami ( $u_{CB}$  a  $i_E$ ).

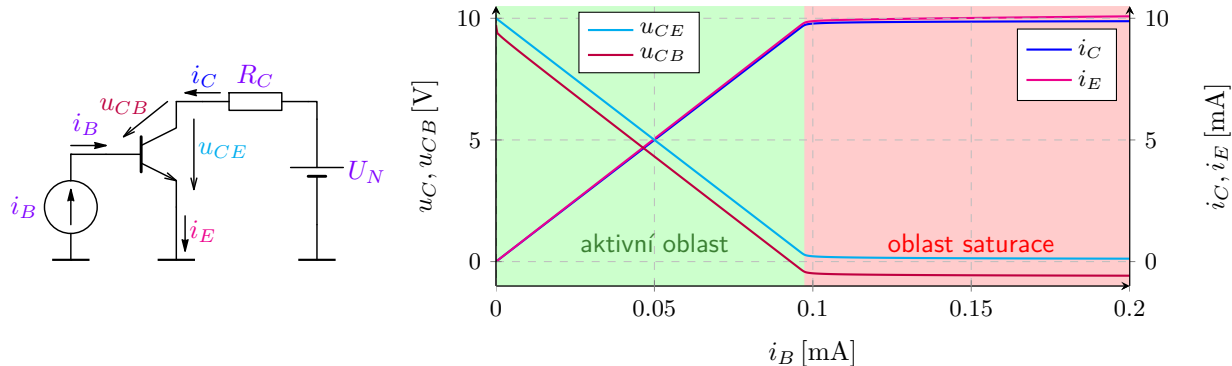


Obrázek 13.17: Základní nelineární model bipolárního NPN tranzistoru s akumulčními prvky pro aktivní režim.

V simulačních programech je nutné podchytit většinu (i parazitních) vlastností prvku. Pro bipolární tranzistor se používá tzv. **Gummel-Poonův model**, který částečně vychází z rozšířeného Ebers-Mollova modelu. Takový model je pak podstatně složitější včetně vztahů popisujících jednotlivé nelineární prvky.

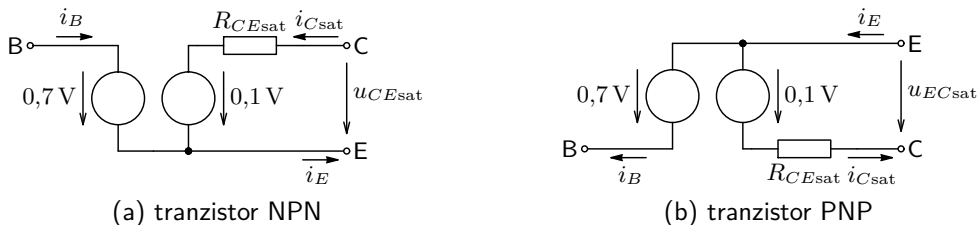
## Chování bipolárního tranzistoru v saturačním režimu (ve funkci spínače) a jeho model

Pokud budeme v zapojení na obrázku níže (NPN tranzistor) zvyšovat proud  $i_B$  (emitorový přechod je otevřen), bude se zpočátku zvyšovat i kolektorový proud dle  $i_C = \beta_F i_B$ , jelikož kolektorový přechod je uzavřen ( $u_{CB} > -0,4 \text{ V}$ ) a tranzistor pracuje v aktivním režimu. Zároveň se bude snižovat napětí  $u_{CE}$  díky zvětšujícímu se úbytku na  $R_C$ :  $u_{CE} = U_N - R_C i_C$ . Pokud však proud vzroste natolik, že  $u_{CE} < 0,3 \text{ V}$  začne se otevírat i kolektorový přechod (přechod ( $u_{CB} = u_{CE} - u_{BE} \approx 0,3 - 0,7 = -0,4 \text{ V}$ ) a tranzistor přechází z aktivního režimu do režimu saturačního, kdy je proud kolektoru saturovaný vnějším obvodem ( $U_N/R_C$ ) a  $i_C < \beta_F i_B$ ! Viz také obrázek 13.12 (b).



Obrázek 13.18: Zapojení tranzistoru pro dosažení režimu saturace a odpovídající závislosti obvodových veličin na velikosti buzení  $i_B$ .

Z grafu na obrázku 13.18 je zřejmé, jak lze jednoduše modelovat kolektorový obvod tranzistoru v saturaci. Napětí  $u_{CE}$  je téměř konstantní ( $\approx 0,1$  až  $0,2$  V) a nepatrně se zmenšuje s rostoucím proudem  $i_B$ , tj.  $R_{CEsat}$  lze v většinou zanedbat<sup>1</sup>. Pro PNP tranzistor platí výše uvedené samozřejmě také s tím rozdílem, že uvedené veličiny mají opačné znaménko (aktivní režim PNP tranzistoru platí pro  $u_{CE} < -0,3$  V,  $u_{BE} < -0,5$  V, resp.  $u_{EC} < 0,3$  V,  $u_{EB} < 0,5$  V).

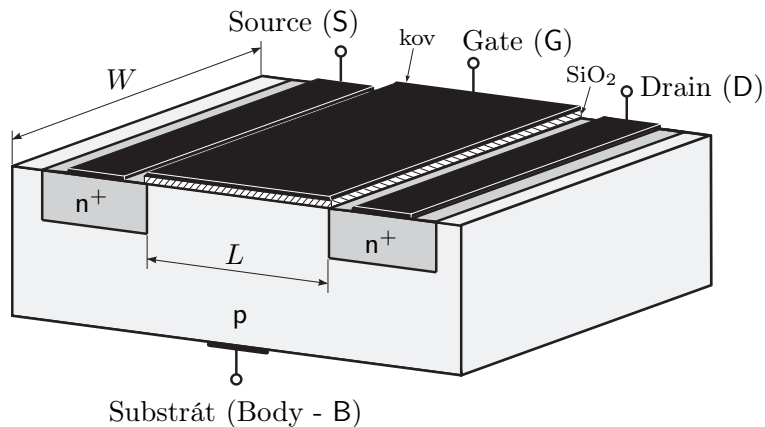


Obrázek 13.19: Statické modely bipolárních tranzistorů pro režim saturace.

Aktivní režim tranzistoru se používá zejména v lineárních aplikacích při zpracování (zesilování) analogových signálů, saturační režim se využívá při spínání zátěží (s jednocestným proudem) a v digitální technice.

<sup>1</sup>Pro vysoké proudy lze použít zjednodušený vztah  $R_{CEsat} \approx \frac{0,1}{\beta_F i_B}$  při  $i_C \doteq \frac{\beta_F}{2} i_B$ .

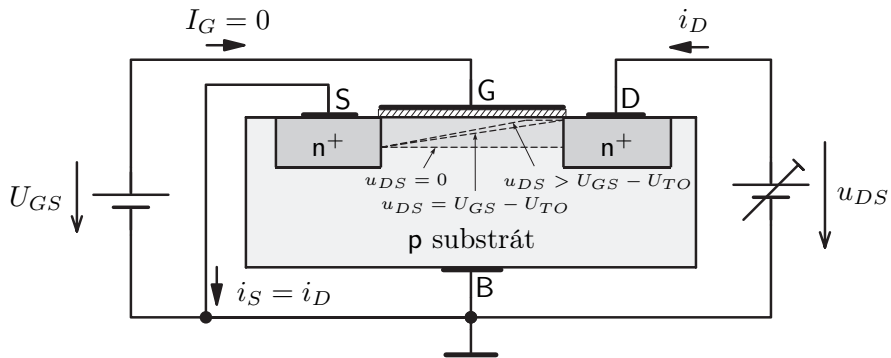
### 13.6.3. Struktura unipolárního tranzistoru typu MOSFET



Obrázek 13.20: Principiální struktura MOSFETu s kanálem N.

Unipolární tranzistory jsou tranzistory řízené polem (FET – Field Effect Transistor). Rozlišujeme dva základní typy: nejrozšířenější MOSFET (Metal Oxide Silicon) a méně používaný přechodový, tj. JFET (Junction). Jejich princip je založen na řízení proudu tzv. kanálu pomocí elektrického pole vytvořeného řídicím napětím. Principiální struktura MOSFETu s kanálem typu N je uvedena na obrázku 13.20. Řídicí napětí se přivádí na kovovou elektrodu Gate, která je oddělena izolantem od vlastního polovodičesubstrátu (Body), kde vzniká vodivý kanál (délky  $L$  a šířky  $W$ ) mezi elektrodami Drain a Source, které jsou analogií kolektoru a emitoru tranzistoru bipolárního. Pro kanál typu P jsou všechny polovodiče opačného typu.

### 13.6.4. Princip funkce tranzistoru typu MOSFET



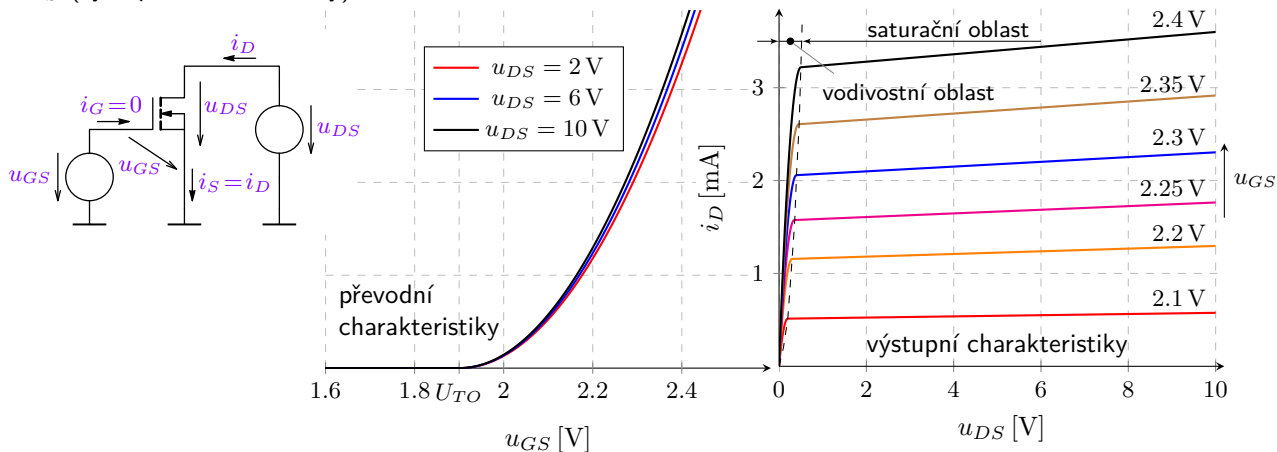
Pro vytvoření vodivého kanálu mezi drainem a sourcem je v případě kanálu typu N třeba přivést na řídicí elektrodu (G) kladné napětí vůči substrátu, který bývá spojen s elektrodou source. Toto kladné napětí přitáhne volné elektrony (minoritní ze substrátu a zejména ze source vlivem elektrického pole) pod izolant, kterým je řídicí elektroda oddělena.

Obrázek 13.21: Polarizace MOSFETu pro vytvoření vodivého kanálu typu N.

Některé z těchto elektronů zrekombinují, ale při dostatečně velkém řídicím napětí, větším než tzv. prahové napětí  $U_{TO}$ , tj.  $U_{GS} > U_{TO}$  koncentrace elektronů převáží a tím dojde k vodivému „kanálu“ mezi source s drainem (substrát v této oblasti změnil typ vodivosti). Pokud přivedeme mezi drain a source napětí ( $u_{DS}$ ) začne procházet kanálem proud. Vlivem kladného napětí na drainu bude v této části docházet ke snížení elektrického pole a zmenšování (zaškrcování) kanálu. Kanálem však bude i po „zaškrvení“ procházet saturovaný proud (pro  $u_{DS} > U_{GS} - U_{TO}$ ) a jeho velikost nebude záviset na napětí  $u_{DS}$  – saturační oblast (pozor neplést s oblastí saturace BJT!). Více viz. přednáška a „externí“ [video](#).

### 13.6.5. Statické charakteristiky tranzistoru typu MOSFET

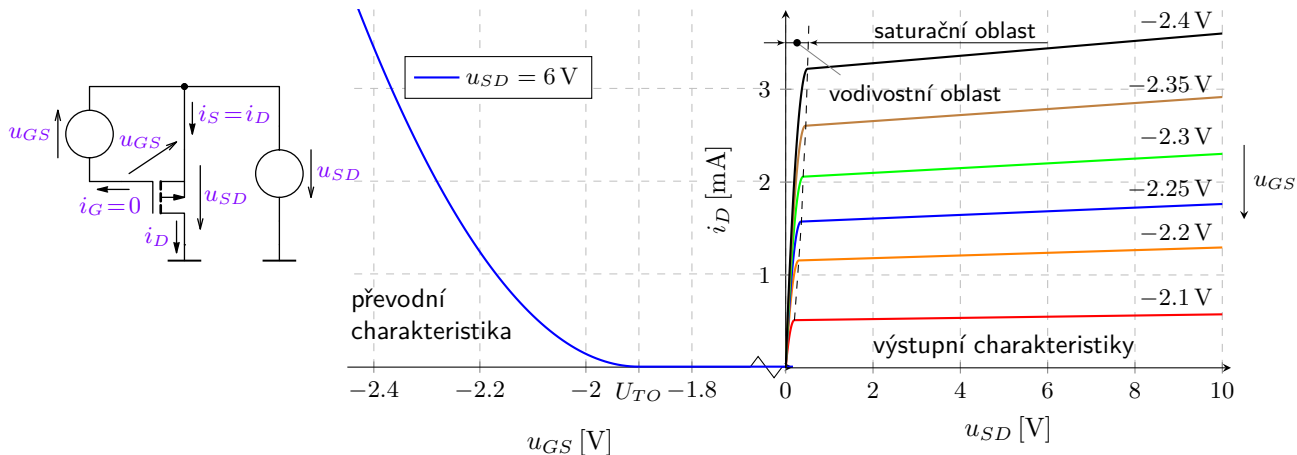
Popsanou činnost dokládají charakteristiky tranzistoru MOSFET. Na obrázku 13.22 jsou typické charakteristiky MOSFET s N-kanálem, které lze získat v zapojení uvedeném vlevo: řídicím napětím  $u_{GS}$  lze měnit proud  $i_D$  při daném napětí  $u_{DS}$  (převodní charakteristiky), resp. pro dané napětí  $u_{GS}$  vynášíme proud  $i_D$  v závislosti na napětí  $u_{DS}$  (výstupní charakteristiky).



Obrázek 13.22: Převodní a výstupní charakteristiky tranzistoru MOSFET s kanálem typu N.

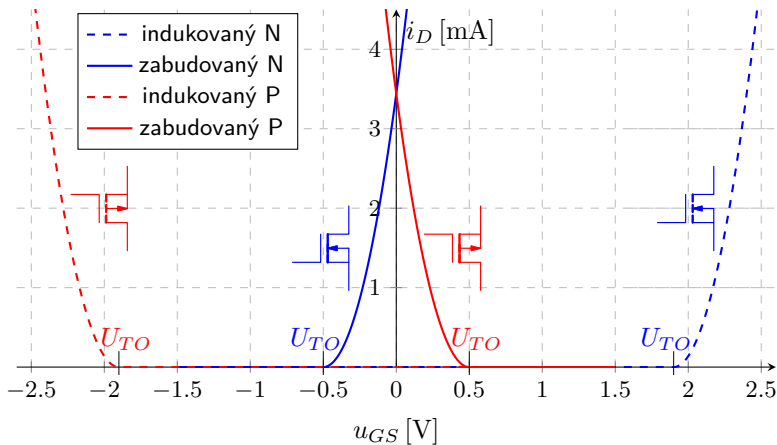
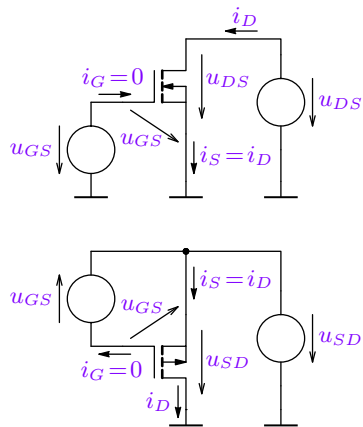


Tranzistor se podobně jako BJT chová jako řízený zdroj proudu. V tomto případě je to proud  $i_D$ , který je však řízen napětím  $u_{GS}$  a v saturační oblasti závisí minimálně na  $u_{DS}$ . Hradlo je odděleno izolantem ( $\text{SiO}_2$ ), proto do řídicí elektrody prakticky neteče proud ( $i_G \approx 10^{-12}$  A). Podobně jako tranzistor s N-kanálem lze vykreslit i charakteristiky MOSFETu s kanálem typu P – viz obrázek 13.23, včetně zapojení a orientace obvodových veličin.



Obrázek 13.23: Převodní a výstupní charakteristiky tranzistoru MOSFET s kanálem typu P.

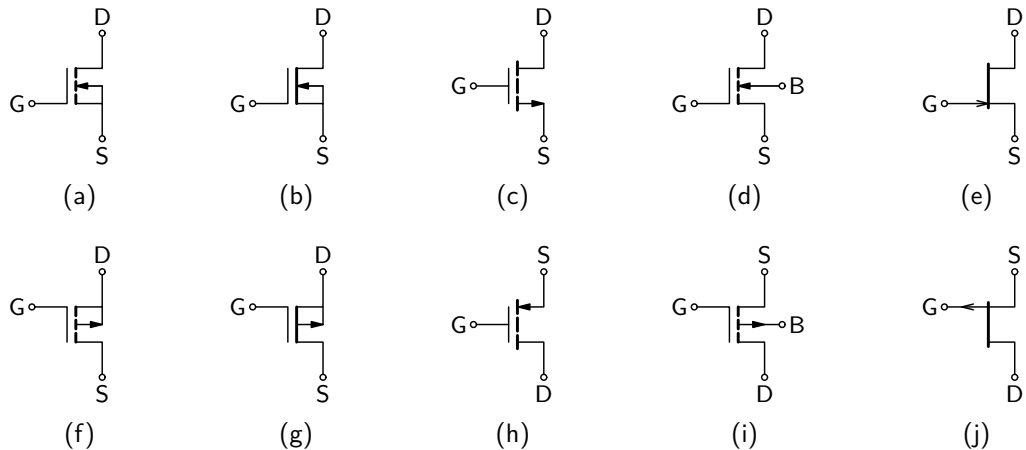
Kromě uvedených tranzistorů MOSFET s tzv. indukovaným kanálem (vytvořeným pouze elektrickým polem díky napětí  $u_{GS}$ ) lze kanál připravit i technologicky, tak že kanálem prochází proud při nulovém napětí  $u_{GS}$ , kterým lze pak proud zvětšovat i zmenšovat – hovoříme o tzv. zabudovaném kanálu (prakticky se vyrábí minimálně).



Obrázek 13.24: Převodní charakteristiky tranzistorů MOSFET dle typu kanálu ( $u_{DS} = 6$  V pro N-kanál, resp.  $u_{SD} = 6$  V pro P-kanál).

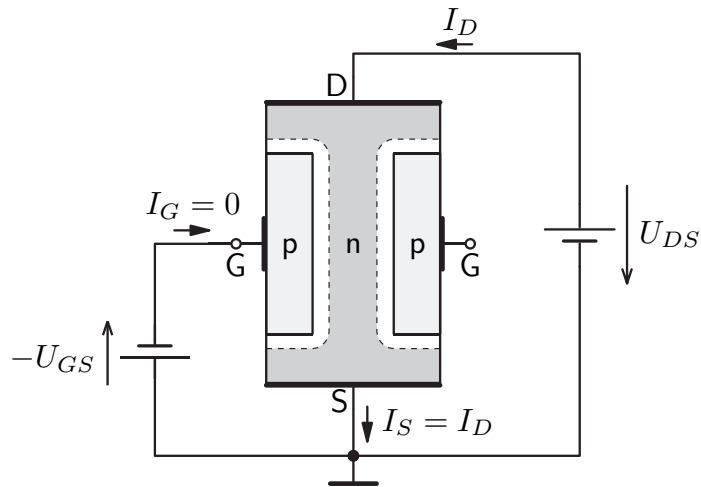
### Schématické značení tranzistorů FET

Schématické značky tranzistorů FET jsou uvedeny na obrázku 13.25, přičemž (a) až (e) značí kanál typu N, (f) až (j) pro kanál typu P. Schématické značky (e) a (j) značí tranzistory JFET (viz. déle), značky (b) a (g) značí MOSFETy se zabudovaným kanálem, ostatní značky jsou pro MOSFETy s indukovaným kanálem, přičemž (c) a (h) jsou alternativní schématické značky k (a), (f) a (d), (i) mají vyvedený substrát (Body, resp. Bulk).



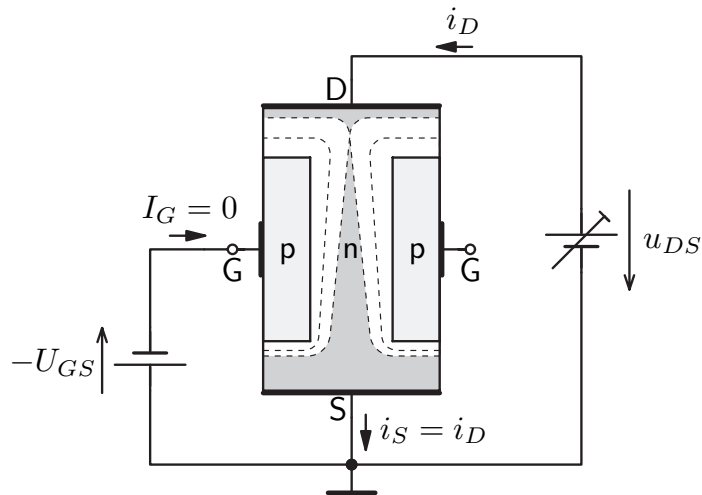
Obrázek 13.25: Schématické značky tranzistorů FET.

### 13.6.6. Struktura unipolárního tranzistoru typu JFET a jeho princip



Obrázek 13.26: Principiální struktura JEFTu s kanálem typu N pro  $U_{DS} = 0$ .

Podobně jako MOSFET funguje i tranzistor JFET (Junction Field Effect Transistor), který využívá elektrického pole na uzavřeném PN přechodu. Jeho principiální struktura je uvedena na obrázku 13.26. Řídící napětí  $U_{GS}$  je záporné v tomto případě (přechod musí být ve všech případech polarizován v závěrném směru) a zvětšuje vyprázdněnou oblast n, kde jsou volné elektrony pro transport náboje. Pokud tedy přivedeme (malé) napětí mezi drain a source bude procházet proud, který můžeme měnit jak napětím  $U_{GS}$  (čím menší napětí tím menší proud  $I_D$ ), tak napětím  $U_{DS}$ . Tranzistor takto pracuje ve vodivostní oblasti (pro malá napětí ( $U_{DS}$  cca do 0,2 až 1 V v závislosti na  $i_D$ ) a chová se jako odpor (mezi D-S) řízený napětím  $U_{GS}$ .



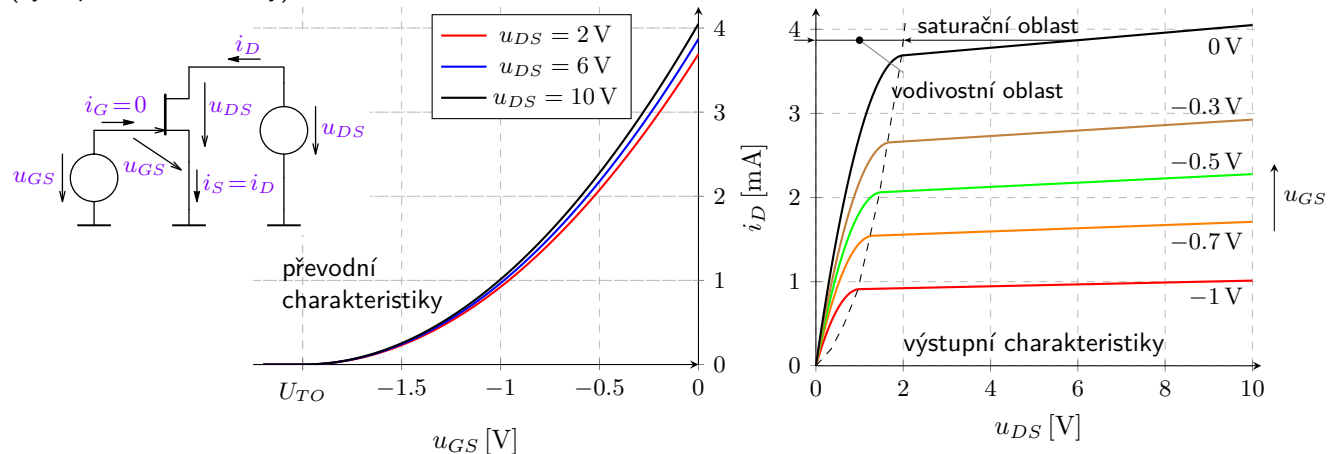
Obrázek 13.27: Principiální struktura JEFTu s kanálem typu N pro  $U_{DS} = 0$ .

Pokud budeme napětí  $u_{DS}$  zvětšovat, dojde stejně jako u tranzistoru MOSFET k zaškrcení kanálu (pro  $U_{DS} > U_{GS} - U_{TO}$ ), tranzistor přejde do saturační oblasti, kde je proud  $i_D$  minimálně závislý na napětí  $u_{DS}$ . Proud  $i_D$  je saturován a jeho velikost lze měnit/zmenšovat řídicím napětím  $U_{GS}$  od maximální hodnoty  $I_{DSS}|_{U_{GS}=0}$  (viz obrázek 13.29) do nuly pro  $U_{GS} < U_{TO}$  (pro N-kanál).

Popis uvádí pouze základní pohled na funkci polovodičů – tranzistorů. Pro detailnější popis a pochopení fyzikálních principů viz např. [6, 7]. To platí i pro odvození matematického popisu, který následuje a uvádí pouze výsledné vztahy.

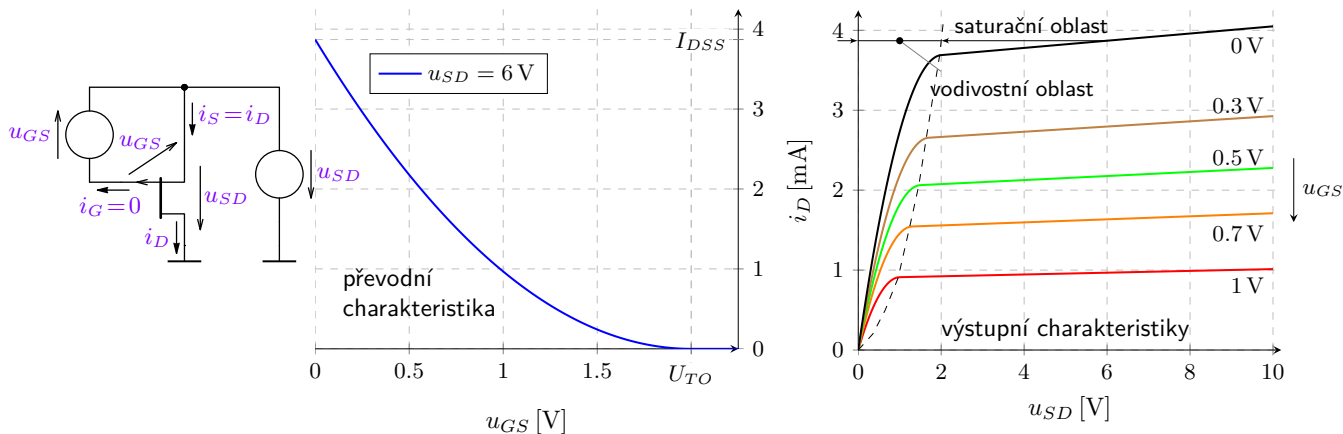
### 13.6.7. Statické charakteristiky tranzistoru typu JFET

Popsanou činnost JFETu opět dokládají jeho charakteristiky. Na obrázku 13.28 jsou typické charakteristiky JFET s N-kanálem, které lze získat v zapojení uvedeném vlevo: řídicím napětím  $u_{GS}$  lze měnit proud  $i_D$  při daném napětí  $u_{DS}$  (převodní charakteristiky), resp. pro dané napětí  $u_{GS}$  vynášíme proud  $i_D$  v závislosti na napětí  $u_{DS}$  (výstupní charakteristiky).



Obrázek 13.28: Převodní a výstupní charakteristiky tranzistoru JFET s kanálem typu N.

Charakteristiky jsou analogií charakteristik tranzistorů MOSFET. V tomto případě je širší vodivostní oblast, která se využívá jako řízený odpor (lze poutit i pro malá záporná napětí  $u_{DS}$  – střídavé). Svodový proud gate je oproti MOSFETu větší ( $i_G \approx 10^{-9}$  A). Podobně jako tranzistor s N-kanálem lze vykreslit i charakteristiky MOSFETu s kanálem typu P – viz obrázek 13.29, včetně zapojení a orientace obvodových veličnin. Tranzistor se dnes používá pouze v bipolární technologii analogových obvodů.



Obrázek 13.29: Převodní a výstupní charakteristiky tranzistoru JFET s kanálem typu P.

### 13.6.8. Matematický popis a modelování tranzistorů FET

Aby bylo možné s tranzistory pracovat – navrhovat obvodové struktury a analyzovat je, nutné popsat jejich činnost matematicky. U tranzistoru FET obecně rozlišujeme následující oblasti: tranzistor uzavřený, vodivostní a saturační oblast (neplést s oblastí saturace BJT!). Pro MOSFET s indukovaným (obohacovaným) kanálem pak platí:

1. tranzistor uzavřený:  $i_D = 0$  pro 
$$\begin{cases} u_{GS} \leq U_{TO} & \text{pro kanál N,} \\ u_{GS} \geq U_{TO} & \text{pro kanál P,} \end{cases}$$
2. vodivostní oblast, kde: 
$$\begin{cases} \text{pro kanál N je} & 0 < U_{TO} \leq u_{GS} \text{ a } 0 \leq u_{DS} \leq u_{GS} - U_{TO}, \\ \text{pro kanál P je} & u_{GS} \leq U_{TO} < 0 \text{ a } 0 \geq u_{DS} \geq u_{GS} - U_{TO} \text{ a} \end{cases}$$
3. saturační oblast, kde: 
$$\begin{cases} \text{pro kanál N je} & 0 < U_{TO} \leq u_{GS} \text{ a } u_{DS} \geq u_{GS} - U_{TO}, \\ \text{pro kanál P je} & u_{GS} \leq U_{TO} < 0 \text{ a } u_{DS} \leq u_{GS} - U_{TO}. \end{cases}$$

Je zřejmé, že je v závislosti na typu kanálu nutné rozlišovat polaritu, resp. orientaci obvodových veličin. Pro vlastní popis to už není nutné, jak se ukáže v následujícím textu (veličiny se buď vyskytují v kvadrátu nebo se násobí/odečítají záporné veličiny navzájem).



Pro **proud drainem v saturační oblasti** lze odvodit pro MOSFET vztah:

$$i_D = \frac{1}{2} K_P \frac{W}{L} (u_{GS} - U_{TO})^2 \quad (13.12)$$

kde  $K_P$  [A/V<sup>2</sup>] je vodivostní (transkonduktanční) parametr tranzistoru,

$W$  je šířka a  $L$  je délka kanálu – viz. obrázek 13.20 a

$U_{TO}$  je prahové napětí – napětí  $u_{GS}$ , kdy se začíná otevírat, resp. zavírat kanál.

Vodivostní parametr je dán následující rovnicí

$$K_P = \mu C_{ox} \quad (13.13)$$

kde  $\mu$  [m<sup>2</sup>/V/s] je pohyblivost volných nosičů náboje (elektronů pro N kanál  $\mu_n$ , děr pro P kanál  $\mu_p \approx 0,25\mu_n$  až  $0,5\mu_n$ ) a  $C_{ox}$  [F/m<sup>2</sup>] je měrná kapacita hradla.

Sklon výstupních charakteristik, resp. závislost proudu  $i_D$  na napětí  $u_{DS}$  lze modelovat obdobně jako u bipolárního tranzistoru, kde parametr  $\lambda$  [V<sup>-1</sup>] je analogií  $1/U_A$  a je nepřímo úměrný  $L$ , tzv. modulace délky kanálu [5]:

$$i_D = \frac{1}{2} K_P \frac{W}{L} (u_{GS} - U_{TO})^2 (1 + \lambda u_{DS}), \quad \lambda > 0 \text{ pro N-kanál, } \lambda < 0 \text{ pro P-kanál.} \quad (13.14)$$

Pro **proud drainem ve vodivostní oblasti** lze odvodit následující vztah, což představuje zmíněný řízený odpor, jelikož pro malá  $u_{DS}$  je  $u_{DS}^2 \approx 0$ .

$$i_D = \frac{1}{2} K_P \frac{W}{L} (2(u_{GS} - U_{TO})u_{DS} - u_{DS}^2) \quad (13.15)$$

U tranzistoru JFET platí stejné relace pro pracovní oblasti jako u tranzistoru MOSFET (liší se pouze velikosti/znaménka napětí  $u_{GS}$  a  $U_{TO}$ ). Proud drainem u tranzistoru JFET **v saturační oblasti** má až na převodní konstantu prakticky stejný tvar:

$$i_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{u_{GS}}{U_{TO}}\right)^2 = \frac{I_{DSS}}{U_{TO}^2} (U_{TO} - u_{GS})^2 = K_\beta (u_{GS} - U_{TO})^2 \quad (13.16)$$

kde  $I_{DSS}$  je proud drainu při nulovém řídícím napětí  $u_{GS} = 0$ ,

$U_{TO}$  je opět prahové napětí, pro otevření/zavření kanálu a

$K_\beta = \frac{I_{DSS}}{U_{TO}^2}$  [A/V<sup>2</sup>] je vodivostní (transkonduktanční) parametr tranzistoru.

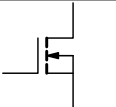
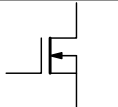
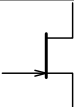
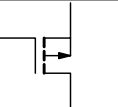
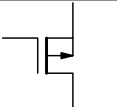
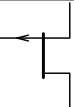
Stejně pak lze vyjádřit i sklon výstupních charakteristik.

$$i_D = K_\beta (u_{GS} - U_{TO})^2 (1 + \lambda u_{DS}), \quad \lambda > 0 \text{ pro N-kanál, } \lambda < 0 \text{ pro P-kanál} \quad (13.17)$$

a **proud  $i_D$  ve vodivostní oblasti** platí:

$$i_D = K_\beta (2(u_{GS} - U_{TO})u_{DS} - u_{DS}^2). \quad (13.18)$$

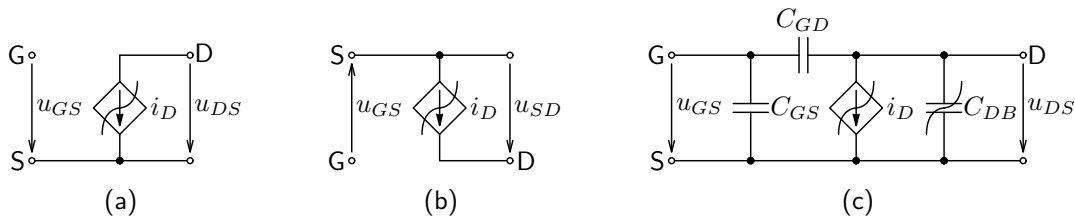
**Poznámka:** Zřejmě jste si v simulacích všimli, že u tranzistorů NPN a MOSFET-N počítají simulátory všechny proudy dovnitř tranzistoru, ale u tranzistorů PNP a MOSFET-P počítá (pouze) numerický simulátor proudy ven z tranzistoru. Dále numerický simulátor označuje opačně orientaci mezelektrodových napětí u PNP a MOSFET-P ( $v_{BE}$ ,  $v_{CB}$  a  $v_{GS}$ ,  $v_{DS}$  místo vypočtených  $v_{EB} = -v_{BE}$ , atd.).

Typ	N-kanál			P-kanál		
	MOSFET		JFET	MOSFET		JFET
	obohacovaný	ochuzovaný		obohacovaný	ochuzovaný	
Symbol						
$U_{TO} \lessgtr 0$	+	$\pm$	–	–	$\mp$	+
otevření tranzistoru	$u_{GS} > U_{TO}$			$u_{GS} < U_{TO}$		
$u_{DS} \lessgtr 0$	+			–		
vodivostní oblast	$u_{DS} < u_{GS} - U_{TO}$			$u_{DS} > u_{GS} - U_{TO}$		
	$i_D = K \left( 2(u_{GS} - U_{TO})u_{DS} - u_{DS}^2 \right)$					
saturační oblast	$u_{DS} \geq u_{GS} - U_{TO}$			$u_{DS} \leq u_{GS} - U_{TO}$		
	$i_D = K(u_{GS} - U_{TO})^2 (1 + \lambda u_{DS})$					
$K$	$\frac{1}{2}\mu C_{ox} \frac{W}{L}$		$\frac{I_{DSS}}{U_{TO}^2}$	$\frac{1}{2}\mu C_{ox} \frac{W}{L}$		$\frac{I_{DSS}}{U_{TO}^2}$
$\lambda \lessgtr 0$	+			–		

Tabulka 13.1: Základní vztahy a vlastnosti unipolárních tranzistorů dle typu.

## Statický a dynamický model unipolárního tranzistoru pro saturační oblast

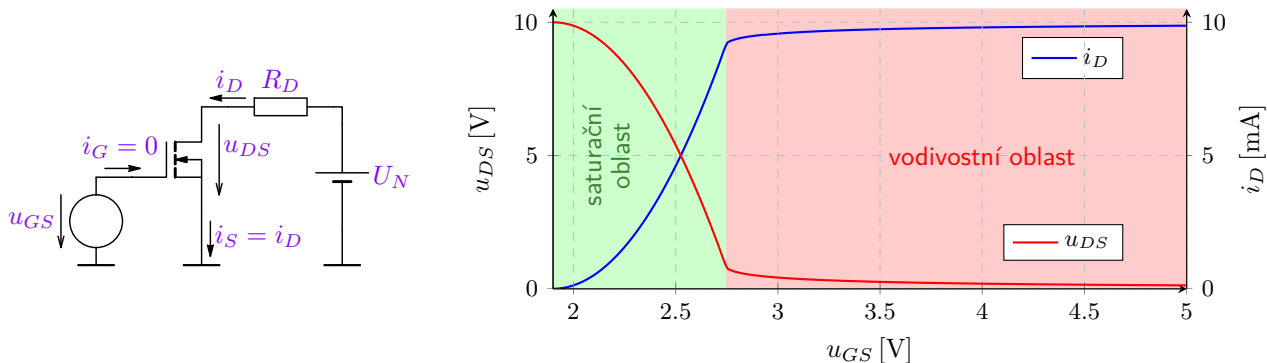
Vzhledem k tomu, že gate je oddělen izolantem a neteče jím žádný proud, lze statický model FETů zjednodušit na nelineární řízený proudový zdroj, jak je patrné z obrázků 13.30 (a) a (b), kde proud je nelineární funkcí napětí  $i_D = f(u_{GS})$  dle (13.12), resp.dle (13.16). Výstupní odpor lze modelovat stejně jako u BJT nebo může být vliv modulační délky kanálu zaveden přímo do popisu proudového zdroje, tj.  $i_D = f(u_{GS}, u_{DS})$  dle (13.14), resp. (13.18). Dynamický model na obrázku 13.30 (c) obsahuje jak lineární kapacity  $C_{GS}$  a  $C_{GD}$  dané konstrukcí, dielektrickými vlastnostmi  $\text{SiO}_2$ , ... a bariérovými kapacitami přechodů, ze kterých se při spojení substrátu a source uplatní pouze kapacita  $C_{BD}$ . V simulačních programech je nutné podchytit většinu (i parazitních) vlastností prvku. Složitost modelů je obrovská a liší se dle úrovně, kterých jsou desítky.



Obrázek 13.30: Základní nelineární modely FETů, kde  $i_D = f(u_{GS}, u_{DS})$ : (a), (b) – statické pro N a P-kanál a (c) – dynamický pro N-kanál.

## Chování unipolárního tranzistoru ve vodivostní oblasti (ve funkci spínače) a jeho model

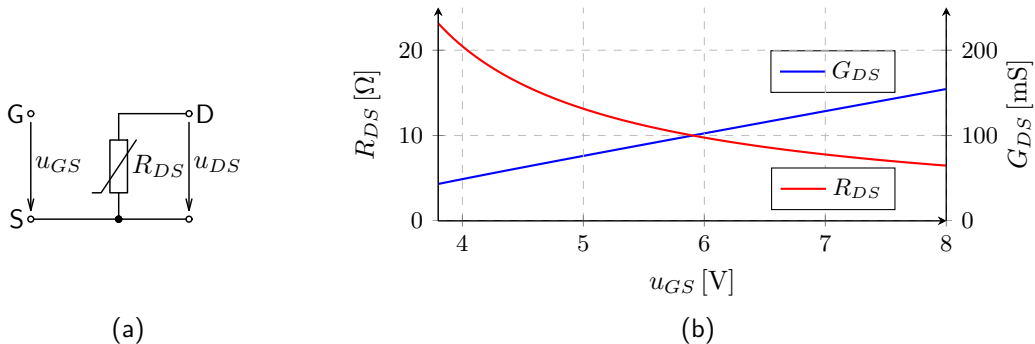
Stejně jako aktivní oblast tranzistoru se i saturační oblast FETů používá zejména v lineárních aplikacích při zpracování (zesilování) analogových signálů. Vodivostní oblast se využívá při spínání zátěží (s jednocestným proudem) a v digitální technice. Pokud omezíme proud např.  $i_D$  pomocí  $R_D$  dle obrázku 13.31 (typické zapojení pro spínání zátěže  $R_D$ ) a napětí drainu díky tomu klesne pod hodnotu  $u_{DS} < u_{DS} - U_{TO}$ , bude tranzistor pracovat ve vodivostní oblasti a proud drainu bude dominantně dán relací  $i_D \doteq U_N/R_D$ , podobně jako u bipolárního tranzistoru v oblasti saturace.



Obrázek 13.31: Zapojení tranzistoru N-FET pro dosažení vodivostní oblasti a odpovídající závislosti obvodových veličin na velikosti buzení  $u_{GS}$ .

Na rozdíl od tranzistoru bipolárního se náhradní obvod FETu ve vodivostní oblasti chová pouze jako řízený rezistor  $R_{DS}$ , dle obrázku 13.32 (a). Jeho hodnotu lze jednoduše z relace (13.15), resp (13.18):

$$G_{DS} = K_p \frac{W}{L} (u_{GS} - U_{TO}), \quad R_{DS} = \frac{1}{G_{DS}} \quad \text{pro } u_{DS} < 1 \text{ V.} \quad (13.19)$$



Obrázek 13.32: Model FETu ve vodivostní oblasti a závislost  $G_{DS}$  a  $R_{DS}$  na řídicím napětí  $u_{GS}$ .

Pro  $u_{GS} > 2U_{TO}$  je vodivost  $G_{DS}$  prakticky lineární funkcí  $u_{GS}$  – viz. obrázek 13.32 (b) a např. pro  $u_{GS} = 5 \text{ V}$  je v případě parametrů FETu z uvedené simulace  $G_{DS} = 1,6 \cdot 16 \cdot (5 - 1,9) \doteq 80 \text{ mS}$ , tj.  $R_{DS} \doteq 12,5 \Omega$ .

Pro  $u_{GS} > 10 \text{ V}$  se obvykle už  $R_{DS}$  dále nezmenšuje, ale je dáno konstrukcí tranzistoru a sériovými odpory. U většiny tranzistorů nesmí  $u_{GS}$  překročit hranici  $\pm 20 \text{ V}$ ! jinak dojde k průrazu dielektrika a zničení tranzistoru.

## Poznámky XIII

České vysoké učení technické v Praze, Fakulta elektrotechnická

Právní doložka (licence) k tomuto Dílu (elektronický materiál)

České vysoké učení technické v Praze (dále jen ČVUT) je ve smyslu autorského zákona vykonavatelem majetkových práv k Dílu či držitelem licence k užití Díla. Užívat Dílo smí pouze student nebo zaměstnanec ČVUT (dále jen Uživatel), a to za podmínek dále uvedených.

ČVUT poskytuje podle autorského zákona, v platném znění, oprávnění k užití tohoto Díla pouze Uživateli a pouze ke studijním nebo pedagogickým účelům na ČVUT. Toto Dílo ani jeho část nesmí být dále šířena (elektronicky, tiskově, vizuálně, audiem a jiným způsobem), rozmnožována (elektronicky, tiskově, vizuálně, audiem a jiným způsobem), využívána na školení, a to ani jako doplňkový materiál. Dílo nebo jeho část nesmí být bez souhlasu ČVUT využívána ke komerčním účelům. Uživateli je povoleno ponechat si Dílo i po skončení studia či pedagogické činnosti na ČVUT, výhradně pro vlastní osobní potřebu. Tím není dotčeno právo zákazu výše zmíněného užití Díla bez souhlasu ČVUT. Současně není dovoleno jakýmkoliv způsobem manipulovat s obsahem materiálu, zejména měnit jeho obsah včetně elektronických popisných dat, odstraňovat nebo měnit zabezpečení včetně vodoznaku a odstraňovat nebo měnit tyto licenční podmínky. V případě, že Uživatel nebo jiná osoba, která drží toto Dílo (Držitel díla), nesouhlasí s touto licencí, nebo je touto licencí vyloučena z užití Díla, je jeho povinností zdržet se užívání Díla a je povinen toto Dílo trvale odstranit včetně veškerých kopií (elektronické, tiskové, vizuální, audio a zhotovených jiným způsobem) z elektronického zařízení a všech záznamových zařízení, na které jej Držitel díla umístil.