

1. Pasivní prvky



Čas ke studiu: 10 hodin



Cíl Po prostudování tohoto odstavce budete umět

- vysvětlit funkci pasivních prvků
- popsat základní charakteristiky a parametry pasivních prvků
- definovat aplikační možnosti pasivních prvků



Výklad

1.1. Rezistory

Elektrický odpor R vystupující v **Ohmově zákoně** je v praxi realizován součástkou nazývanou rezistor. Důležitost této součástky vyplývá již ze samotného vzorce pro Ohmův zákon, který říká, že **rezistory převádějí proud na napětí a naopak**. Jinými slovy, při průtoku daného proudu I vzniká na rezistoru úbytek napětí U , přímo úměrný hodnotě odporu R . Pokud bychom na rezistor přiložili napětí U , protekl by jím proud I tím menší, čím větší by byla jeho hodnota odporu R . Rezistor je tedy v elektrickém obvodu schopen proud omezovat, což je další z jeho velmi častých aplikací. Pro odpor elektricky vodivého materiálu R platí vztah:

$$R = \rho \cdot \frac{l}{S} \quad (1.1)$$

kde :

R	hodnota elektrického odporu $[\Omega]$	
ρ	měrný elektrický odpor materiálu	$\left[\frac{\Omega \text{mm}^2}{\text{m}} \right]$
l	délka vodiče $[\text{m}]$	
S	průřez vodiče $[\text{mm}^2]$	

Ze vztahu (1.1) je patrné, že odpor R se zvětšuje s rostoucím měrným odporem ρ a délkou l a s klesajícím průřezem S .

Rezistory jsou elektronické součástky, jejichž základní požadovanou vlastností je elektrický odpor žadané velikosti. Podle konstrukčního provedení je dělíme na dvě velké skupiny:

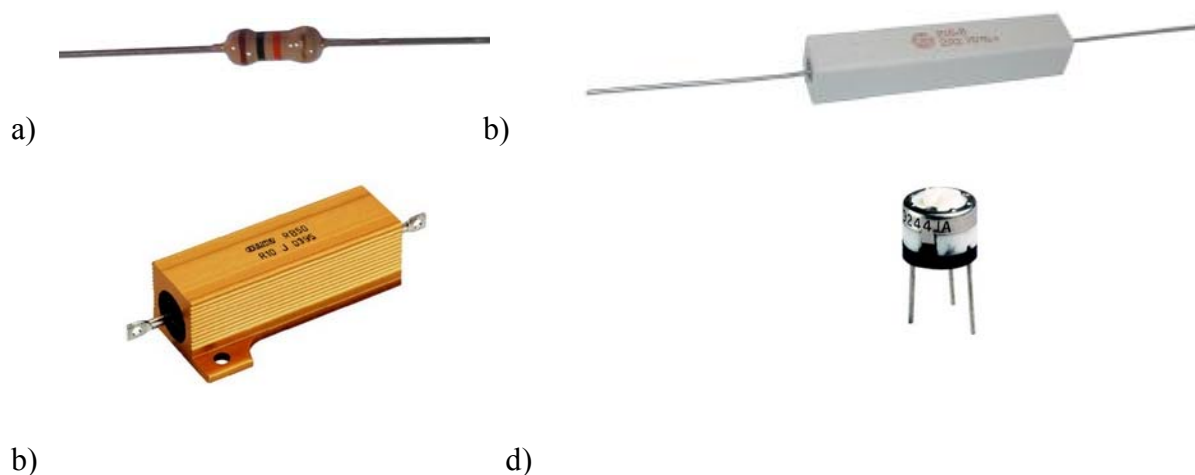
- rezistory se dvěma vývody (většinou pevné)

- rezistory s více než dvěma vývody (rezistory s odbočkami, odporové trimry a potenciometry)

Nezávisle na předchozím dělení můžeme z technologického hlediska rozdělit rezistory na:

- vrstvé (odporový materiál ve formě vrstvy)
- drátové (vinuté odporovým drátem)

Příklady provedení některých typů rezistorů jsou na obr. 1.1.



Obr. 1.1. Některé z typů používaných rezistorů

- a) vrstvý rezistor
b), c) drátové rezistory
d) odporový trimr

1.1.1. Parametry rezistorů

Součástky jsou obvykle popisovány **mezními** a **charakteristickými** parametry. Mezní parametry jsou ty, jejichž překročení vede ke zničení součástky. Charakteristické jsou ty, které nám charakterizují užité vlastnosti součástky. Jejich opomenutí vede většinou k nesprávné funkci obvodu, nikoliv však k jeho destrukci. Nejdůležitějšími parametry diskrétního rezistoru je **jmenovitá hodnota odporu** (charakteristický parametr) a **jmenovitá zatížitelnost** (mezní parametr).

Jmenovitý odpor rezistoru představuje výrobcem předpokládaný odpor v ohmech $[\Omega]$, s příslušnou tolerancí v procentech [%]. Podle udané tolerance jsou hodnoty rezistorů vyráběny v řadě povolených čísel E6, E12, E24, atd. podle počtu n-hodnot v dekadě. Řada volených čísel (tzv. procentní) tvoří geometrickou posloupnost s kvocientem:

$$q = \sqrt[n]{10} = 10^{\frac{1}{n}} \quad (1.2)$$

Jednotlivé členy řady tedy jsou:

$$a_0 ; a_1 = a_0 q = a_0 10^{\frac{1}{n}} ; a_2 = a_1 q = a_0 10^{\frac{2}{n}} ; \dots ; a_n = a_0 q^n = a_0 10 \quad (1.3)$$

Prvky výše uvedených řad, včetně procentní tolerance jsou uvedeny v tab.1.1.

Řada E24 (5%)											
1,0	1,1	1,2	1,3	1,5	1,6	1,8	2,0	2,2	2,4	2,7	3,0
3,3	3,6	3,9	4,3	4,7	5,1	5,6	6,2	6,8	7,5	8,2	9,1
Řada E12 (10%)											
1,0	1,2	1,5	1,8	2,2	2,7	3,3	3,9	4,7	5,6	6,8	8,2
Řada E6 (20%)											
1,0	1,5	2,2	3,3	4,7	6,8						

Tabulka 1.1. Hodnoty prvků používaných řad

1.1.2. Jmenovitá zatížitelnost rezistorů

Jmenovitá zatížitelnost vychází z elektrického výkonu:

$$P = U \cdot I = R \cdot I^2 = \frac{U^2}{R} \quad (1.4)$$

zmařeného průchodem proudu I rezistorem R , na kterém je přitom úbytek napětí U . Tento výkon se mění převážně v teplo. Jelikož by mohl nadměrný ohřev způsobit překročení teploty, nad kterou již nastávají nevratné změny parametrů daného rezistoru, stanovuje výrobce **maximální povolený (jmenovitý) ztrátový výkon**, při kterém ještě tato teplota překročena není. Jeho hodnoty obvykle tvoří řadu 0,125, 0,25, 0,5, 1, 2, 5 ...[W] a nalezneme je u většiny výrobců shodné.

1.1.3. Značení rezistorů

Podle velikosti a tvaru rezistorů využívají výrobci zpravidla jeden ze tří druhů značení odporu rezistorů:

- číselné značení s příponou
- barevný kód
- číselný kód

1.1.3.1. Číselné značení s příponou

Základní jednotkou pro značení odporu rezistorů je 1 Ω . Ostatní řády se označují obvyklými příponami (násobiteli). Na konci označení může být ještě písmeno značící toleranci hodnoty odporu. Přípony a značky pro toleranci jsou uvedeny v tabulce 1.2. Násobitel R a J může být vynechán.

Násobitel	10^0	10^3	10^6	10^9	10^{12}
Přípona	R, J	k	M	G	T

Tabulka 1.2. Kódy pro značení hodnot rezistorů

Tolerance (+/-)	20 %	10 %	5 %	2 %	1 %	0,5 %	0,25 %	0,1 %
Kód tolerance	M	K	J	G	F	D	C	B

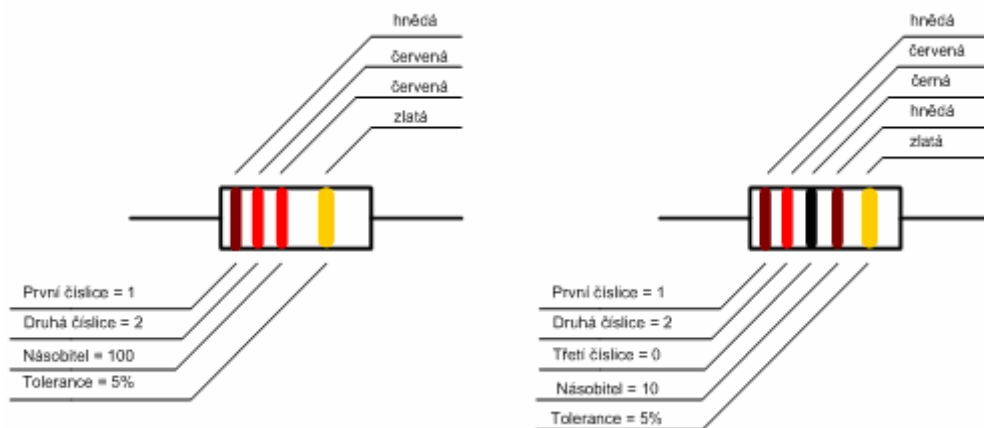
Tabulka 1.3. Kódy pro značení tolerance rezistorů

1.1.3.2. Barevný kód

Označování rezistorů barevným kódem se využívá především u miniaturních rezistorů, kde rozměry součástky neumožňují vyjádřit hodnotu a toleranci písmenovým kódem. Barevné značení má výhodu ve snadném čtení údajů ze všech směrů a poloh umístění rezistorů, protože je provedeno po celém obvodu rezistorů. Pro určení hodnot odporu jednotlivých rezistorů se používá tabulka 1.4. Značení se skládá ze tří až šesti proužků, kde první proužek je blíže k okraji rezistorů. Označení zahrnuje dvě až tři platné číslice, dále násobitel, toleranci a případně teplotní koeficient TK_R . Příklad tohoto způsobu značení je na obr. 1.2.

Barva	Proužek					
	První 1. číslice	Druhý 2. číslice	Třetí 3. číslice	Čtvrtý násobitel	Pátý tolerance	Šestý $TK_R [K^{-1}]$
stříbrná	-	-	-	10^{-2}	10 %	-
zlatá	-	-	-	10^{-1}	5 %	-
černá	0	0	0	10^0	-	$200 \cdot 10^{-6}$
hnědá	1	1	1	10^1	1 %	$100 \cdot 10^{-6}$
červená	2	2	2	10^2	2 %	$50 \cdot 10^{-6}$
oranžová	3	3	3	10^3	-	$25 \cdot 10^{-6}$
žlutá	4	4	4	10^4	-	$15 \cdot 10^{-6}$
zelená	5	5	5	10^5	0,5 %	-
modrá	6	6	6	10^6	0,25 %	-
fialová	7	7	7	10^7	0,1 %	-
šedá	8	8	8	10^8	-	-
bílá	9	9	9	10^9	-	-
bez barvy	-	-	-	-	-	-

Tabulka 1.4. Barevný kód značení rezistorů



Obr. 1.2. Různé způsoby značení odporu o hodnotě 1200 Ω

1.1.3.3. Číselný kód

Tento způsob značení se používá zejména pro popis rezistorů SMD pro povrchovou montáž. Skládá se ze tří nebo čtyř číslic, přičemž první dvě nebo tři číslice představují vlastní hodnotu odporu a poslední číslice jeho násobitel. V podstatě jde o obdobu čárového kódu.

1.1.4. Teplotní součinitel odporu rezistoru

Teplotní součinitel odporu rezistoru (T_{KR}) umožňuje určit změnu odporu rezistoru, způsobenou změnou jeho teploty. Udává největší poměrnou změnu odporu součástky, odpovídající nárůstu oteplení o 1°C, v rozsahu teplot, ve kterých je tato změna vratná.

1.1.5. Šumové napětí

Vlivem nerovnoměrného pohybu elektronů uvnitř materiálu součástky, vznikají mezi vývody rezistoru malé, časově nepravidelné změny potenciálu. Pokud bychom tyto změny zesílili a přivedli je jako nf signál například do reproduktoru, slyšeli bychom charakteristický zvuk, který označujeme jako **šum elektronického obvodu**.

Příčinou šumu je šumové napětí, které má dvě hlavní složky. **Tepelné šumové napětí** lze určit ze vztahu:

$$U_{\delta T}^2 = 4kT B_{\delta} R \quad (1.5)$$

kde:

k Boltzmannova konstanta $1,38 \cdot 10^{-23} [JK^{-1}]$

T teplota rezistoru [K]

B_{δ} šířka kmitočtového pásma, ve kterém bude v daném případě rezistor používán.

Druhou složkou šumového napětí je **povrchové šumové napětí**, které závisí na velikosti stejnosměrného napětí na rezistoru. Udává se v mikrovoltech na 1V přiloženého napětí.

Hodnota tohoto napětí je cca 1 až 10 $\mu V/V$ u uhlíkových rezistorů a cca 0,1 až 1 $\mu V/V$ u rezistorů metalizovaných. Šumové napětí se přidává k užitečnému signálu, který prochází obvodem. Je-li užitečný signál slabý, je obtížné ho od šumového napětí odlišit. Proto je mnohdy velikost šumového napětí činitelem, omezujícím dosažitelnou citlivost elektronických zařízení.

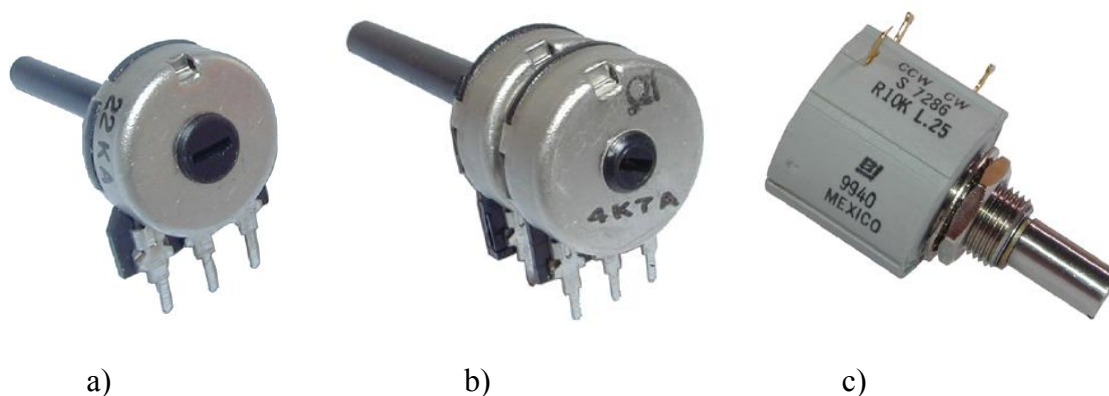
1.2. Potenciometry

Potenciometry jsou proměnné otočné rezistory. Vyrábějí se jak vrstevné, tak i drátové. Nejběžnější jsou vrstevné potenciometry lakové, u nichž je odporová dráha tvořena lakovou vrstvou na vytvrzené izolační podložce. Kvalitnější jsou potenciometry s odporovou drahou tvořenou sklem nebo tvrditelnou pryskyřicí, obsahující vodivý materiál (grafit, práškové stříbro, apod.) na izolační keramické podložce.

Konstrukčně jsou potenciometry provedené jako jednoduché (obsahují pouze jeden systém) nebo dvojitě (dva systémy ve spojených pouzdrech, ovládané samostatně uloženými osami) a tandemové (na jedné ovládací ose jsou umístěny dva systémy).

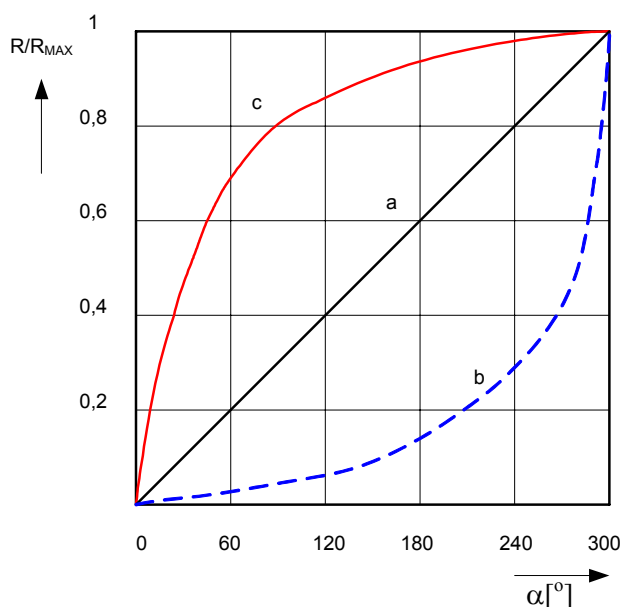
Podle závislosti dělicího poměru R/R_{MAX} , na úhlu natočení osy α (plnému rozsahu většinou odpovídá úhel 300° , rozlišujeme potenciometry s různými průběhy. Nejdůležitější je potenciometr lineární (označovaný N) a logaritmický (označovaný G). Všimněme si, že logaritmický potenciometr má závislost dělicího poměru na úhlu natočení exponenciální. Používá se k regulaci veličin, které závisí na napětí logaritmicky (např. hlasitost). Tyto veličiny jsou pak regulovány přímo úměrně úhlu natočení osy.

Speciálními typy jsou víceotáčkové potenciometry, které mají odporovou dráhu provedenou ve tvaru šroubovice a umožňují velice přesné nastavení požadované hodnoty odporu. Provedení některých typů potenciometrů a průběh jejich charakteristik je uveden na obr. 1.3. a 1.4.



Obr. 1.3. Vybraná provedení potenciometrů

- a) lineární
- b) tandemový
- c) víceotáčkový



Obr. 1.4. Závislost dělicího poměru R/R_{MAX} na úhlu natočení osy

- a) lineární potenciometr
- b) logaritmický potenciometr
- c) exponenciální potenciometr

1.3. Odporové trimry

Odporové (potenciometrické) trimry se od potenciometrů liší konstrukčním provedením, které není určeno k trvalému posouvání polohy jezdce. Odporová dráha je tvořena vrstvou odporového materiálu stejného složení, jako u vrstevných potenciometrů.

1.4. Kondenzátory

Vedle rezistorů jsou kondenzátory nejčastěji používanou pasivní součástí v elektronice. Používají se jako vazební členy v tranzistorových zesilovačích, v laděných nízkofrekvenčních i vysokofrekvenčních obvodech nebo také k vyhlazení usměrněného napětí v napájecích zdrojích apod.

Základní vlastností kondenzátoru je jeho kapacita C , to je schopnost akumulovat na svých elektrodách náboj Q při určitém napětí U .

Mezi kapacitou, nábojem a napětím na kondenzátoru platí:

$$C = \frac{Q}{U} \quad (1.6)$$

kde:

- C kapacita kondenzátoru [F]
- Q elektrický náboj [C]
- U napětí na kondenzátoru [V]

Vzhledem k tomu, že mezi nábojem Q na daném kondenzátoru a jeho proudem I platí vztah:

$$i = \frac{dQ}{dt} \quad (1.7)$$

jsou napětí U a proud I na kondenzátoru svázány vztahem:

$$i = C \frac{du}{dt} \quad (1.8)$$

Odtud vyplývá, že proud kondenzátorem je přímo úměrný změně napětí na jeho svorkách. Připojíme-li v daném okamžiku na kondenzátor stejnosměrné napětí, nastane přechodový děj, při kterém kondenzátorem proteče proud potřebný k jeho nabití (popřípadě vybití) na dané napětí podle uvedeného vzorce. Pokud nebude dále kondenzátor nějakým způsobem vybíjen (například připojeným obvodem nebo vnitřním svodem kondenzátoru), proud do něj po dobití již dále nepoteče. To znamená, že kondenzátor nepropouští stejnosměrné napětí, což se v praxi hojně využívá (oddělovací kondenzátor).

Naproti tomu v obvodech střídavého napětí kondenzátorem prochází proud (viz. 1.9) Kondenzátor přitom klade střídavému proudu střídavý odpor, označovaný jako kapacitní reaktance X_C .

$$X_C = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi f C} \quad (1.9)$$

Z uvedeného vzorce je patrné, že s rostoucí frekvencí f [Hz] reaktance X_C [Ω] kondenzátoru C [F] klesá podle hyperboly. Na kondenzátory lze tedy zjednodušeně pohlížet jako na frekvenčně závislé odpory a lze je proto využívat například jako frekvenčně závislé děliče napětí.

Dále stojí za zmínku uvést, že u ideálního kondenzátoru předbíhá maximum proudu maximum napětí o 90° .

Je-li totiž:

$$u = U_m \sin \omega t, \quad (1.10)$$

pak musí být:

$$i = C \frac{du}{dt} = C \omega U_m \cos \omega t \quad (1.11)$$

V důsledku toho nedochází v ideálním kapacitoru k tepelným (Jouleovým) ztrátám, protože střední hodnota činného výkonu za periodu je nulová. V případě reálného kondenzátoru (například s nežádoucím vnitřním odporem) se uvedený fázový posuv může lišit od ideálního případu (90°) řádově o jednotky stupňů. Důsledkem jsou tepelné ztráty, které rostou s rostoucí frekvencí a protékajícím proudem. I tak se ale kondenzátor (ve srovnání s rezistorem) výhodně uplatňuje jako „odpor“ pro střídavý signál.

1.4.1. Energie elektrostatického pole kondenzátoru

Kondenzátor s kapacitou C se nabije na napětí U přivedením náboje Q . Energie elektrostatického pole W [J] potom bude dána prací potřebnou k přenesení celkového náboje.

$$W = \frac{QU}{2} = \frac{CU^2}{2} \quad (1.12)$$

Dodaná energie se spotřebuje na polarizaci dielektrika a zůstane v něm ve formě energie elektrostatického pole. Nabíý kapacitor se tak stává zdrojem elektrické energie.

1.4.2. Konstrukce kondenzátorů

Vlastní konstrukce kondenzátoru je ve většině případů tvořena dvěma vodivými elektrodami, které jsou navzájem odděleny dielektrikem. Pro určení kapacity kondenzátoru je nutno vycházet z jeho geometrických rozměrů (ploše a vzdálenosti elektrod) a parametrů dielektrika, tj. permitivity vakua ($\varepsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12} \text{ F/m}$) a relativní permitivity materiálu dielektrika (ε_r), která udává, kolikrát je tato reálná permitivita větší než permitivita vakua. Způsob dosažení co největší kapacity při co nejmenších rozměrech (pro dané provozní podmínky) lze nejjednodušeji vysvětlit ze vzorce pro deskový kondenzátor:

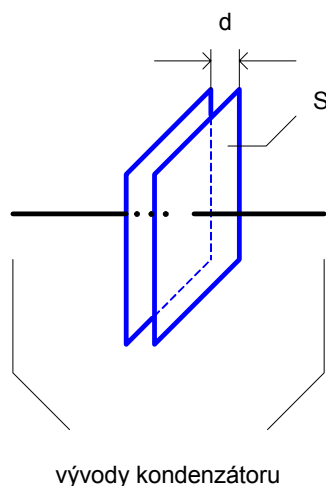
$$C = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{S}{d} \quad (1.13)$$

kde:

S plocha desek [m^2]
 D vzdálenost mezi deskami [m]

Je patrné, že kapacita C roste s rostoucí relativní permitivitou ε_r a plochou desek S a s klesající vzdáleností desek d . Konkrétní hodnota kapacity je tedy dána **geometrickou složkou** určenou rozměry S , d a **dielektrickou složkou** danou hodnotou relativní permitivity ε_r . Pokud by bylo dielektrikum tvořeno vakuem, byla by celá hodnota kapacity tvořena jenom geometrickou složkou. Elektrické parametry by byly ideální, ale poměr kapacity vůči objemu kondenzátoru by byl velmi malý. Proto výrobci zvyšují kapacitu vkládáním dielektrika o relativně vysokých hodnotách ε_r . To však má své meze, protože materiály o velmi vysoké hodnotě ε_r často vykazují nelineární a nestabilní chování a zároveň zavádějí omezení na vysokých frekvencích.

Zvýšení kapacity použitím co možná nejtenčího dielektrika je omezeno jeho elektrickou pevností. Kondenzátory na vyšší provozní napětí musí mít dielektrikum tlustší, jinak by mohlo dojít k jeho proražení. Zvyšování plochy desek je omezeno jen praktickými rozměry kondenzátoru. Aby byly rozměry co nejmenší, vyrábějí se kondenzátory ve formě svitků dlouhých a tenkých fólií (vytvořených vrstvami elektroda—dielektrikum—elektroda) nebo tenkých destiček uspořádaných paralelně do bloků.



Obr. 1.5. Deskový kondenzátor

Na základě volby použitého dielektrika je možné provést základní rozdělení nejčastěji používaných kondenzátorů.

1.4.2.1. Kondenzátory s plastovým dielektrikem

Tyto kondenzátory jsou tvořeny svitky fólií a mají relativně velké rozměry, neboť jejich dielektrikum (polyester, polystyren, polypropylen, teflon atd.) má relativní permitivitu ϵ_r řádu jednotek. Vyznačují se ovšem velkou přesností kapacity, dobrou teplotní stabilitou, nízkým svodovým proudem (velkým izolačním odporem) a dobrými vysokofrekvenčními vlastnostmi (mají velkou geometrickou složku kapacity). Maximální hodnoty kapacity jsou řádově jednotky až desítky μF , maximální hodnoty provozního napětí až 1 kV.

1.4.2.2. Keramické kondenzátory

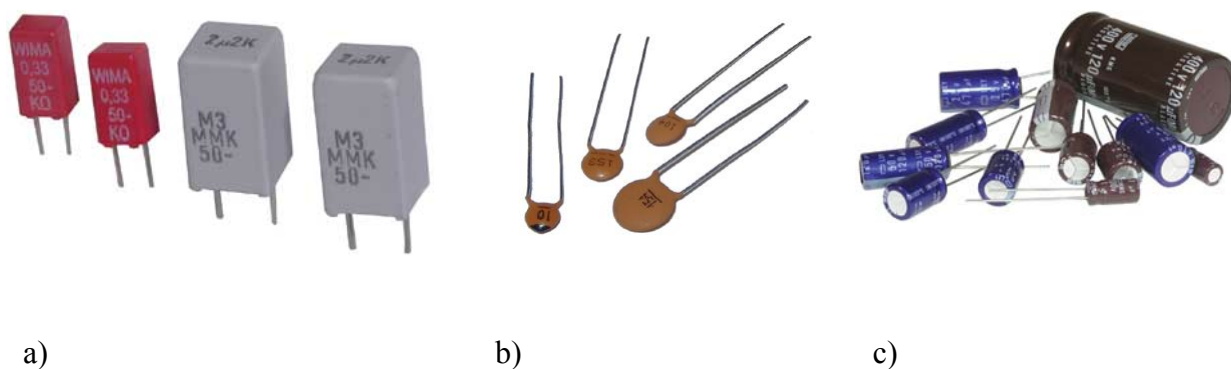
Keramické kondenzátory jsou oblíbené pro své malé rozměry. Těch je dosahováno použitím dielektrika s velmi vysokou permitivitou (ϵ_r až do řádu 10^4). Přesnost hodnoty kapacity i teplotní stabilita kapacity je nízká, velikost svodového proudu je průměrná. Jsou dostupné přibližně do jednotek μF a do velmi vysokých hodnot jmenovitého napětí (až 30 kV). Mezi jednotlivými typy mohou být obrovské rozdíly co do kvality. Hrubým ukazatelem kvality je velikost kapacity na jednotku plochy dielektrika. Je to dáno tím, že dielektrika s velmi vysokou hodnotou relativní permitivity (typicky $100 < \epsilon_r < 10\,000$) obvykle vykazují značně nelineární závislost dielektrických vlastností na intenzitě elektrického pole včetně hystereze a dalších nestabilit (například teplotních a frekvenčních). Kondenzátory s těmito dielektriky jsou vhodné jen pro úlohy v nízkofrekvenčních aplikacích (blokovací a filtrační účely). Při aplikacích keramických kapacitorů s malými rozměry a velkou kapacitou je tedy na místě obezřetnost. V případě vyšších nároků stojí za to přesvědčit se o stabilitě parametrů v katalogu výrobce. Jinak by se mohlo klidně stát, že pro danou frekvenci (například kolem 1 MHz) již vykazuje použitá součástka zanedbatelnou kapacitu. Naproti tomu existují

keramické kondenzátory s nízkou hodnotou ε_r ($\varepsilon_r < 100$), na něž lze klást i náročnější požadavky. Jedná se většinou o kondenzátory s kapacitou pod 1 nF.

1.4.2.3. Elektrolytické kondenzátory

Tyto kondenzátory se vyznačují největšími hodnotami kapacit na jednotku objemu a přijatelnou cenou. Toho je dosaženo použitím velmi tenkého (velmi malá hodnota d) porézního (velká hodnota S) dielektrika se současně velkou elektrickou pevností a typickou hodnotou relativní permitivity $\varepsilon_r \sim 10$. Kontakt katody (záporný pól) tvoří kovové pouzdro kondenzátoru nebo kovová fólie připevněná na pouzdro. Vlastní **katodu** tvoří vodivý elektrolyt (kapalný nebo pevný) ve funkci velkoplošného přívodu proudu k dielektriku. To je tvořeno kysličníkem kovu (například hliníku nebo tantalu), který se vytváří na povrchu anody (kladného pólu) působením protékajícího stejnosměrného proudu. Jedná se o takzvané formování dielektrika anodickou oxidací. **Anoda** je přitom tvořena kovovou fólií (například hliníkovou nebo ze spékaného práškového tantalu). Anoda a katoda jsou odděleny izolační vrstvou, která zároveň slouží jako nosné médium pro elektrolyt (separátor).

Kondenzátor je nutné správně polarizovat, tj. vyšší (stejnosměrný) potenciál (+) přivádět na anodu a nižší (-) na katodu. Pak dochází k formování dielektrika při současném nárůstu kapacity. Přesnost hodnoty kapacity je z těchto důvodů špatná (například -10 % až +100 %). Pokud polarizaci otočíme, nastane odformování dielektrika, které je spojeno s tvorbou plynů a tepla a při vyšší hodnotě přiloženého napětí následuje až exploze součástky. Rozsah škod je dán konkrétní konstrukcí. V obvodech střídavého napětí se proto používají takzvané **bipolární elektrolytické kondenzátory**, které si lze zjednodušeně představit jako dva antisériově zapojené (výše popsané) elektrolytické kapacitory. Teplotní stabilita kapacity je nízká, svodový proud je značný, časová stálost parametrů je nedobrá. Po nabití na dané stejnosměrné napětí protéká i nadále kondenzátorem, v mnohých aplikacích nezanedbatelný, svodový proud. I přes uvedené nepříznivé vlastnosti se elektrolytických kapacitorů hojně užívá, a to zejména tam, kde je zapotřebí velmi vysoká hodnota kapacity s malými nároky na přesnost a stabilitu (například u filtrů ve zdrojích stejnosměrného napětí).



Obr. 1.6. Provedení kondenzátorů

- a) plastový
- b) keramický
- c) elektrolytický

1.4.2.4. Superkondenzátor

Superkondenzátor je perspektivním akumulátorem energie, schopným rychle akumulovat a následně odevzdat velké množství elektrické energie. Bez problémů snáší opakované nabíjení a vybíjení vysokými proudy, má dlouhou životnost, nevádí mu nízké provozní teploty a nedochází u něj k paměťovému efektu.

Superkondenzátor je tak předurčen k nasazení v automobilové technice, kde je schopen pojmout brzdnou energii, která je následně využitelná ke startu spalovacího motoru, nebo urychlení vozidla. Nejnovější vyvíjené superkondenzátory mají elektrody tvořené z pórovitého uhlíku, jehož vnitřní povrch má plochu až 2000 m² v jednom gramu. Tím dochází k mnohonásobnému nárůstu kapacity, která může být ještě zvýšena umístěním velkého množství uhlíkových nanotrubic do jednoho celku. Výše uvedené výhody těchto superkondenzátorů se začínají využívat především v automobilovém průmyslu. Elektromobily s tímto zdrojem energie by byly schopné mít dostatečný výkon při stoupání v těžkém terénu díky schopnosti podat maximální výkon během okamžiku, což by se projevilo i na prudké akceleraci. To jsou oblasti, kde klasické baterie ztrácejí dech, což je handicap elektromobilů. Velké využití těchto "malých baterií" však v budoucnu může být i v běžné spotřební elektronice, kde s rostoucí integrací obvodů klesá i napájecí napětí i spotřeba. Výdrž by sice byla nižší než u chemických akumulátorů, ale schopnost neuvěřitelně rychlého nabití v řádu sekund je lákavá.

1.4.2.4.1. Struktura a princip funkce superkondenzátoru

Zatímco na první pohled vypadají zapouzdřené superkondenzátory jako zvláštní baterie (viz obr. 1.7 superkondenzátor Maxwell BOOSTCAP), jejich funkce se více podobá "klasickým" kondenzátorům založené na elektrostatickém principu uložení náboje. Hlavní rozdíl je však v použití vlastností elektrické dvouvrstvy. Jedná se o vytvoření elektrochemické dvouvrstvy po přiložení napětí na elektrody ponořené ve vodivé tekutině.



Obr. 1.7. Superkondenzátor Maxwell BOOSTCAP 450F/2,5V

Typická dvouvrstvá struktura superkondenzátoru je složena z následujících částí:

- kladná elektroda tvořená hliníkovou fólií
- aktivní uhlík
- separátor
- aktivní uhlík
- záporná elektroda tvořená hliníkovou fólií



Obr. 1.8. Typická struktura superkondenzátoru

V nenabitém stavu jsou částice s nenulovým nábojem (ionty) rovnoměrně rozloženy ve vodivé tekutině, tekutém nebo gelovém elektrolytu, který se nachází mezi elektrodami. Po přiložení napětí na elektrody se začnou záporné ionty pohybovat ke kladné elektrodě a naopak kladné ionty k záporné elektrodě. Na obou elektrodách se tak vytvoří dvouvrstva se zrcadlovým rozložením elektrického náboje. Použitelné napětí je omezeno hodnotou disociačního napětí. Průrazné napětí elektrické dvouvrstvy je velmi nízké a tak typické provozní napětí superkondenzátorové buňky obvykle nepřesahuje 2,3 V.

Vhodným materiálem pro aktivní elektrody (vnitřní strana hliníkových vnějších kontaktních elektrod) superkondenzátoru je aktivní uhlík. Důvodem je velká dosažitelná plocha skutečného povrchu (vysoká poréznost), chemická netečnost, elektrická vodivost a relativně nízká cena. Lze dosáhnout povrchu elektrod až 2000 m²/g, což při extrémně malé tloušťce dvouvrstvy (do 10 nm) znamená kapacitu řádově tisíců Farad ve velmi malém objemu. Současně také zaručuje velmi nízký odpor přívodních elektrod. Tato vlastnost zaručuje vysokou rychlost nabíjecího a vybíjecího procesu a nízké ohmické ztráty při provozu. Například superkondenzátor s parametry 600 F / 2,3 V má rozměry 4 x 6 x 9 cm a váží pouze 290 g. Jeho měrný výkon (vztážený k objemu i hmotnosti) je tak v porovnání s elektrolytickým kondenzátorem přibližně 100 x vyšší.

1.4.2.4.2. Vlastnosti a parametry superkondenzátorů

Jak již bylo zmíněno výše, maximální napětí superkondenzátoru závisí na druhu použitého elektrolytu a pohybuje se v rozmezí 1,2 - 3 V. Takové napětí je samozřejmě pro použití např. v automobilu, tedy obecně v oblasti výkonových zařízení, příliš nízké a tak je nutno spojit více článků do série. Tím se dosáhne vyššího jmenovitého napětí superkondenzátoru za cenu snížení jeho celkové kapacity.

Jako příklad lze uvést superkondenzátorovou baterii od firmy EPCOS s parametry 100 F / 56V. Baterie je řešena sériovým spojením 27 superkondenzátorů s parametry 2,3 V / 2700 F s elektronickým děličem napětí. Některé firmy (SIEMENS, MAXWELL TECHNOLOGIES, apod.) vyrábějí sérioparalelní kombinace jako jeden mechanický celek. Na ukázkou uvedme např. modul SIEMENS/MATSUSHITA 100 F / 56 V. Tento superkondenzátor má vnitřní odpor 0.15 Ω a specifický výkon 80 W/kg. Pro představu lze uvést, že tento plně nabitý prvek může dodávat po dobu 5 s výkon 12,5 kW. Výrobce zaručuje životnost větší než milion cyklů. Přední výrobci superkondenzátorů předpokládají, že druhá generace výrobků bude dosahovat

hustotu energie až 15 Wh/kg a výkonovou hustotu do 4000 W/kg. Takové superkondenzátory již mohou být vhodným typem nosiče energie pro hybridní automobil.

1.4.3. Značení kondenzátorů

Základní jednotkou použitou pro značení kondenzátorů je 10^{-12} F, tedy pikofarad [pF]. Zcela jednotné značení hodnot kondenzátorů různými výrobci bohužel neexistuje. Hodnota je většinou udána alfanumericky nebo číselným kódem, většinou tři čísel, kdy první číslice udává první číselnou hodnotu, druhá číslice druhou a třetí násobitel 10^n . Dále může být udána tolerance (písmenem, viz. značení rezistorů), druh dielektrika (barevným kódem), max. dovolené napětí (číselný kód). Hodnota bývá vždy vztahena k základní jednotce 1 pF, s výjimkou kondenzátorů elektrolytických, které mají na svém pouzdru většinou přímo uvedenu konkrétní hodnotu.

Příklady značení:

22	nebo	220	jedná se o kondenzátor s kapacitou 22 pF	(22 pF · 10^0)
22n	nebo	223	jedná se o kondenzátor s kapacitou 22 nF	(22 pF · 10^3)
22μF	nebo	22M	jedná se o kondenzátor s kapacitou 22 μF	(22 pF · 10^6)

1.4.4. Další charakteristické vlastnosti kondenzátorů

1.4.4.1. Tolerance jmenovité kapacity

Tolerance jmenovité kapacity kondenzátoru je největší odchylka skutečné kapacity kondenzátoru od jmenovité kapacity vyjádřená v procentech jmenovité kapacity. Pro kondenzátory, vyráběné v řadách E6, E12 a E24, platí stejné hodnoty tolerance jako u rezistorů.

1.4.4.2. Jmenovité napětí a provozní napětí kondenzátoru

Jmenovité napětí udává výrobce kondenzátoru pro jednotlivé typy v katalogu, případně je na jednotlivých součástkách vyznačuje přímo ve voltech nebo kódem.

Provozní napětí je největší napětí, které může být trvale na kondenzátor připojeno. Kondenzátory pro stejnosměrné napětí mohou mít superponovanou určitou střídavou složku, ale součet napětí smí dosáhnout nejvýše napětí provozního. U elektrolytických kondenzátorů musí být stejnosměrné napětí vyšší než maximální hodnota napětí střídavého, protože při provozu nesmí dojít k poklesu napětí na nulu nebo dokonce k přepólování elektrolytického kondenzátoru.

1.4.4.3. Ztrátový činitel tgδ kondenzátoru

Ztráty energie vznikající v kondenzátoru je možné rozdělit na dvě základní části:

- ztráty dielektrické (závislé na kmitočtu)
- ztráty vzniklé vlivem svodu mezi elektrodami

V náhradním schématu reálného kondenzátoru (viz. obr. 1.9.) bereme v úvahu přiřazení tzv. „ztrátového odporu“ R_S nebo R_P k ideálnímu kondenzátoru. Uvedenou problematiku je možné popsat pomocí tzv. **duálních obvodů**, což umožňuje nahradit sériové spojení rezistoru a kondenzátoru nebo rezistoru a indukčnosti rovnocenným paralelním zapojením jiného rezistoru a jiného kondenzátoru nebo indukčnosti, přičemž tato rovnocennost spočívá v tom, že oba obvody mají při určitém kmitočtu mezi svorkami stejnou impedanci. Z vektorových diagramů na obr. 1.9. pak vyplývá, že jím odpovídající dvojice obvodů má stejnou impedanci $\bar{Z} = \bar{U} / \bar{I}$ a stejný fázový posun φ . Tím je splněna podmínka pro duálnost těchto obvodů.

Vydeme-li tedy například z paralelního náhradního obvodu, složeného z bezztrátového kondenzátoru C_P , s přiřazeným ztrátovým odporem R_P (viz. obr. 1.9a.), můžeme vypočítat složky sériového náhradního obvodu kondenzátoru (viz. obr. 1.9b.) podle vztahů:

$$R_S = \frac{R_P}{1 + \operatorname{tg}^2 \varphi} \quad (1.14)$$

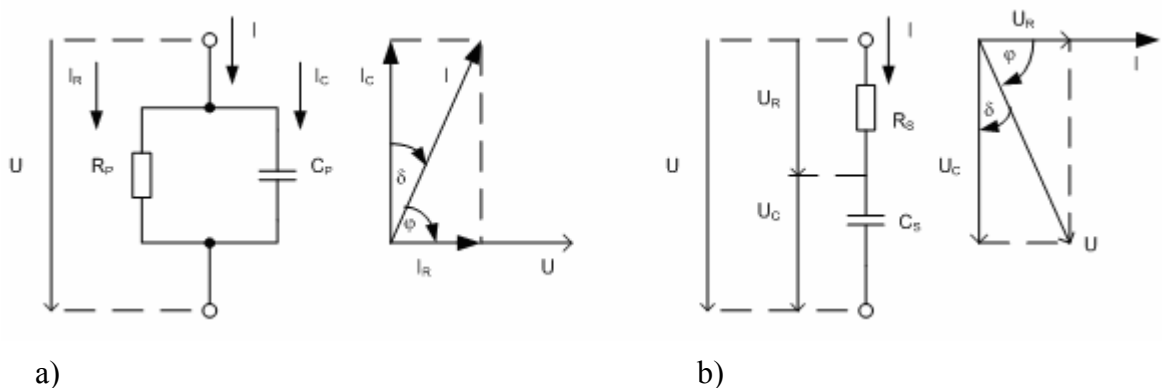
$$C_S = \frac{C_P}{1 + \frac{1}{\operatorname{tg}^2 \varphi}} \quad (1.15)$$

kde φ je fázový posuv mezi proudem a napětím reálného kondenzátoru.

Fázový posuv φ jakostních kondenzátorů, vyráběných pro použití při vyšších kmitočtech se blíží 90° a výraz $\operatorname{tg}^2 \varphi \gg 1$. Z tohoto důvodu je možné pro kondenzátory s malými ztrátami uvedené vztahy dále zjednodušit na tvar:

$$R_S \cong \frac{R_P}{\operatorname{tg}^2 \varphi} \quad (1.16)$$

$$C_S \cong C_P \quad (1.17)$$



Obr. 1.9. Náhradní obvod reálného kondenzátoru
 a) s paralelním ekvivalentním ztrátovým odporem
 b) se sériovým ekvivalentním ztrátovým odporem

Velikost ztrát, vznikajících v kondenzátoru posuzujeme pomocí ztrátového činitele $tg\delta$, který je udáván pro kondenzátory jednotlivých typů v katalogu. Z obr. 1.9. vyplývá:

$$tg\delta = \frac{I_R}{I_C} = \frac{1}{\omega C_p R_p} \quad (1.18)$$

$$tg\delta = \frac{U_R}{U_C} = \omega C_s R_s \quad (1.19)$$

Příslušný úhel δ , nazývaný jako ztrátový úhel, je zřejmý z obr. 1.9. Je to úhel, o který je fázový posun φ skutečného kondenzátoru menší než 90° . Jak vyplývá z vektorových diagramů na obr. 1.9., je $tg\delta = \frac{1}{tg\varphi}$.

Proto platí:

$$R_s = \frac{R_p}{1 + \frac{1}{tg^2\delta}} \quad (1.20)$$

$$C_s = \frac{C_p}{1 + tg^2\delta} \quad (1.21)$$

Vzhledem ke svému fyzikálnímu významu má být ztrátový činitel $tg\delta$ co nejmenší. Jeho hodnota se uvádí vždy pro určitý kmitočet a teplotu. Nejmenší ztrátový činitel mají kondenzátory vzduchové (cca 10^{-5} až 10^{-6}) a keramické (cca 10^{-4}). Největší ztrátový činitel mají naopak kondenzátory elektrolytické (cca 0,1 až 0,3).

Při vzrůstu teploty se ztrátový činitel elektrolytických kondenzátorů mírně zmenšuje. Velmi nepříznivé je prudké zvětšení ztrátového činitele při nízkých teplotách znemožňující použití pro teploty nižší než asi -60°C .

Reciprokou hodnotou ztrátového činitele je **činitel jakosti Q**

$$Q = \frac{1}{tg\delta} = tg\varphi = \omega C_p R_p = \frac{1}{\omega C_s R_s} \quad (1.22)$$

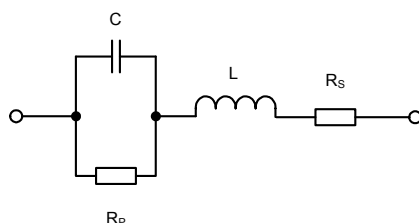
1.4.4.4. Teplotní součinitel kapacity

Teplotní součinitel kapacity je definován stejně jako pro rezistor a udává změnu kapacity $\Delta C/C$ vztaženou na změnu teploty o 1K. Velikost i znaménko teplotního činitele závisí na druhu použitého dielektrika. Keramické kondenzátory mají T_{KC} řádově 10^{-5}K^{-1} , plastové 10^{-3}K^{-1} .

1.4.4.5. Indukčnost kondenzátoru

Prívody a elektrody kondenzátorů mají vlastní indukčnost, která se nepříznivě projevuje při použití v obvodech s vysokými kmitočty. Spolu s kapacitou kondenzátoru vytváří indukčnost

sériový rezonanční obvod, který se při rezonančním kmitočtu chová jako odpor. Fázový posuv mezi napětím a proudem je nulový, ale nad rezonančním kmitočtem pak dochází k fázovému posuvu indukčního charakteru. Podle druhu provedení kondenzátoru je rezonanční kmitočet cca 10^6 až 10^{10} Hz. Celkové náhradní schéma kondenzátoru je uvedeno na obr. 1.10.



Obr. 1.10. Celkové náhradní schéma kondenzátoru

1.5. Cívky

Cívky jsou dvojpólové součástky, konstruované takovým způsobem, aby vytvořily vlastní indukčnost L definované velikosti. Cívku vytvářejí závit vodiče, které jsou uspořádány do jedné nebo několika vrstev. Prostor, který závit obepínají, má obvykle kruhový, čtvercový nebo obdélníkový průřez. Indukčnost cívek závisí na počtu závitů, jejich geometrickém uspořádání a na magnetických vlastnostech prostředí, které závit obepínají, i které cívky obklopuje.

Podle konstrukce je možné cívky rozdělit na dvě velké skupiny:

- cívky bez jádra (vzduchové)
- cívky s jádrem (většinou z magneticky vodivého materiálu)

Prochází-li elektrický proud I uzavřeným obvodem (představme si jej pro jednoduchost jako jednu uzavřenou smyčku), vzniká magnetický tok (ϕ), pro který platí:

$$\phi = LI \quad (1.23)$$

kde:

- ϕ velikost magnetického toku [Wb] (Weber)
 L vlastní indukčnost smyčky [H] (Henry)
 I proud protékající smyčkou [A]

Vytvoříme-li cívku z N výše zmíněných smyček (závitů), bude při stejném protékajícím proudu výsledný indukční tok N – krát větší a indučnost L se zvětší:

$$L = \frac{N\phi}{I} = \frac{\psi}{I} \quad (1.24)$$

Podle **Faradayova zákona** elektromagnetické indukce časová změna magnetického toku indukuje v uzavřené vodivé smyčce napětí (případně proud) nezávisle na tom, jakým způsobem byla tato změna vyvolána (tj. pohybuje-li se smyčka v časově stálém magnetickém poli, nebo mění-li se toto magnetické pole ve stojící smyčce).

$$u_i = -\frac{d\phi}{dt} = -L \frac{di}{dt} \quad (1.25)$$

Záporné znaménko ve zmíněném zákonu respektuje **Lenzovo pravidlo**, které říká, že indukovaný proud (a tudíž i napětí) působí proti změně, která jej vyvolala. Jinými slovy, cívka brání změnám proudu.

Ze vztahu (1.25) je zřejmé, že napětí přiložené na svorky cívky způsobuje časový nárůst proudu cívkou. Čím větší bude indukčnost L , tím pomaleji bude proud narůstat pro dané napětí U . Cívka má tedy indukčnost jednoho Henry, indukuje-li se v ní napětí jednoho voltu při rovnoměrné změně proudu o jeden ampér za jednu sekundu.

Připomeňme si, že v případě kondenzátoru tomu bylo z hlediska proudu a napětí naopak — proud kondenzátorem způsobil časovou změnu napětí na jeho svorkách. Máme tedy k dispozici dvě navzájem analogické součástky vycházející ze dvou analogických veličin. Kapacity vyplývající z popisu elektrického pole a indukčnosti vyplývající z pole magnetického.

Po připojení cívky (například v sérii s rezistorem) na stejnosměrné napětí dochází k přechodovému ději, kdy se v cívce indukuje napětí s polaritou působící proti napětí zdroje a proud proto narůstá na svou maximální hodnotu (ustáleného stavu) jen postupně. Výkon dodávaný cívce se nemění v teplo, ale spotřebovává se na vytváření magnetického pole cívky. Po rozpojení obvodu, tj. po přerušení proudu cívkou, se nahromaděná magnetická energie uvolní zpět. V důsledku platnosti Lenzova pravidla je to spojeno s nárůstem napětí na cívce, které může mít pro spínač nepříjemné následky (vznik elektrického oblouku, proražení a podobně).

V případě připojení cívky na zdroj střídavého napětí, klade cívka střídavému proudu střídavý odpor označovaný jako induktivní reaktance X_L :

$$X_L = \omega L = 2\pi f L \quad (1.26)$$

Z uvedeného vzorce je zřejmé, že proudové a napěťové poměry jsou u ideální cívky opačné než u ideálního kondenzátoru. Maximum napětí tedy předbíhá maximum proudu o 90° .

1.5.1. Energie magnetického pole cívky

Pro vytvoření magnetického toku musí elektrický proud vykonat práci. V prostoru okolo vodiče i v samotném vodiči se nahromadí určitá energie. Tato energie je potřebná k vytvoření magnetického pole a zůstává v něm nahromaděna.

Pro energii magnetického pole cívky pak platí:

$$W = \frac{LI^2}{2} \quad (1.27)$$

1.5.2. Charakteristické vlastnosti cívek

1.5.2.1. Vlastní a vzájemná indukčnost

Jak již bylo uvedeno v úvodní kapitole, je vlastní indukčnost cívky L definována jako konstanta úměrnosti mezi spřaženým magnetickým tokem ψ a proudem I . Podle **Hopkinsonova zákona** dále můžeme psát:

$$\phi = \frac{U_m}{R_m} = \frac{NI}{R_m} \quad (1.28)$$

kde:

U_m magnetomotorické napětí [Az]

R_m magnetický odpor (reluktance)

$$R_m = \frac{l}{\mu S}$$

μ permeabilita magnetického obvodu

$$\mu = \mu_0 \cdot \mu_r$$

μ_0 $4\pi \cdot 10^{-7}$ [Hm^{-1}]

μ_r relativní permeabilita prostředí [-]

l střední délka magnetického obvodu [m]

S průřez magnetického obvodu [m^2]

Dosazením do vztahu (1.28), pak dostáváme pro **vlastní indukčnost**:

$$L = \frac{N^2}{R_m} = N^2 \mu S l \quad (1.29)$$

Vzájemná indukčnost M je indukčnost mezi dvěma cívkami. Prochází-li celý magnetický tok oběma cívkami lze definovat následující vztah:

$$M_{\max} = \sqrt{L_1 L_2} \quad (1.30)$$

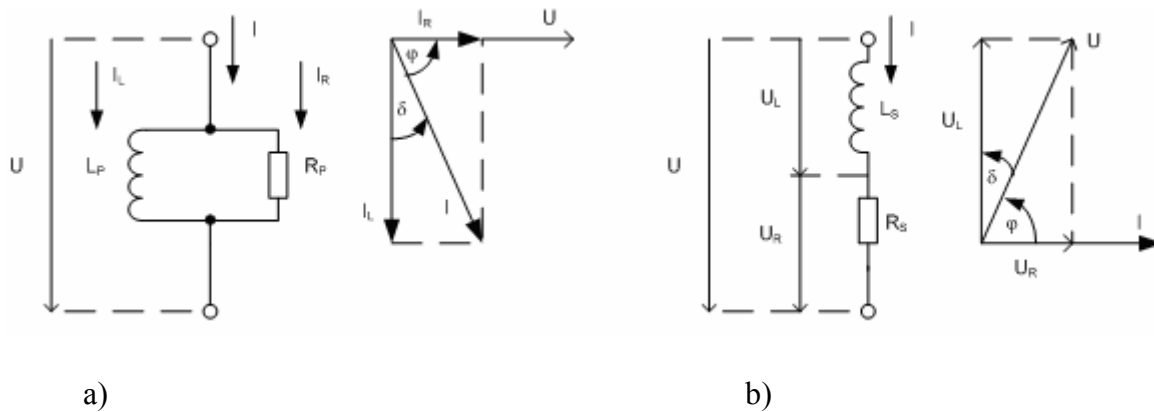
Protože spřažení toku cívek není dokonalém platí u skutečně vzájemně vázaných cívek $M < M_{\max}$ a tedy:

$$M = k M_{\max} = k \sqrt{L_1 L_2} \quad (1.31)$$

kde k je tzv. činitel vazby ($k \leq 1$).

1.5.2.2. Náhradní schéma cívky

Skutečná cívka se v obvodu střídavého proudu nechová jako ideální indukčnost, kde vektor napětí předbíhá vektor proudu o 90° . Vlivem ztrát, vznikajících v cívce je výsledný fázový posuv mezi napětím a proudem menší o úhel δ , který označujeme jako ztrátový úhel cívky. Ztráty bereme v úvahu podobně jako u kondenzátorů, přiřazením ztrátového odporu R_S nebo R_P k bezztrátové cívce L_S nebo L_P . Příslušné náhradní obvody jsou uvedeny na obr. (1.11.).



Obr. 1.11. Náhradní obvod reálné cívky

a) paralelní ztrátový odpor

b) sériový ztrátový odpor

Vzhledem k tomu, že jde opět o duální obvody, je možné pro vzájemné přepočty použít následující vztahy:

$$R_p = R_s(1 + \operatorname{tg}^2 \varphi) \quad (1.32)$$

$$L_p = L_s \left(1 + \frac{1}{\operatorname{tg}^2 \varphi} \right) \quad (1.33)$$

Cívky, ve kterých vznikají malé ztráty mají fázový posuv φ blízký 90° a výraz $\operatorname{tg}^2 \varphi \gg 1$. Pro takové cívky můžeme předcházející vztahy zjednodušit následně:

$$R_p \cong R_s \operatorname{tg}^2 \varphi \quad (1.34)$$

$$L_p \cong L_s \cong L \quad (1.35)$$

Vektorové diagramy na obr. 1.9 umožňují určit **ztrátový činitel cívky $\operatorname{tg} \delta$** .

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{U_R}{U_L} = \frac{R_S}{\omega L_S} \quad (1.36)$$

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{I_R}{I_L} = \frac{\omega L_P}{R_P} \quad (1.37)$$

Tangens úhlu φ , který je převrácenou hodnotou ztrátového činitele, představuje fyzikální veličinu nazývanou **činitel jakosti cívky** Q . Rozborem vektorových diagramů obdržíme vztahy:

$$Q = \frac{U_L}{U_R} = \frac{\omega L_S}{R_S} \quad (1.38)$$

$$Q = \frac{I_L}{I_R} = \frac{R_P}{\omega L_P} \quad (1.39)$$

Při použití vztahů (1.38) a (1.39) dostanou vztahy pro přepočtení sériového náhradního obvodu cívky na paralelní velmi často v praxi používané tvary:

$$R_p = R_s(1 + Q^2) \quad (1.40)$$

$$L_p = L_s \left(1 + \frac{1}{Q^2} \right) \quad (1.41)$$

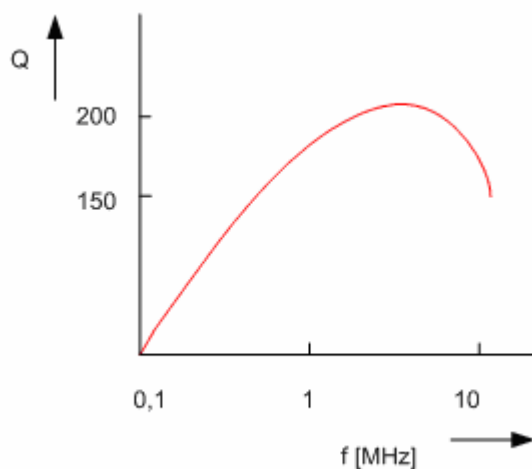
které lze pro $Q^2 \gg 1$ zjednodušit na vztahy:

$$R_p \cong R_s Q^2 \quad (1.42)$$

$$L_p \cong L_s \cong L \quad (1.43)$$

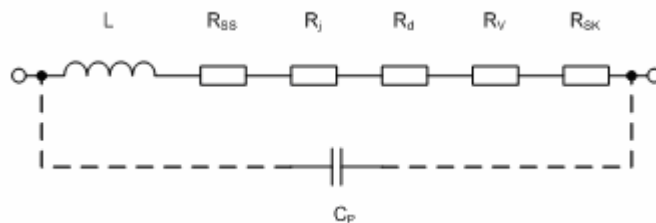
Pro činitel jakosti Q pak platí:

$$Q = \frac{\omega L}{R_s} \quad (1.45)$$



Obr. 1.12. Závislost činitele jakosti cívky na kmitočtu

Na obr 1.12. je uvedena závislost činitele jakosti cívky na kmitočtu. Průběh je ovlivněn nelinearitou seriového odporu cívky, mimo jiné vlivem dielektrických ztrát v jádru cívky a vlivem zvětšování odporu vinutí s rostoucím kmitočtem (skin efektem). Úplné náhradní schéma cívky je uvedeno na obr. 1.13.



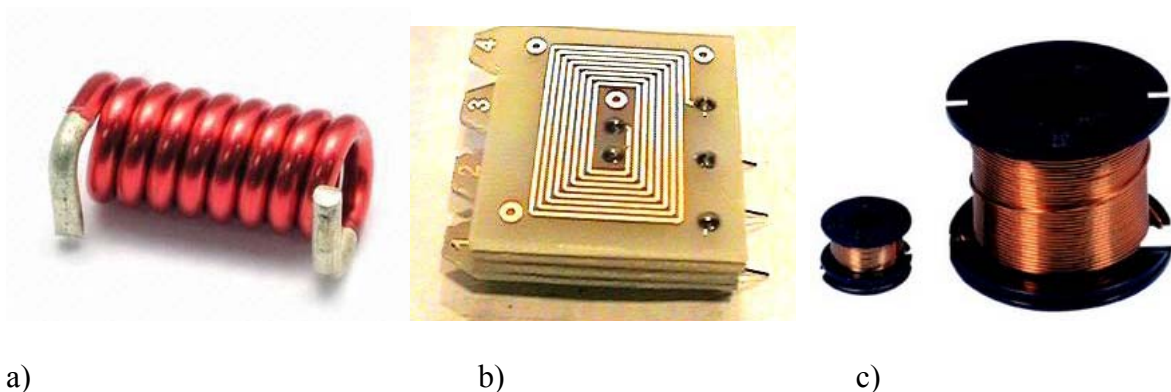
Obr. 1.13. Úplný náhradní obvod cívky

R_{SS}	<i>kmitočtově nezávislá složka odporu</i>
R_j	<i>odpor charakterizující ztráty v jádře cívky</i>
R_d	<i>odpor prezentující dielektrické ztráty</i>
R_V	<i>vliv rozptylu energie do okolního prostoru</i>
R_{SK}	<i>vliv skin efektu</i>

1.5.3. Provedení cívek

1.5.3.1. Vzduchové cívky

Vzduchové cívky jsou konstruovány pro indukčnosti řádově mikrohenry, vyjíměčně jednotek milihenry. Jsou používány převážně ve vf obvodech s kmitočtem řádově až stovky Hz. Použití v nf obvodech je tam, kde je kladen požadavek značné linearity indukčnosti při proudových změnách (např. kmitočtová vyhýbka u reproduktorových soustav).



Obr. 1.14. Různá provedení vzduchových cívek

- a) *samonosná jednovrstvá cívka*
- b) *plošná cívka*
- c) *vzduchová vícevrstvá cívka s vinutím na kostře*

Cívky jsou realizované buď jako samonosné, případně se při větším počtu závitů vinou na kostřičky z izolačního materiálu. Speciální skupinu tvoří tzv. plošné cívky, které jsou vytvořeny vyleptáním měděné fólie, tvořící obrazec plošného spoje do tvaru závitů. Jejich oblast použití spadá především do vf obvodů v přijímací technice.

1.5.3.2. Cívky s jádrem

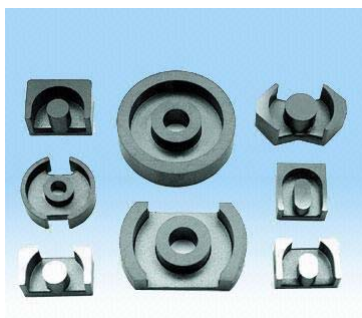
Zvětšení indukčnosti cívky lze dosáhnout při srovnatelných rozměrech zvětšením magnetického toku (snížením magnetického odporu). Toho lze dosáhnout, jestliže se magnetický tok vytvořený v cívce uzavírá přes jádro z magneticky vodivého materiálu. Podle druhu použitého jádra dosahuje maximální indukčnost cívek s jádrem několik desítek až stovek mH (cívky pro použití ve vysokofrekvenčních obvodech), případně až několik desítek henry (nízkofrekvenční tlumivky). Jádra jsou vyráběna z magneticky značně vodivých materiálů s malými hysterezními ztrátami. Elektrická vodivost jader musí být naopak co nejmenší, aby ztráty vznikající v jádře průchodem vířivých proudů byly malé.



a)



b)



c)



d)

Obr. 1.15. Cívky s magnetickým jádrem

- a) provedení cívek
- b) cívka na magnetickém jádru
- c) hrníčková jádra
- d) jednofázová nf tlumivka

Pro cívky s indukčností do několika set mikrohenry se používají jádra šroubová. Jádro má tvar šroubu s jemným závitem a lze ho šroubováním zasouvat do prostoru cívky a tím zvětšovat indukčnost. Cívky s větší indukčností využívají jader hrníčkových, která jsou složena ze dvou stejných částí miskového tvaru. Jádro po složení zcela obklopuje cívku, takže rozptyl magnetického toku do okolí jádra je velmi malý. Cívka je navinuta na izolační kostře, která je nasunuta na středním sloupku jádra.

Nízkofrekvenční tlumivky se používají zejména ve filtračních člancích stejnosměrných napájecích zdrojů. Jsou realizovány pomocí jádra tvořeného transformátorovými plechy, jejichž magnetický obvod je přerušen vzduchovou mezerou. Tato mezera omezuje možnost přesycení magnetického obvodu vlivem procházející stejnosměrné složky proudu.

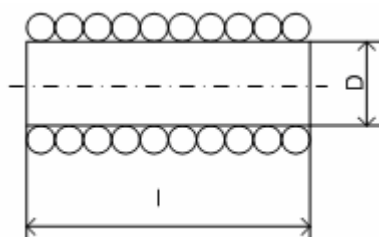
1.5.4. Výpočet indukčnosti cívek

Pro výpočet indukčnosti jednovrstvé vzduchové cívky (obr. 1.14) platí upravený Nagaokův vztah:

$$L = k \frac{D^2}{l} N^2 \cdot 10^{-3} \quad (1.46)$$

kde:

- L indukčnost cívky [μH]
- k konstanta zohledňující poměr D/l [-]
- D průměr cívky [cm]
- B délka cívky [cm]
- N počet závitů [-]



Obr. 1.16. Jednovrstvá cívka bez jádra

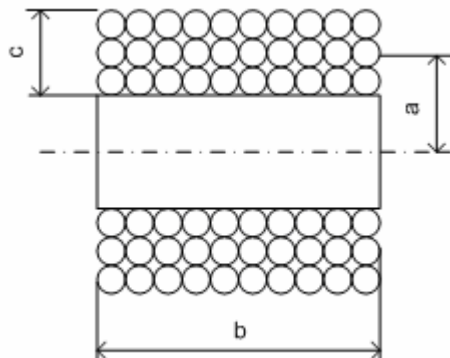
Pro výpočet indukčnosti několikavrstvové válcové cívky (obr. 1.17.) lze uvést například:

$$L = \frac{320a^2 N^2}{6a + 9b + 10c} \quad (1.47)$$

kde:

L indukčnost [mH]

a, b, c rozměry (viz. 1.15) [cm]



Obr. 1.17. Několikvrstvá cívka bez jádra

Pro výpočet indukčnosti cívek se šroubovými jádry se využívá vztahu:

$$L = \mu_c L_0 \quad (1.48)$$

kde:

μ_c permeabilita materiálu použitého jádra

L_0 indukčnost cívky bez jádra

Indukčnost cívek s feritovými hrníčkovými jádry se vypočte pomocí činitele indukčnosti jádra A_L , který udává indukčnost (obvykle v nH), jaké se dosáhne na daném jádře jedním závitem vinutí.

$$L = A_L N^2 \quad (1.49)$$



Shrnutí pojmů 1.

Klíčová slova:

Rezistory, potenciometry, odporové trimry, kondenzátory, cívky.

Mezi základní pasivní součástky, které jsou používány v elektronických obvodech, patří *rezistory*, *kondenzátory* a *cívky*.

Rezistory jsou elektronické součástky, jejichž základní požadovanou vlastností je elektrický odpor žádané velikosti. Při průtoku daného proudu I vzniká na rezistoru úbytek napětí U , přímo úměrný hodnotě odporu R . Pokud bychom na rezistor přiložili napětí U , protekl by jím proud I tím menší, čím větší by byla jeho hodnota odporu R . Podle konstrukčního provedení je dělíme na dvě velké skupiny:

- rezistory se dvěma vývody (většinou pevné)
- rezistory s více než dvěma vývody (rezistory s odbočkami, odporové trimry a potenciometry)

Nezávisle na předchozím dělení můžeme z technologického hlediska rozdělit rezistory na:

- vrstevové (odporový materiál ve formě vrstvy)
- drátové (vinuté odporovým drátem)

Vedle rezistorů jsou kondenzátory nejčastěji používanou pasivní součástkou v elektronice. Používají se jako vazební členy v tranzistorových zesilovačích, v laděných nízkofrekvenčních i vysokofrekvenčních obvodech nebo také k vyhlazení usměrněného napětí v napájecích zdrojích, apod. Základní vlastností kondenzátoru je jeho kapacita C , to je schopnost akumulovat na svých elektrodách náboj Q při určitém napětí U .

Cívky jsou dvojpólové součástky, konstruované takovým způsobem, aby vytvořily vlastní indukčnost L , definované velikosti. Cívku vytvářejí závit vodiče, které jsou uspořádány do jedné nebo několika vrstev. Prostor, který závit obepínají, má obvykle kruhový, čtvercový nebo obdélníkový průřez. Indukčnost cívek závisí na počtu závitů, jejich geometrickém uspořádání a na magnetických vlastnostech prostředí, které závit obepínají, i které cívky obklopuje. Podle konstrukce je možné cívky rozdělit na dvě velké skupiny:

- cívky bez jádra (vzduchové)
- cívky s jádrem (většinou z magneticky vodivého materiálu)



Otázky 1.

1. Uveďte základní parametry rezistorů a potenciometrů, používaných v elektronických obvodech.
2. Uveďte základní vlastnosti a parametry kondenzátorů, používaných v elektronických obvodech.

3. Specifikujte rozdíly mezi jednotlivými typy kondenzátorů a objasněte oblasti jejich hlavního použití.
4. Objasněte princip superkondenzátoru.
5. Vysvětlete pojem ztrátový činitel kondenzátoru, rozdíl mezi ideálním a reálným kondenzátorem.
6. Uveďte základní vlastnosti a parametry vzduchových cívek a cívek s magnetickým jádrem, používaných v elektronických obvodech.
7. Specifikujte pojmy vlastní a vzájemná indukčnost cívky.
8. Nakreslete náhradní schéma cívky, vysvětlete pojem „ztrátový činitel cívky“.
9. Specifikujte rozdíly mezi konstrukčním provedením cívek, používaných v oblastech nf a vf techniky.



Úlohy k řešení 1.

1) Součástky vyrobené v řadě E6 mají toleranci

- a) 1%
- b) 5%
- c) 10%
- d) 20%

2) Součástky vyrobené s tolerancí 1% jsou vyráběny v řadě

- a) E6
- b) E12
- c) E24
- d) E96

3) Elektrický odpor vodiče se určí (S – průřez, l – délka, ρ – měrný odpor)

- a) $R = \rho \frac{l}{S}$
- b) $R = \rho \frac{S}{l}$
- c) $R = S \frac{l}{\rho}$
- d) $R = S \frac{\rho}{l}$

4) Ztrátový výkon rezistoru se určí

- a) $P = UR^2$
- b) $P = \frac{I^2}{R}$
- c) $P = RI^2$

d)
$$P = \frac{U}{R^2}$$

5) Který z výrazů pro určení ztrátového výkonu je chybný

a)
$$P = \frac{U_R^2}{R}$$

b)
$$P = RI_R^2$$

c)
$$P = U_R I_R$$

d)
$$P = \frac{I_R^2}{R}$$

6) Potenciometr slouží jako

- a) regulovatelný dělič napětí
- b) regulovatelný dělič proudu
- c) regulovatelný kapacitní dělič
- d) neregulovatelný dělič napětí

7) Pro nezatížený napěťový dělič složený z rezistorů R1, R2 napájený napětím U platí

a)
$$U_{R2} = U \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

b)
$$U_{R2} = U \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

c)
$$U_{R2} = U \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

d)
$$U_{R2} = U \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

8) Odpor vodiče

- a) není teplotně závislý
- b) má teplotní závislost $R = R_0(1 + \alpha \cdot \Delta t)$
- c) má teplotní závislost $R = R_0 \cdot \alpha \cdot \Delta t$
- d) má teplotní závislost $R = R_0(1 + \alpha \cdot \Delta t)^2$

9) Převrácená hodnota odporu je

- a) impedance
- b) admitance
- c) reluktance
- d) vodivost

10) Reaktance indukčnosti je

- a) $X_L = 2\pi L$
- b) $X_L = \omega L$
- c) $X_L = f L$
- d) $X_L = 2\pi f$

11) Pro výpočet indukovaného elektromotorického napětí platí

- a) $u = -L \frac{di}{dt}$
- b) $u = -\frac{1}{L} \frac{di}{dt}$
- c) $u = -\frac{L}{di \cdot dt}$
- d) $u = -\frac{di \cdot dt}{L}$

12) Statická definice indukčnosti je

- a) $L = -\phi \cdot I$
- b) $L = \phi \cdot I$
- c) $L = \frac{I}{\phi}$
- d) $L = \frac{\phi}{I}$

13) Kondenzátor s označením 223 má kapacitu

- a) 22 nF
- b) 223 pF
- c) 22 μ F/30V
- d) 22 mF

14) Kapacitu C deskového kondenzátoru určíme (S – plocha desek, d – vzdálenost desek, μ - permeabilita, ε - permitivita)

- a) $C = \mu \frac{S}{d}$
- b) $C = \varepsilon \frac{S}{d}$
- c) $C = \varepsilon \frac{d}{S}$
- d) $C = \mu \frac{d}{S}$

15) Jakou hodnotu má tento rezistor?

- a) 100 k Ω , 20%
- b) 104 Ω , 1%
- c) 401 Ω , 20%
- d) 10 Ω , 4%

**16) Jakou hodnotu má tento rezistor?**

- a) 3,3 k Ω , 10%
- b) 33 k Ω , 10%
- c) 332 Ω , 10%
- d) 23 k Ω , 10%



ČERNÁ	0
HNĚDÁ	1
ČERVENÁ	2
ORANŽOVÁ	3
ŽLUTÁ	4
ZELENÁ	5
MODRÁ	6
FIALOVÁ	7
ŠEDÁ	8
BÍLÁ	9
ZLATÁ	5 %
STŘÍBRNÁ	10 %

17) Jakou hodnotu má tento rezistor?

- a) 68 kΩ, 5%
- b) 683 Ω, 5%
- c) 386 Ω, 5%
- d) 38 MΩ, 5%



18) Energii magnetického pole indukčnosti můžeme určit ze vztahu

- a) $W = \frac{1}{2}LI^2$
- b) $W = \frac{1}{2}LU^2$
- c) $W = \frac{1}{2}L^2U$
- d) $W = \frac{1}{2}L^2I$

19) Energii elektrického pole kondenzátoru můžeme určit ze vztahu

- a) $W = \frac{1}{2}CU^2$
- b) $W = \frac{1}{2}CI^2$
- c) $W = \frac{1}{2}C^2I$
- d) $W = \frac{1}{2}C^2U$

20) Vztah mezi napětím a proudem kondenzátoru je dán vztahem

- a) $i = C \frac{du}{dt}$
- b) $u = C \frac{di}{dt}$
- c) $i = \frac{1}{C} \frac{du}{dt}$
- d) $u = \frac{1}{C} \frac{di}{dt}$

21) Za statickou definici kapacity považujeme vztah

- a) $C = \frac{Q}{U}$
- b) $C = \frac{U}{Q}$
- c) $C = Q \cdot U$
- d) $C = Q \cdot I$

22) Kapacitní reaktance kondenzátoru je

- a) $X_C = \frac{1}{2\pi f C}$
- b) $X_C = \frac{1}{\pi C}$
- c) $X_C = 2\pi f C$
- d) $X_C = 2\pi f$

23) Kondenzátory s nejvyššími kapacitami jsou

- a) keramické
- b) vzduchové
- c) fóliové
- d) elektrolytické

24) Ztrátový úhel kondenzátoru δ

- a) doplňuje fázový úhel do teoretické hodnoty 90°
- b) je totéž co fázový úhel
- c) doplňuje fázový úhel do teoretické hodnoty 180°
- d) doplňuje fázový úhel do teoretické hodnoty 0°

25) Nejmenší ztrátový úhel mají kondenzátory

- a) vzduchové
- b) keramické
- c) fóliové
- d) elektrolytické

26) Převrácená hodnota ztrátového činitele $\text{tg}\delta$ je

- a) činitel jakosti Q
- b) ztrátový výkon kondenzátoru
- c) ztrátový výkon cívky
- d) přibližně roven fázovému úhlu

27) Vzájemnou indukčnost dvou cívek určíme

- a) $M = k\sqrt{L_1 \cdot L_2}$
- b) $M = k\sqrt{\frac{L_1}{L_2}}$
- c) $M = k(L_1 L_2)^2$
- d) $M = \frac{k}{\sqrt{L_1 L_2}}$

28) Typické pracovní napětí superkondenzátorů je

- a) 2 – 3 V
- b) 20 – 30 V
- c) 200 – 300 V
- d) 2000 – 3000 V

29) Superkondenzátory jsou schopny

- a) rychlého nabití a vybití vysokými proudy
- b) rychlého nabití a vybití na vysoké napětí
- c) rychlého vybití, přičemž nabíjení trvá nepoměrně déle
- d) rychlého nabití, přičemž vybíjení trvá nepoměrně déle

30) Vysoké kapacity superkondenzátorů se dosahuje

- a) použitím uhlíkových elektrod s velkou plochou
- b) použitím speciálního dielektrika s velkou permitivitou
- c) použitím velmi tenkého dielektrika
- d) použitím gelového elektrolytu

31) Kapacita vyráběných superkondenzátorů bývá přibližně

- a) 100 – 1000 μF
- b) 100 – 1000 mF
- c) 100 – 1000 F
- d) 100 – 1000 GF

2. Fyzikální základy polovodičů



Čas ke studiu: 10 hodin



Cíl Po prostudování tohoto odstavce budete umět

- vysvětlit základní podstatu polovodičů
- popsat princip a činnost přechodu P-N



Výklad

Všechny látky se skládají z tzv. elementárních částic (protonů, elektronů a neutronů). Počet rozmístění těchto částic určuje kvalitativní různorodost atomů. Pevné látky můžeme rozdělit podle vnitřní struktury do dvou základních skupin: a) amorfni látky b) krystalické látky. Atomy nebo ionty krystalických látek se podle povahy atomů a vnějších činitelů (teploty, tlaku aj.) seskupují do souvislých větších celků s určitou pravidelností. Prostorový útvar určující rozložení atomů v krystalu se nazývá krystalová mřížka. Je možné konstatovat, že vlastnosti polovodiče jsou určeny v podstatě vlastnostmi atomů a tvarem krystalové mřížky. Mezi parametry, které určují povahu látky, patří zejména: počet valenčních elektronů, hmotnost jader a rozměry základních buněk krystalové mřížky (atomové, elektronové a přechodné), přičemž vlastnosti polovodičů nejvíce ovlivňují atomové substituční poruchy, u kterých je atom daného prvku nahrazen atomem jiného prvku.

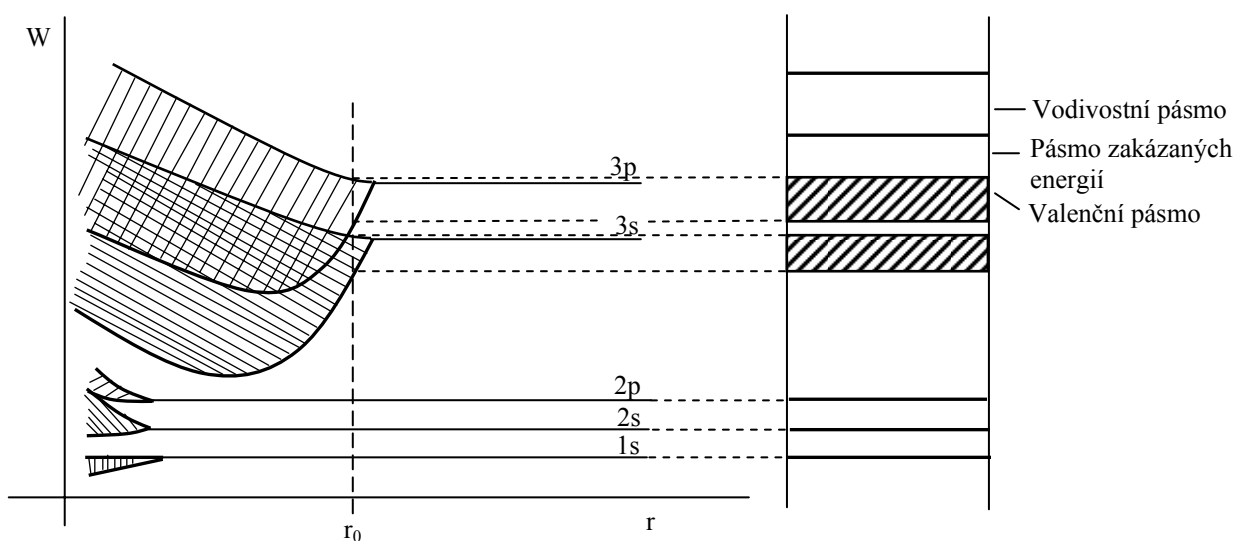
Na základě výsledků teoretických i praktických výzkumů byl v roce 1911 vytvořen model atomu, na kterém je atom představován jádrem s kladným elektrickým nábojem, kolem kterého obíhají v uzavřených drahách elektrony, jejichž celkový počet vytváří tzv. elektronový obal. Elektrony obíhají kolem jádra v různých rovinách, jakoby ho obalily „elektronovou atmosférou“ a mohou pod vlivem určitých vnějších podmínek přecházet z jedné dráhy na druhou. Elektrony zaujímají vždy v atomu nejnižší energetický stav (normální, nevybuzený). Z energetického hlediska lze tvrdit, že stav elektronů, které obsahuje elektronová hladina blíže k jádru, je charakterizován nižší energií.

Systematickým teoretickým a experimentálním studiem se dospělo k současně nejvýhodnějšímu určení stavu elektronů obíhajících kolem jádra pomocí čtyř kvantových čísel, neboť ze všech možných hodnot určitých fyzikálních veličin (energie, impulsu apod.) přiřazují elektronu v daném stavu jen určité hodnoty, které se mohou realizovat. Jsou to tato kvantová čísla:

- hlavní kvantové číslo l (0, 1, 2, ...) - určuje v podstatné míře energii elektronu
- vedlejší kvantové číslo l (0, 1, 2, ...n-1) - určuje moment hybnosti elektronu související s jeho obíháním kolem jádra
- magnetické kvantové číslo m (-1, -1+1, ...-1, 0, 1, ...1) - určuje směr magnetického momentu elektronu způsobeného jeho obíháním kolem jádra vzhledem na vnější elektrické a magnetické pole
- spinové kvantové číslo s (+1/2, -1/2) - určuje vlastní rotační moment elektronu tzv. spin.

Soubor kvantových čísel (n, l, m, s) definuje tzv. kvantový stav elektronů. Podle Pauliho principu výlučnosti se v každém možném kvantovém stavu může nacházet pouze jediný elektron. To tedy znamená, že kvantové stavy dvou libovolných elektronů v autonomním energetickém systému se musí lišit alespoň v jednom kvantovém čísle. V případě izolovaného atomu odpovídá této skutečnosti čárový energetický model. Jestliže se z velkého počtu stejných atomů vytvoří krystal a kvantové stavy by zůstaly nezměněné, porušil by se Pauliho princip výlučnosti, neboť některé elektrony by měly stejný kvantový stav. Musí tedy dojít k rozštěpení každého kvantového stavu charakteristického pro izolovaný atom na tolik odlišných kvantových stavů, kolik atomů je v krystalu. Vzniknou tedy pásma kvantových stavů. Z předchozího vyplývá, že každému kvantovému stavu odpovídá i určitá energie. Pro izolovaný stav je charakteristické čárové spektrum energií, pro krystal pásma dovolených energií, mezi kterými jsou pásma tzv. zakázaných energií.

Přechod od čárového diagramu k pásovému ukazuje obr. 2.1. Ve vzdálenosti r_0 jsou při přibližování jednotlivých atomů síly působící mezi částicemi v rovnováze a soustava vykazuje minimum volné energie. Diskrétní energetické hladiny se rozštěpí v energetická pásma. Energetické hladiny pro nejvyšší kvantová čísla se přitom štěpí nejvíce. Ve skutečnosti je přiřazení energetických pásem pásmům kvantových stavů složitější, poněvadž elektrony v různých kvantových stavech mohou nabývat stejných energií.

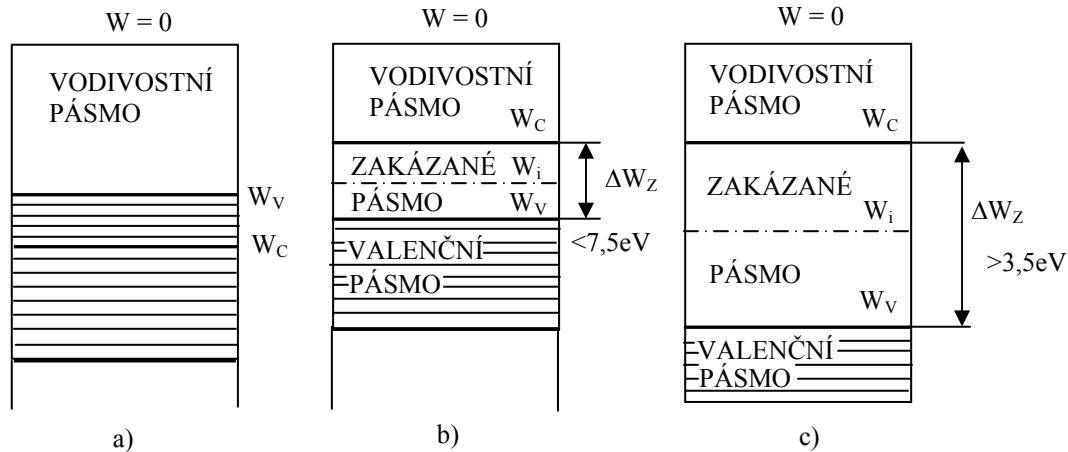


Obr. 2.1. Rozštěpení diskretních hladin v energetická pásma

Kvantové stavy charakterizované stejnou energií se nazývají degenerovanými, přičemž stupeň degenerace určuje počet dovolených kvantových stavů se stejnou energií. V pásovém modelu pevné látky pak můžeme rozlišit tato důležitá pásma:

- vnitřní pásmo, které patří elektronům pevně vázaným k jádru
- valenční pásmo, jehož energetické hladiny jsou obsazeny elektrony vytvářejícími chemické vazby
- vodivostní pásmo, jehož energetické hladiny jsou obsazovány elektrony uvolněnými z chemických vazeb, které se mohou pohybovat uvnitř krystalu a způsobují vodivost látek.

Mezi valenčním a vodivostním pásmem je tzv. zakázané pásmo energií. Všechna tato poslední tři pásma pak svojí polohou a rozmístěním určují rozdělení pevných látek na vodiče, polovodiče a izolanty (obr. 2.2.).



Obr. 2.2. Pásmové modely pevných látek
a) vodič b) vlastní polovodič c) izolant

Obsazování dovolených energetických hladin elektrony popisujeme pomocí Fermi-Diracovy statistiky, která definuje rozdělovací funkci $F(W)$ určující pravděpodobnost výskytu elektronů (případně děr) v energetických hladinách příslušných energetických pásem.

$$F(w) = \frac{dn}{dz} = \frac{1}{1 + \exp\left(\frac{W - W_F}{kT}\right)} \quad (2.1.)$$

dn počet elektronů v intervalu $\Delta W = W - W_F$

dz počet možných energetických stavů v intervalu ΔW

k Boltzmanova konstanta ($1,38 \cdot 10^{-23} \text{ JK}^{-1}$)

T Teplota [K]

W_F ... energie tzv. Fermiho hladiny [J]

Je proto zřejmé, že u vlastních polovodičů se Fermiho hladina nachází uprostřed v zakázaném pásmu a zachovává si hodnotu indexu průměrné energie elektronů v přechodové oblasti. Ve vlastním polovodiči se počet volných volných elektronů musí rovnat počtu děr, přičemž volné elektrony zaplňují jen úzkou oblast kolem spodního okraje vodivostního pásma a volné díry zaplňují úzkou oblast v okolí horního okraje valenčního pásma.

Je-li $\Delta W = (W - W_F) > 3 kT$, lze ve jmenovateli vztahu (2.1) zanedbat jedničku, pak rozdělovací funkci lze vyjádřit ve tvaru:

$$F(W) = \exp\left(\frac{W_F - W}{kT}\right) \quad (2.2.)$$

což je tvar Maxwell-Boltzmanova rozdělení.

Pro popis většiny polovodičů (nedegerované polovodiče) postačuje tento vztah. Pouze u některých speciálních polovodičů s vysokou koncentrací příměsí (tzv. degenerované polovodiče) je nutné použít vztah (2.1)

2.1. Základní vlastnosti polovodičů

Polovodičem nazýváme elektricky vodivou látku, jejíž měrná vodivost při normální teplotě okolí leží mezi měrnou vodivostí vodičů a izolantů. Vodivost polovodičů závisí na mnoha vnějších činitelích - zejména na teplotě, osvětlení, tlaku a vnějším elektromagnetickém poli. Charakteristickou každého polovodiče je šířka zakázaného pásma energií ΔW_z . Polovodiči mohou být jednoduché prvky nebo sloučeniny. Jednoduchými polovodiči jsou zejména prvky IV. skupiny Mendělejevovy tabulky prvků, germanium a křemík. Sloučeninové polovodiče se dělí na několik typů podle toho, jaké prvky jsou ve sloučenině vázány:

- a) polovodiče $A^{III} - B^V$ - sloučeniny prvků III. a V. skupiny Mendělejevovy tabulky prvků, např.: GaAs (arsenid galitý), GaP (fosfid galitý), GaN (nitrid galitý), AlN (nitrid hlinitý), InSb (antimonid inditý)
- b) polovodiče $A^{II} - B^{VI}$ - sloučeniny II. a VI. Skupiny, např. CdS (sírník kademnatý), ZnS (sírník zinečnatý), CdSe (selenid kademnatý), ZnSe (selenid zinečnatý), CdTe (telurid kademnatý), ZnTe (telurid zinečnatý)
- c) polovodiče $A^{IV} - B^{VI}$ - sloučeniny IV. a VI. skupiny, např. PbO (kysličník olovnatý), PbO₂ (kysličník olovičitý), PbTe (telurid olovnatý).

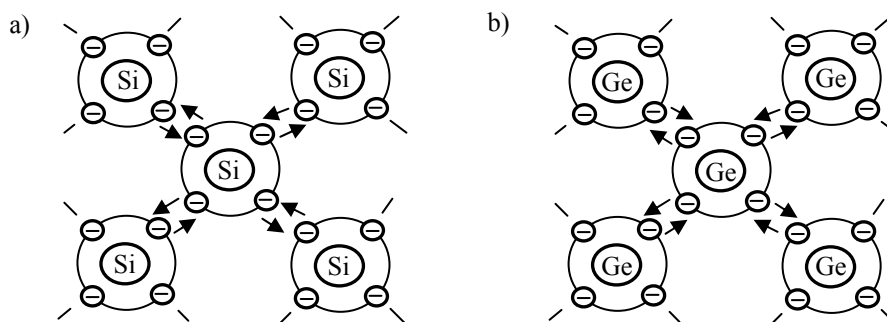
Kromě těchto základních sloučenin existují i sloučeniny trojné, např. GaAsP a jiné.

V současné době se pro výrobu polovodičových součástek nejjvíce využívá monokrystalický křemík, za ním ustupující germanium a nastupující perspektivní GaAs a GaP. Přesto však každý z uvedených polovodičů našel své uplatnění pro některou svou význačnou vlastnost, i když mnohé z těchto aplikací jsou prozatím ve stádiu výzkumném.

2.2. Vlastní polovodiče

Rovinný model krystalu křemíku ukazuje obr. 2.3. Čtyři valenční elektrony každého atomu se podílejí na kovalentní vazbě, jejíž vznik si můžeme představit tak, že vždy dva valenční elektrony sousedních atomů si vzájemně vyměňují místa, což vede ke vzniku výměnných sil udržujících spolu dvojici neutrálních atomů, přičemž tato dvojice elektronů nemůže přispívat k vazbě dalších atomů.

U vlastního polovodiče je při teplotě $T = 0K$ zcela zaplněno valenční pásmo a vodivostní pásmo je volné, polovodič se chová jako izolant. Při vyšších teplotách narůstá pravděpodobnost narušení kovalentních vazeb, elektrony mohou získat energii k překonání zakázaného pásma. V pásmovém modelu odpovídá uvolnění elektronů z kovalentní vazby jeho přeskok do vodivostního pásma. Po něm zůstává volná vazba, na kterou může přeskočit elektron z jiné vazby, získá-li minimální energii, např. od elektrického pole. Vzniká tady pár elektron-díra (mechanismus vlastní generace). Při působení vnějšího elektrického pole se elektrony uvolněné mechanismem vlastní generace zúčastňují vedení proudu. Volná místa po těchto elektronech, tzv. díry, se šíří k záporné elektrodě, chovají se tedy jako částice s kladným nábojem a podílejí se rovněž na vedení proudu polovodičem.



Obr. 2.3. Rovinný model krystalu a) křemíku b) germania

V ideálním vlastním polovodiči je koncentrace elektronů a děr rovna tzv. vlastní (intrinzičné) koncentraci, která je pro daný polovodičový materiál charakteristickým parametrem:

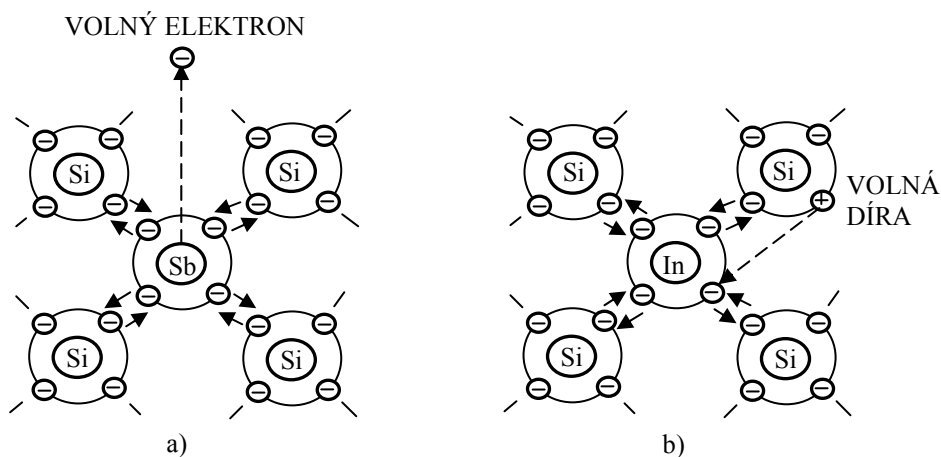
$$n = p = n_i \quad (2.3.)$$

n, p koncentrace elektronů, děr
 n_i vlastní (intrinzičná) koncentrace

Z uvedeného vyplývá, že koncentrace nosičů náboje vzniklých mechanismem vlastní generace, je závislá na šířce zakázaného pásma a na teplotě.

2.3. Nevlastní polovodiče

Je-li v krystalové mřížce atom vlastního polovodiče nahrazen atomem cizím atomem, vzniká nevlastní polovodič. Nevlastní vodivost je obecně způsobena poruchami krystalové mřížky, v nichž největší význam pro polovodičové prvky mají substituční poruchy.

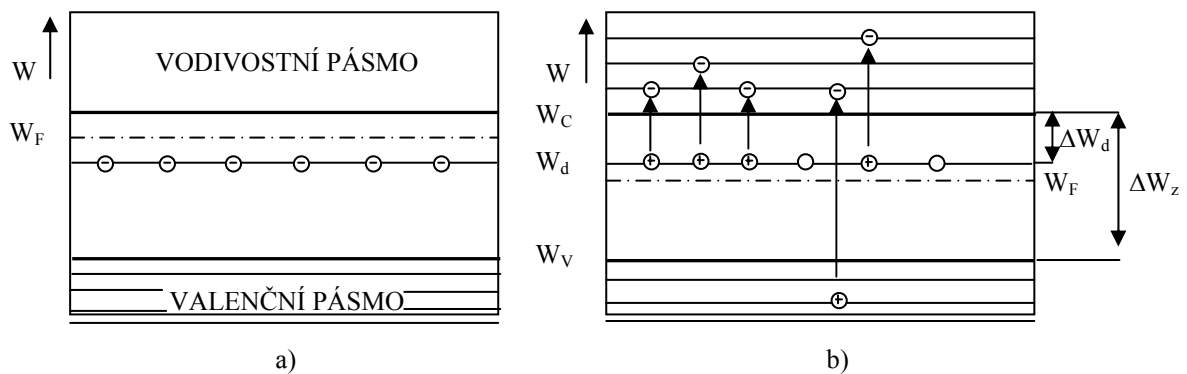


Obr. 2.4. Schématické náhrady atomu polovodiče v krystalové mřížce příměsovým atomem a) pětímocného prvku b) trojmocného prvku

Nahradíme-li atom v krystalové mřížce, např. křemíku, germania (čtyřmocné prvky), atomem pětímocného prvku (např. P, As, Sb, Bi), pak čtyři z pěti valenčních elektronů tohoto atomu přiměsí vstupují do valenčních vazeb se čtyřmi sousedními atomy čtyřmocného prvku a pátý valenční elektron zůstává nadbytečný, neboť v blízkosti není žádná volná vazba, kterou by mohl vyplnit (obr. 2.4a). Tento elektron je k atomu přiměsí slabě vázán, a proto pro jeho přechod do vodivostního pásma je zapotřebí mnohem menší aktivační energie než pro elektron z vlastního vyplněného valenčního pásma polovodiče. V pásmovém modelu nevlastního polovodiče (obr. 2.5) pak elektrony obsazují zvláštní tzv. donorové hladiny ležící těsně pod spodní hladinou vodivostního pásma.

I při normální teplotě okolí se tento elektron stane volným a atom přiměsí se stane kladným iontem, který je však v mřížce atomu křemíku pevně vázán kovalentní vazbou. Na rozdíl od polovodičů s vlastní vodivostí (vlastní polovodič), kde vedení proudu se zúčastňuje stejný počet elektronů a děr jsou příčinou vodivosti nevlastního polovodiče s pětímocnými přiměsími ještě navíc volné elektrony. Tyto polovodiče se nazývají polovodiči typu N a přiměsem způsobujícím vodivost N říkáme donory.

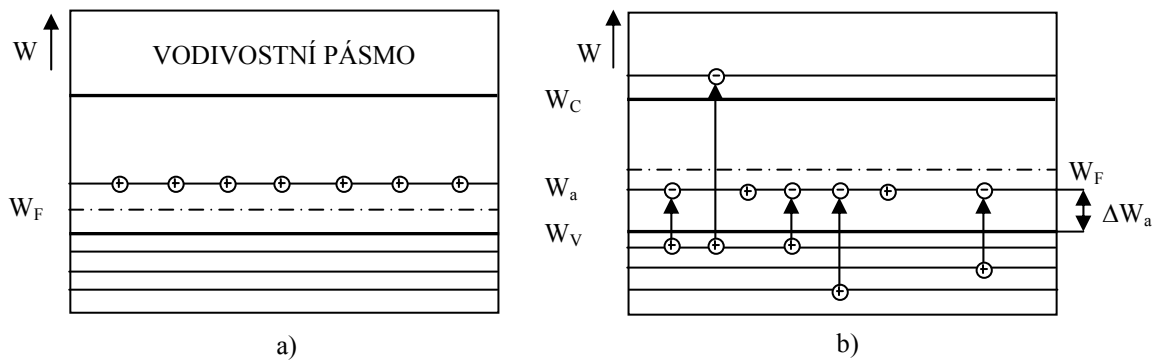
Nahradíme-li pětímocné přiměsí přiměsími trojmocnými (např. Al, Ga, In) dostaneme nevlastní polovodič, v němž při působení elektrického pole převládne proud způsobený dírami. Náhradou atomu germania v krystalické mřížce atomem india (viz. obr. 2.4b.) doplňují všechny jeho valenční elektrony vazby se třemi sousedními atomy krystalové mřížky a čtvrtá vazba zůstane nevyplněná. K doplnění této vazby elektronem sousedního atomu germania musí získat tento elektron jen nepatrný přírůstek energie.



Obr. 2.5. Pásmový model polovodiče typu N

a) $T = 0K$ b) $T > 0K$

V pásmovém modelu (obr. 2.6.) pak při $T = 0K$ obsazují “přebytečné” díry tzv. akceptorové hladiny, které se nacházejí v zakázaném pásmu těsně nad horní hladinou valenčního pásma.



Obr. 2.6. Pásmový model polovodiče typu P
a) $T = 0K$ b) $T > 0K$

Při $T > 0K$ přecházejí elektrony z valenčního pásma na akceptorové hladiny, kde zůstávají vázány, přičemž zanechávají po sobě díry, které se zúčastňují vodivostního procesu. Tím se atom příměsi stane záporným iontem a na místě elektronu sousedního atomu germania zůstane kladná díra, která se může pohybovat v krystalové mřížce. Cizí elektron, který doplnil vazbu v trojmocné příměsi, nemá v jejím jádru ekvivalentní proton a proto je také méně vázán než ostatní vazební elektrony. U nevlastního polovodiče s trojmocnými příměsemi bude převládat děrová vodivost, nazýváme je tedy polovodiči typu P a trojmocným příměsem pak říkáme akceptory. Jako vyhovující koncentrace příměsí u řady polovodičových součástek je hodnota 10^{17} cm^{-3} , přičemž např. hustota atomů u germania a křemíku je řádově 10^{22} cm^{-3} .

U nevlastního polovodiče typu N se donorové hladiny s energií W_d (viz. obr. 2.5.) nacházejí blízko spodního okraje vodivostního pásma, přičemž počet elektronů ve vodivostním pásmu převyšuje počet děr ve valenčním pásmu. Fermiho hladina s energií W_F se posouvá směrem k vodivostnímu pásmu. Pásmový model polovodiče typu P (obr. 2.6.) má naopak blízko horního okraje valenčního pásma akceptorové hladiny s energií W_a a počet děr ve valenčním pásmu převyšuje počet elektronů ve vodivostním pásmu. Fermiho hladina je tedy posunuta k valenčnímu pásmu. U nevlastních polovodičů je koncentrace nosičů způsobena aktivací příměsí (mechanismus vlastní generace) a přechodem elektronů z valenčního do vodivostního pásma (mechanismus vlastní generace). V prvním případě jsou generovány nosiče jen jednoho druhu (p nebo n) a v druhém případě vznikají nosiče obou typů ve stejném množství.

Koncentrace nosičů náboje nevlastního polovodiče typu N je dána vztahem:

$$n = n_d + n_v = N_d^+ + p \quad (2.7.)$$

n_d koncentrace elektronů způsobena aktivací donorů
 n_v koncentrace elektronů způsobena vlastní generací
 N_d^+ koncentrace aktivovaných donorů
 p koncentrace děr vzniklých vlastní generací

Je zřejmé, že platí :

$$n_d = N_d^+ \quad n_v = p \quad (2.8.)$$

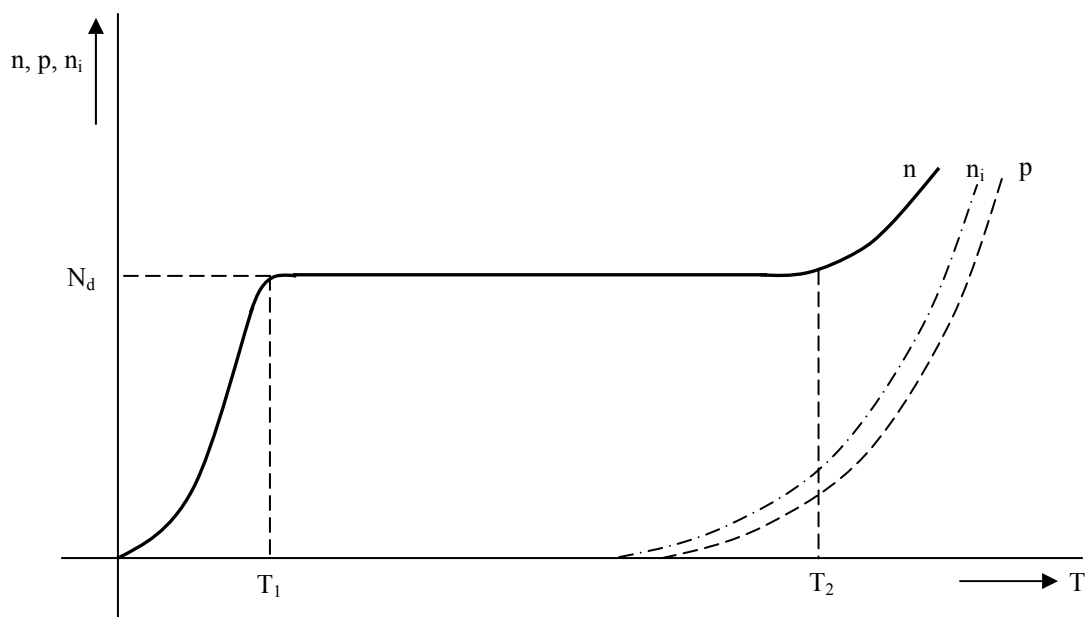
Předpokládáme-li, že $N_d^+ \gg n_i$, je koncentrace elektronů dána přibližně koncentrací aktivovaných donorů ($n \approx N_d^+$), koncentraci děr určuje přibližně vztah:

$$p \approx \frac{n_i^2}{N_d^+} \quad (2.9.)$$

Obr. 1.7. ukazuje teplotní závislost koncentrace nosičů náboje nevlastního polovodiče N. Při teplotě absolutní nuly ($T = 0\text{K}$) je koncentrace nosičů náboje nulová a poloha Fermiho hladiny je uprostřed mezi donorovou hladinou a spodním okrajem vodivostního pásma.

Postupným zvyšováním teploty dochází k aktivaci donorových příměsí. Při dosažení první aktivační teploty (Ge 28K, Si 80K) jsou donorové příměsi takřka plně aktivovány a až do teploty T_2 (druhá aktivační teplota) se koncentrace nemění. Po překročení druhé aktivační teploty se začíná uplatňovat mechanismus vlastní generace. Druhá aktivační teplota je závislá na šířce zakázaného pásma ΔW_z a pro Ge je asi 363 K (90°C), pro Si asi 443 K (170 °C). Teploty T_1 a T_2 vymezují teplotní použití určitého polovodiče.

Současně s generací nosičů náboje probíhá i tzv. rekombinace, při které zaniká pár elektron-díra. Ve stavu tepelné rovnováhy je generace nosičů v rovnováze s jejich rekombinací. Jestliže se nějakým vnějším zásahem poruší tepelná rovnováha (změnou teploty, ozářením, injekcí minoritních nosičů apod.) zvětší se koncentrace elektronů nebo děr proti rovnovážnému stavu a v polovodiči se začne odehrávat proces vedoucí k likvidaci nadbytečné koncentrace. Na rychlosti rekombinace závisí doba, za kterou se obnoví tepelná rovnováha.



Obr. 2.7. Závislost koncentrace nosičů na teplotě (polovodič typu N)

Mechanismus rekombinace můžeme rozdělit do tří hlavních kategorií :

- a) přímá rekombinace, při které se elektron setká s dírou, přičemž se uvolní energie, která se vyzáří nebo odevzdá krystalové mřížce (elektron přechází z vodivostního pásma do valenčního). Pravděpodobnost přímé rekombinace je malá, poněvadž obě částice jsou ve vzájemném pohybu.
- b) Postupná rekombinace pomocí rekombinačních center, jejichž energetické hladiny leží poblíž středu zakázaného pásma (poruchy krystalové mřížky - dislokace, vakance, příměsové atomy). Elektron přechází z vodivostního pásma na hladinu poruchy nebo příměsi a odtud dále do valenčního pásma, kde rekombinuje s dírou, přičemž tento proces není časově omezen.
- c) Povrchová rekombinace je principálně stejná jako předešlá s tím rozdílem, že rekombinační centra se nacházejí na povrchu polovodičů (řezání, broušení vzorků polovodičů, absorbované atomy obklopující prostředí apod.). Povrchová rekombinační centra způsobují trvalou poruchu elektrické rovnováhy při povrchu polovodiče, jejímž důsledkem je vznik elektrického pole při povrchu, které nutí proudit minoritní nosiče k povrchu polovodiče, kde intenzivně rekombinují s majoritními nosiči.

2.4. Přechod PN

Vhodným technologickým procesem lze vytvořit přechod PN představující oblast polovodiče, ve které se mění elektrická vodivost jednoho typu na druhý. Při rozboru vlastností přechodu PN budeme předpokládat ideální stupňovitý nesymetrický přechod PN, ve kterém oblast vodivosti typu P přechází nespojitě v oblast vodivosti typu N. Pro koncentraci majoritních nosičů platí nerovnosti $n_N \gg n_p$ a $p_p \gg p_N$.

2.4.1. Přechod PN v termodynamické rovnováze

Vytvořením přechodu PN dojde ke vzniku spádu koncentrace nosičů náboje, přičemž elektrony a díry začnou difundovat z míst s vyšší koncentrací do míst s nižší koncentrací. Hlubším proniknutím do objemu polovodiče difundované nosiče rekombinují s majoritními nosiči. V blízkosti přechodu budou v oblasti P záporné ionty, jejichž náboj zůstane nekompensován (snížení koncentrace děr) a v blízkosti hraniční plochy v oblasti N vznikne oblast s kladnými ionty, jejichž náboj zůstane rovněž nekompensován (snížení koncentrace elektronů). Těsně u rozhraní obou vrstev (tzv. metalurgický přechod) poklesne koncentrace majoritních nosičů a nepatrně vzroste koncentrace nosičů minoritních. Difúzními pochody se vytvoří pásmo s elektrickými náboji opačného znaménka, vznikne tzv. elektrická nábojová dvojvrstva, která je doprovázena vnitřním elektrickým polem s intenzitou E . Vnitřní elektrické pole postupně zeslabuje difúzi nosičů náboje a nakonec ji úplně zastaví. V přechodové oblasti se sníží koncentrace nosičů proti ostatnímu objemu polovodiče, proto nazýváme tuto oblast tzv. depletiční (ochuzenou) vrstvou. V důsledku snížení koncentrace nosičů náboje v depletiční vrstvě se podstatně zvýší i její odpor proti ostatnímu objemu polovodiče. Rozdíl potenciálů, který vznikne v depletiční vrstvě při vytvoření přechodu PN, se nazývá difúzní napětí U_D .

Z pásmového modelu (obr. 2.8.) nesouměrného stupňovitého přechodu PN vyplývá, že difúzní napětí můžeme určit z energií intrinzitních hladin jednotlivých polovodičů

$$eU_D = W_{iP} - W_{iN} \quad (2.10.)$$

V rovnováze stavu musí být splněna rovnice (2.3.), kterou je možno pro nevlastní polovodiče přepsat do tvaru:

$$n_N p_N = n_i^2 \quad (\text{N-ty}) \quad (2.11.)$$

Nebo

$$p_P n_P = n_i^2 \quad (\text{P-ty}) \quad (2.12.)$$

Difúzní napětí je dáno vztahem:

$$U_D = \frac{1}{e} (W_F + kT \ln \frac{p_P}{n_i} - W_F + kT \ln \frac{n_N}{n_i}) = \frac{kT}{e} \ln \frac{p_P n_N}{n_i^2} \quad (2.13.)$$

$$U_D = \frac{kT}{e} \ln \frac{N_d^+ N_a^-}{n_i^2} = U_T \ln \frac{N_d^+ N_a^-}{n_i^2} \quad (1.14.)$$

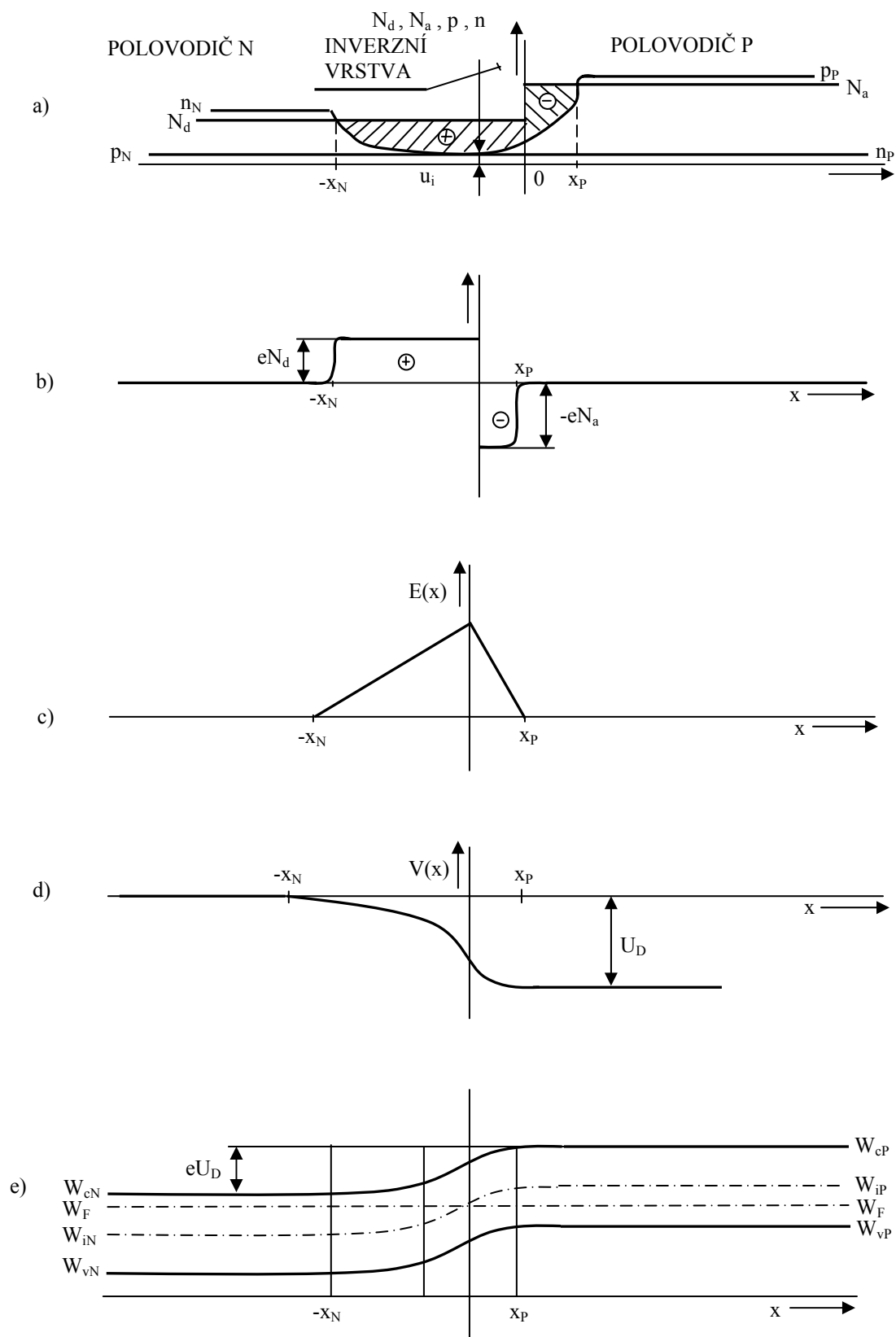
U_T je tzv. teplotní napětí.

k Boltzmanova konstanta ($1,38 \cdot 10^{-23} \text{ JK}^{-1}$)

T teplota [K]

e náboj elektronu ($1,602 \cdot 10^{-19} \text{ C}$)

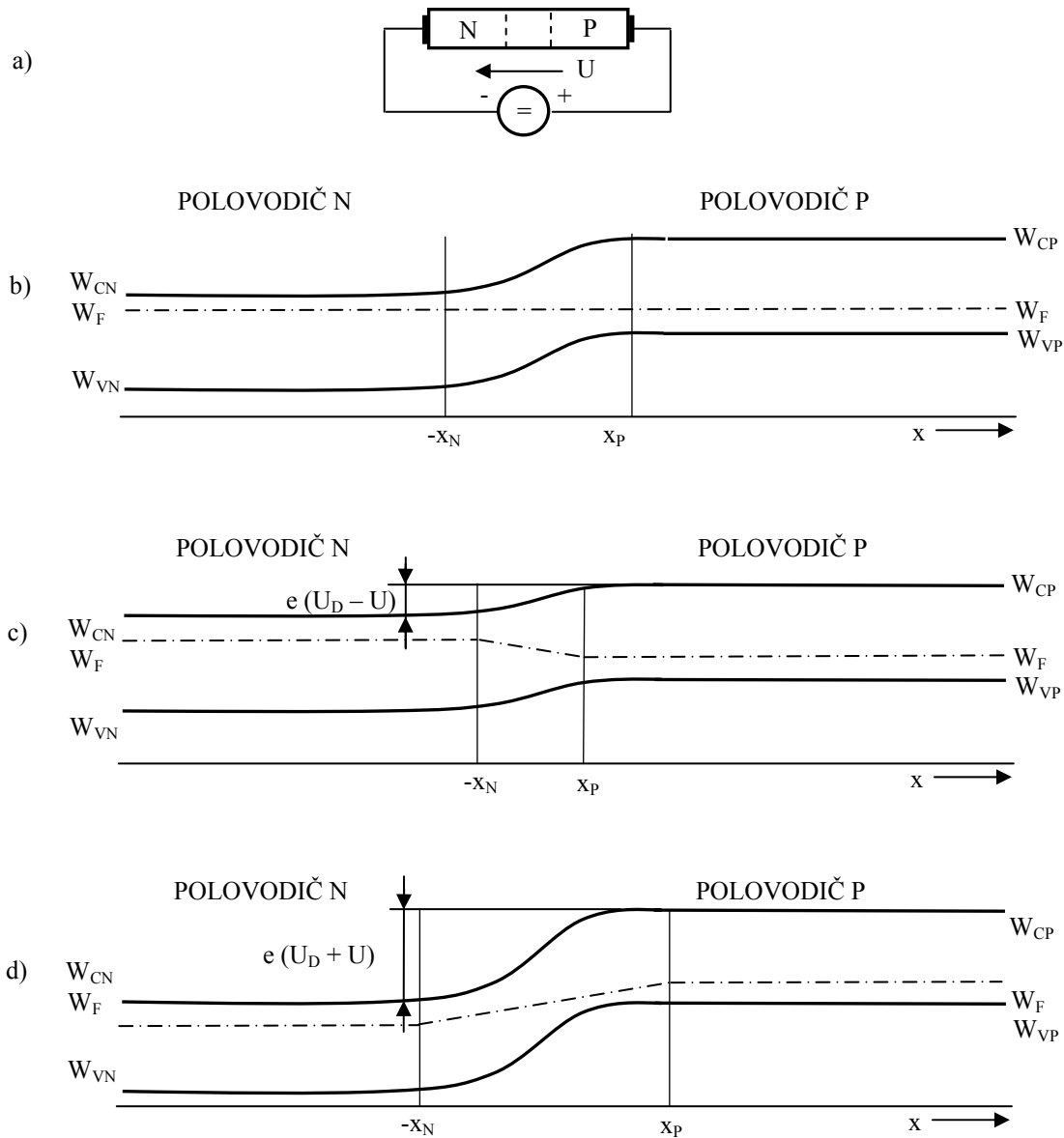
U germaniových přechodů PN se difúzní napětí pohybuje v mezích $0,2 \div 0,4 \text{ V}$, u křemíkových $0,5 \div 0,7 \text{ V}$.



Obr. 2.8. Nesouměrný stupňovitý přechod PN v termodynamické rovnováze
 a) průběh koncentrací
 b) prostorový náboj
 c) průběh intenzity vnitřního elektrického pole
 d) rozložení potenciálu
 e) pásmový model přechodu PN

2.4.2. Přechod PN v obvodu s vnějším napětím

Připojíme-li k vývodům polovodiče s přechodem PN vnější napětí U (obr. 2.9a), můžeme očekávat, že se v důsledku zvýšeného odporu depleční vrstvy (snížená koncentrace nosičů náboje) prakticky celé napětí objeví na této přechodové oblasti.



Obr. 2.9. Přechod PN s přiloženým vnějším napětím

- a) zapojení v propustném směru
 b) pásmový model přechodu PN v termodynamické rovnováze
 c) pásmový model přechodu PN v propustném směru
 d) pásmový model přechodu PN v závěrném směru

Napětí vnějšího zdroje ovlivňuje průběh potenciálu vnitřního elektrického pole a mění výšku potenciální bariéry. Zvětšuje-li se výška potenciální bariéry, přechod je polarizován

v závěrném směru, na přechod působí záporné závěrné napětí $U = -U_R$ (napětí vnějšího zdroje se přičítá k difúznímu napětí přechodu PN). Způsobuje-li vnější napětí snižování potencionální bariéry, je přechod polarizován v propustném směru, na přechod působí kladné propustné napětí $U = U_F$ (napětí vnějšího zdroje se odečítá od difúzního napětí). Při určité hodnotě vnějšího napětí mizí potencionální bariéra, volné nosiče napětí opět vyplní prostor přechodu PN, takže jeho odpor značně poklesne. V pásmovém modelu přechodu PN s přiloženým vnějším napětím (obr.2.9b,c,d) dojde k posuvu energetických pásem jednotlivých polovodičů, přičemž se mění i polohy Fermiho hladin (v termodynamické rovnováze je poloha Fermiho hladin při vytvoření přechodu PN stejná).

Vztah (2.13.) můžeme pomocí vztahu (2.12.) upravit na tvar:

$$m_{PO} = n_{NO} \exp\left(-\frac{U_D}{U_T}\right) \quad (2.15.)$$

který udává koncentraci minoritních nosičů pro $x = x_P$ bez přiloženého vnějšího napětí ($U=0$), analogicky pro $x = -x_N$

$$p_{NO} = p_{PO} \exp\left(-\frac{U_D}{U_T}\right) \quad (2.16.)$$

Koncentrace minoritních nosičů s přiloženým vnějším napětím ($U \neq 0$) jsou určeny vztahem

$$n_P = n_N \exp\left(-\frac{U_D - U}{U_T}\right) \quad (2.17.)$$

$$p_N = p_P \exp\left(-\frac{U_D - U}{U_T}\right) \quad (2.18.)$$

Při teplotách vyšších než první aktivační teplota dochází k takřka plné aktivaci příměsí i k vlastní generaci nosičů, takže platí:

$$n_{NO} = N_d + p_{NO} \quad (2.19.)$$

$$p_{PO} = N_a + n_{PO} \quad (2.20.)$$

Poněvadž platí nerovnosti $N_d \gg p_{NO}$ a $N_a \gg n_{PO}$, je koncentrace majoritních nosičů dána především koncentrací příměsí, přičemž nezávisí na vnějším napětí U . Za těchto předpokladů pak $n_{NO} \approx n_N$ a $p_{PO} \approx p_P$. Dosazením vztahu (2.15.) do (2.17.) a (2.16.) do (2.18.) získáme vztahy

$$n_{PO} = n_P \exp\left(-\frac{U}{U_T}\right) \quad (2.21.)$$

$$p_{NO} = p_N \exp\left(-\frac{U}{U_T}\right) \quad (2.22.)$$

Užitím vztahů (2.11.) nebo (2.12.) můžeme definovat intrinzickou koncentraci pro případ, kdy neplatí termodynamická rovnováha:

$$n_i^2 = n_N p_N \exp\left(-\frac{U}{U_T}\right) = p_P n_P \exp\left(-\frac{U}{U_T}\right) \quad (2.23.)$$

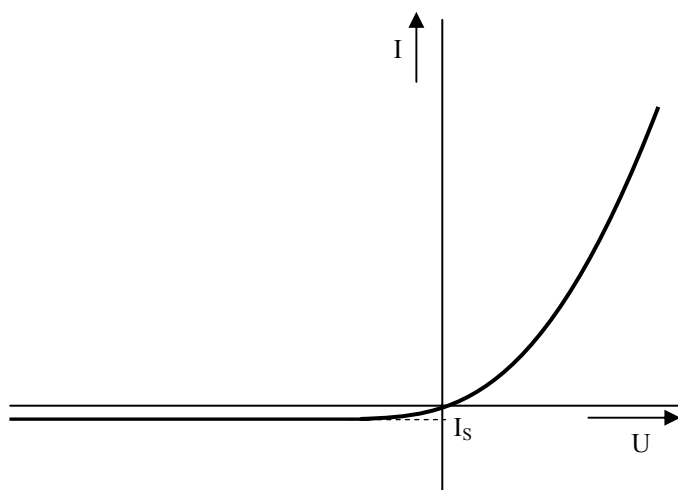
Vlivem vnějšího napětí se vytvoří na hraničních rovinách depletiční ($x = -x_N$ a $x = -x_P$) gradient koncentrace minoritních nosičů, dochází k difúzi nosičů náboje. Pro PN přechod s kladným vnějším napětím (propustný směr) difundují nadbytečné elektrony od depletiční vrstvy do objemu polovodiče P nadbytečné díry do objemu polovodiče N (tzv. injekce minoritních nosičů náboje). V opačném případě (závěrný směr) difundují nosiče z objemu polovodiče do přechodové oblasti (tzv. extrakce minoritních nosičů náboje). V obou případech se však stále vytváří rovnováha mezi difúzními toky a toky nosičů procházejících depletiční vrstvou působením vnějšího elektrického pole.

Pro injekci minoritních nosičů platí:

- 1) koncentrace injektovaných nosičů v polovodiči se řídí exponenciálním zákonem
- 2) koncentrace injektovaných nosičů je funkcí vnějšího napětí
- 3) difúzní délka je průměrná vzdálenost, do které injektované nosiče náboje v polovodiči prodifundují než zrekombinují.

2.4.3. VA charakteristika přechodu PN

Matematické vyjádření VA charakteristiky přechodu PN vyplývá z předcházejících vztahů. S respektováním vlivů je ovšem tento výpočet velmi složitý. Proto se pro představu zavádí pojem tzv. ideálního přechodu PN charakterizovaného zejména předpokladem, že nosiče náboje procházejí přes přechod PN bez rekombinace, elektrické pole v oblasti mimo přechod PN je velmi malé a můžeme ho zanedbat.



Obr. 2.10. VA charakteristika ideálního přechodu PN

Pro VA charakteristiku (obr. 2.10.) lze pak odvodit vztah:

$$I = I_S \left(\exp \frac{U}{U_T} - 1 \right) \quad (2.24.)$$

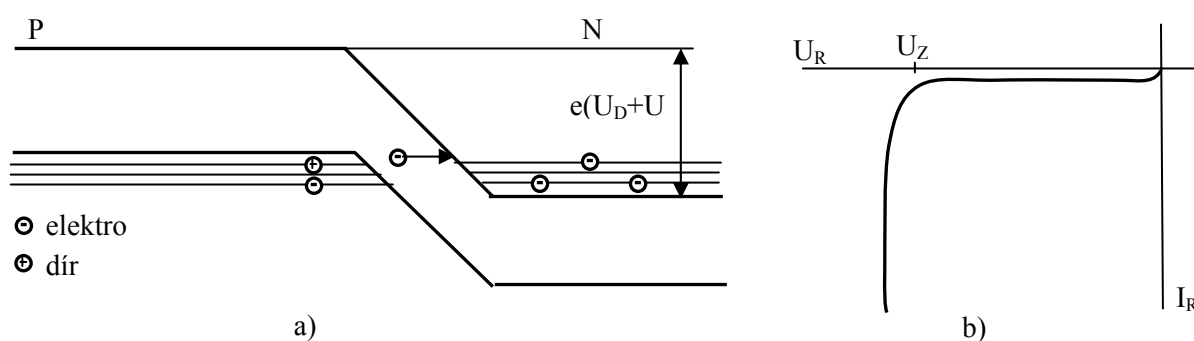
U_T je tzv. teplotní napětí (rovnice 2.29.), I_S je tzv. nasycený proud, jehož velikost závisí na řadě faktorů. Zvětšuje se s rostoucí teplotou (zvětšuje se n_i), se zvětšováním plochy přechodu (pro větší proudy se zvětšuje plocha přechodu), naopak se zmenšuje s rostoucí koncentrací příměsí a s větší šířkou zakázaného pásma (zmenšuje se n_i).

VA charakteristika reálného přechodu PN se odlišuje od ideálního zejména v důsledku rekombinačního proudu, odporu neutrálních oblastí, generačního proudu, vysoké injekce minoritních nosičů a průrazu v závěrném směru.

Průrazy přechodu PN v závěrném směru jsou způsobeny tunelovým jevem, lavinovou generací v depletiční vrstvě, zvýšením teploty přechodu v důsledku Jouleových ztrát a nečistotami na povrchu polovodiče.

Podle příčiny průrazu pak rozlišujeme:

1) Zenerův průraz, který je způsoben tunelováním elektronů z valenčního pásma oblasti P do vodivostního pásma oblasti N. Tunelový jev vzniká za určitých předpokladů: velmi úzká depletiční vrstva (zvýšením koncentrace příměsí), kritická hodnota intenzity v depletiční vrstvě (Ge - $2,2 \div 3 \cdot 10^5 \text{ Vcm}^{-1}$, Si - $1,2 \div 1,4 \cdot 10^6 \text{ Vcm}^{-1}$), existence volné hladiny za přechodem, na kterou by elektrony mohly přejít (obr. 1.11.a). VA charakteristika při Zenerově průrazu se vyznačuje pomalým pomalým narůstáním závěrného proudu v okolí napětí U_Z (obr. 2.11b). Napětí U_Z je tzv. Zenerovo napětí (Ge - $4,5 \div 7 \text{ V}$, Si - $5,5 \div 20 \text{ V}$).

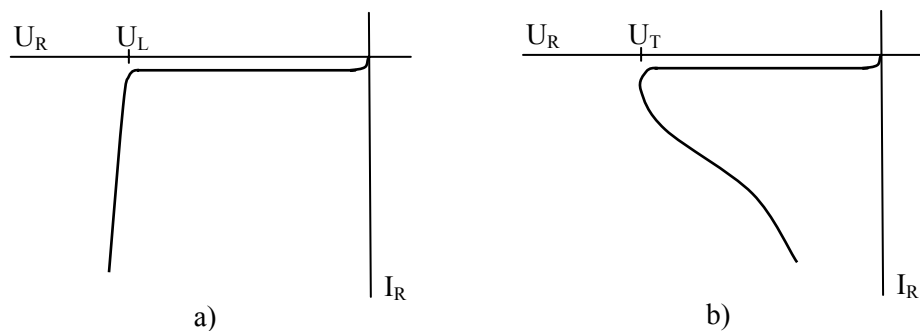


Obr. 2.11. Tunelování elektronů při Zenerově průrazu
a) pásmový model b) závěrná VA charakteristika

2) Lavinový průraz je způsoben lavinovou generací párů elektron-díra v důsledku působení vnějšího elektrického pole s velkou intenzitou. Energie potřebná na vyvolání nárazové ionizace se získává v podobě pohybové energie elektronů při jejich urychlení v silném elektrickém poli (obr. 2.12.a).

3) Tepelný průraz, který je způsoben zvýšením teploty přechodu v důsledku Jouleových ztrát. Ztrátový výkon, který vzniká průchodem proudu přechodem způsobuje zvyšování teploty

přechodu. Jestliže za určitých ochlazovacích se nestačí teplo vzniklé průchodem proudu přechodem PN odvést, dojde k narůstání teploty přechodu i polovodiče, a tím ke zvýšení vodivosti, což má za následek další vzrůst ztrátového výkonu a tím i teploty přechodu, až dojde k tepelnému průrazu, který způsobí destrukci přechodu (obr. 2.12.b).



Obr. 2.12. Závěrné VA charakteristiky PN přechodu
a) lavinový průraz b) tepelný průraz



Shrnutí pojmů 2.

Klíčová slova:

Vlastní polovodič, nevlastní polovodič, přechod PN.

Všechny látky se skládají z tzv. elementárních částic (protonů, elektronů a neutronů). Počet rozmístění těchto částic určuje kvalitativní různorodost atomů. Pevné látky můžeme rozdělit podle vnitřní struktury do dvou základních skupin: a) amorfní látky b) krystalické látky. Atomy nebo ionty krystalických látek se podle povahy atomů a vnějších činitelů (teploty, tlaku aj.) seskupují do souvislých větších celků s určitou pravidelností. Prostorový útvar určující rozložení atomů v krystalu se nazývá krystalová mřížka. Je možné konstatovat, že vlastnosti polovodiče jsou určeny v podstatě vlastnostmi atomů a tvarem krystalové mřížky. Mezi parametry, které určují povahu látky, patří zejména: počet valenčních elektronů, hmotnost jader a rozměry základních buněk krystalové mřížky (atomové, elektronové a přechodné), přičemž vlastnosti polovodičů nejvíce ovlivňují atomové substituční poruchy, u kterých je atom daného prvku nahrazen atomem jiného prvku.

Polovodičem nazýváme elektricky vodivou látku, jejíž měrná vodivost při normální teplotě okolí leží mezi měrnou vodivostí vodičů a izolantů. Vodivost polovodičů závisí na mnoha vnějších činitelích - zejména na teplotě, osvětlení, tlaku a vnějším elektromagnetickém poli.

Vhodným technologickým procesem lze vytvořit z polovodičů P a N přechod PN představující oblast polovodiče, ve které se mění elektrická vodivost jednoho typu na druhý. Přechod PN je základním stavebním prvkem polovodičových součástek.



Otázky 2.

1. Vysvětlíte pojmy vlastní a nevlastní polovodiče.
2. Objasněte princip funkce přechodu PN.
3. Nakreslete V-A charakteristiku přechodu PN.

3. Polovodičové součástky



Čas ke studiu: 20 hodin



Cíl Po prostudování tohoto odstavce budete umět

- vysvětlit funkci elektronických prvků
- popsat základní charakteristiky a parametry elektronických prvků
- definovat aplikační možnosti elektronických prvků



Výklad

Polovodičové součástky pro elektroniku můžeme roztřídit podle několika hledisek. Podle technologie nebo konstrukčního uspořádání dělíme polovodičové součástky na diskrétní a integrované. U diskrétní součástky tvoří elektrický funkční prvek současně i samostatnou jednotku součástky, integrované obsahují v mechanickém celku (např. pouzdrů) elektrický funkční celek (obvod) složený z mnoha aktivních i pasivních prvků.

3.1. Polovodičové diody

Polovodičové součástky využívající statické a dynamické vlastnosti jednoho přechodu PN nazýváme diodami.

VA charakteristika polovodičové diody je vlastně VA charakteristikou PN přechodu. Z teoretického rozboru přechodu PN v předešlých kapitolách vyplývá, že závislost mezi napětím a proudem je lineární a je popsána vztahem :

$$I = I_S \left(\exp \frac{U}{mU_T} - 1 \right) \quad (3.1.)$$

kde I_S je nasycený proud měnící se s teplotou, přičemž jeho velikost je určena polovodičovým materiálem a jeho technologickým zpracováním. Korekční faktor m respektuje odchylky reálného přechodu PN od ideálního ($m \cong 1 \div 2$). Poněvadž hodnoty proudu a napětí v propustném a závěrném směru diody se velmi liší, používáme na osách pro propustný a závěrný směr rozdílná měřítka (obr.3.1.).

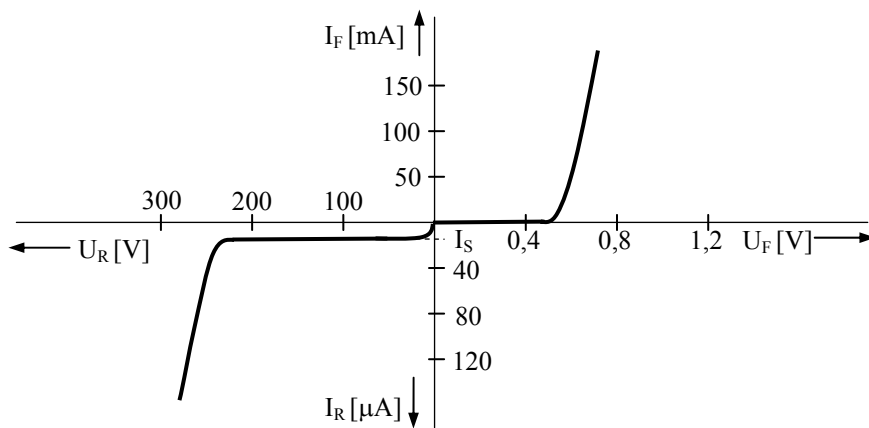
Při zvýšené teplotě dochází k posunu VA charakteristiky, poněvadž nasycený proud diody i teplotní napětí se s teplotou mění (obr. 3.2.). Teplotní závislost nasyceného proudu I_S lze vyjádřit následující rovnicí:

$$I_{S_{T_2}} = I_{S_{T_1}} \left(\frac{T_1 + \Delta T}{T_1} \right)^3 \exp \left(\frac{\Delta W_Z}{RT_1} \frac{\Delta T}{T_1 + \Delta T} \right) \quad (3.2.)$$

Za předpokladu, že $T_1 \gg \Delta T = T_2 - T_1$, lze rovnici (3.2.) zjednodušit na tvar:

$$I_{ST_2} \cong I_{ST_1} \exp\left(\frac{\Delta W_Z}{kT_1^2} \Delta T\right) \cong I_{ST_1} \exp(\lambda \Delta T) \quad (3.3.)$$

Teplotní činitel λ nabývá hodnot $\lambda \cong 0,07 \div 0,08 \text{ K}^{-1}$ pro Ge diody a $\lambda \cong 0,09 \div 0,1 \text{ K}^{-1}$ pro Si diody. Při zvýšení teploty o 10K se nasycený proud u germaniových diod přibližně zdvojnásobí a u křemíkových diod ztrojnásobí.



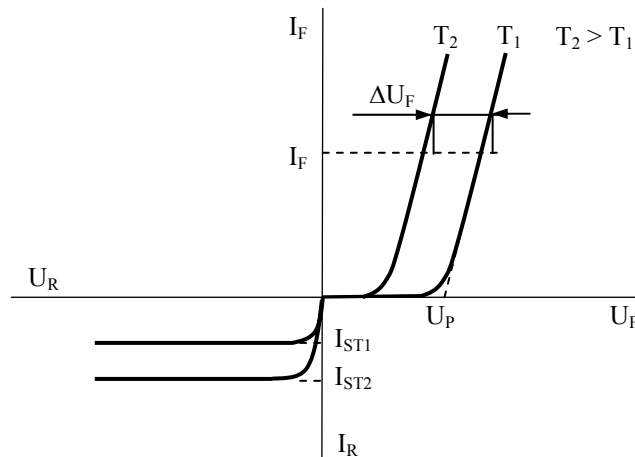
Obr. 3.1. VA charakteristika polovodičové diody (Si)

Pro napětí v propustném směru $U_F > 200 \text{ mA}$ lze rovnici (3.1.) zjednodušit na tvar:

$$I_F \cong I_S \exp\left(\frac{U_F}{mU_T}\right) \quad (3.4.)$$

Pro dvě různé teploty T_1 , T_2 a $T_1 \gg \Delta T = T_2 - T_1$ lze odvodit vztah pro posun VA charakteristiky v propustném směru při konstantním proudu I_F :

$$I_F \cong I_{ST_1} \exp\left(\frac{U_{F1}}{mU_{T1}}\right) \cong I_{ST_1} \exp(\lambda \Delta T) \exp\left(\frac{U_{F2}}{mU_{T2}}\right) \quad (3.5.)$$



Obr. 3.2. VA charakteristika diody při různých teplotách

Úpravou a logaritmováním rovnice (3.5.) získáme vztah:

$$\frac{U_{F1}}{mU_{T1}} \cong \lambda \Delta T + \frac{U_{F2}}{mU_{T2}} \quad (3.6.)$$

Za předpokladu, že $mU_{T1} \cong mU_{T2} \cong mU_T$ je posun VA charakteristiky určen vztahem:

$$\Delta U_F = U_{F2} - U_{F1} \cong -\lambda mU_T \Delta T = -d_T \Delta T \quad (3.7.)$$

kde d_T je tzv. teplotní průnik, který nabývá hodnot pro Ge diody $d_T \cong 2,3 \text{ mVK}^{-1}$, pro Si diody $d_T \cong 3,7 \text{ mVK}^{-1}$. Teplotní průnik není konstantní, ale závisí, i když jen málo, na teplotě.

K rovnoběžnému posunu VA charakteristiky při zvýšení teploty dochází tedy jen při splnění uvedených předpokladů.

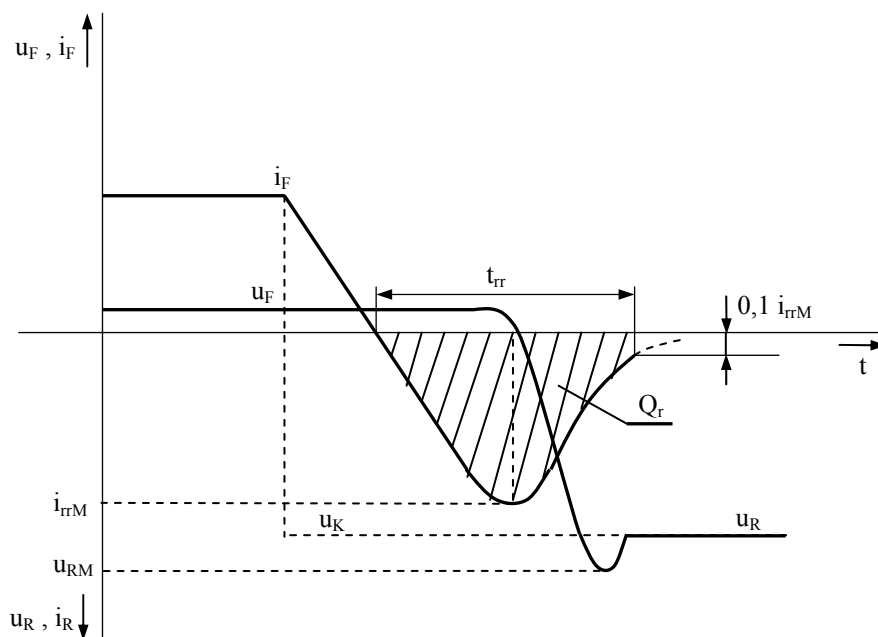
Diferenciální vodivost (resp. odpor) diody určíme derivací vztahu (3.1.)

$$G_d = \frac{dI}{dU} = \frac{I_S}{mU_T} \exp\left(\frac{U}{mU_T}\right) \quad (3.8.)$$

$$R_d = \frac{dU}{dI} = \frac{mU_T}{I_S} \exp\left(-\frac{U}{mU_T}\right) \quad (3.9.)$$

Celkový odpor diody je však větší ještě o odpor kontaktů a přívodů R_S .

VA charakteristika polovodičové diody charakterizuje pouze statické parametry polovodičové diody. V četných aplikacích, zejména jedná-li se o zapojení diody v obvodech, kde dochází k rychlým periodicky se opakujícím přechodům z propustného do závěrného směru, jsou důležité dynamické vlastnosti diody. V době, kdy dioda vede propustný proud, jsou oblasti polovodiče vytvářející přechod PN zaplněné nosiči náboje. Má-li přechod přejít z propustného do závěrného stavu a blokovat závěrné napětí, je nutné odvést nosiče náboje z těchto oblastí.

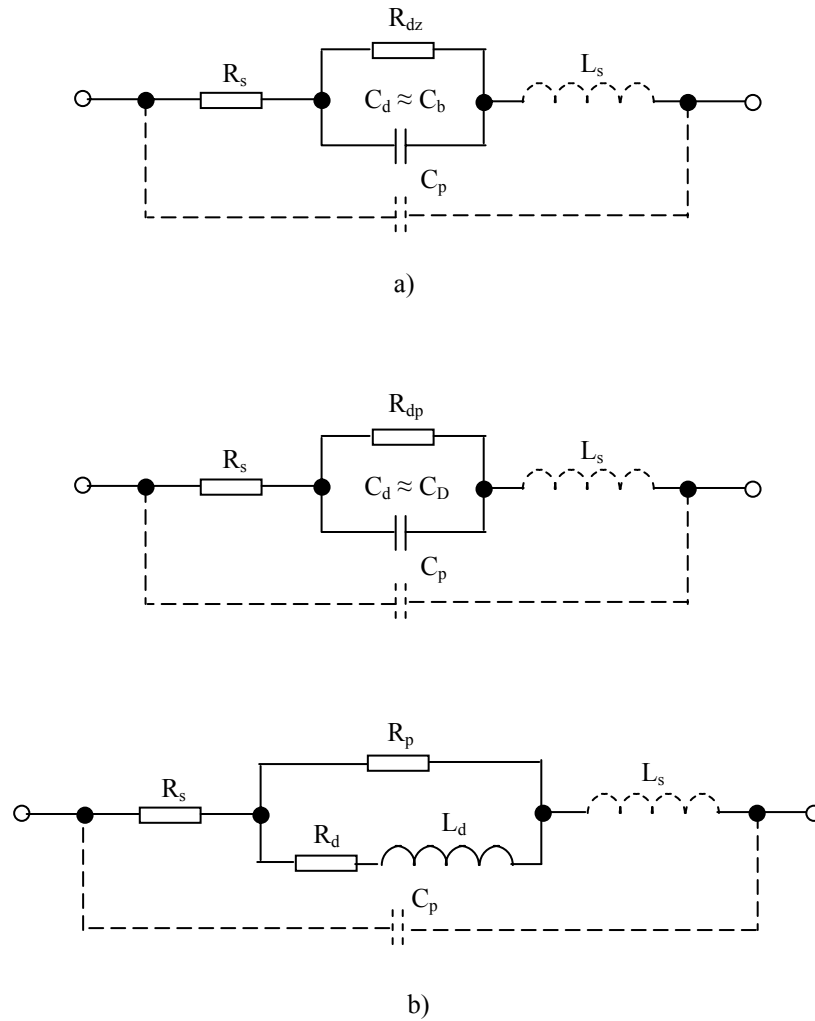


Obr. 3.3. Průběhy proudu a napětí diody při přepólování diody

Odstranění náboje v okamžiku přepolarizace napájecího napětí však neproběhne okamžitě, ale náboj zde bude přítomen i krátce po tom, kdy napájecí napětí změnilo polaritu. Následkem toho bude diodou protékat závěrný proud, jehož velikost ovlivňuje napájecí napětí, strmost jeho nárůstu, charakter impedance zátěže a proud, který protékal diodou bezprostředně před začátkem komutace. Závěrný (komutační) proud bude protékat tak dlouho, dokud se neodvedou nosiče náboje nahromaděné v blízkosti přechodu PN. Po jejich odvedení získá dioda velmi rychle blokovací schopnost a může zachycovat závěrné napětí. Popsaný komutační děj je znázorněn na obr. 3.3.

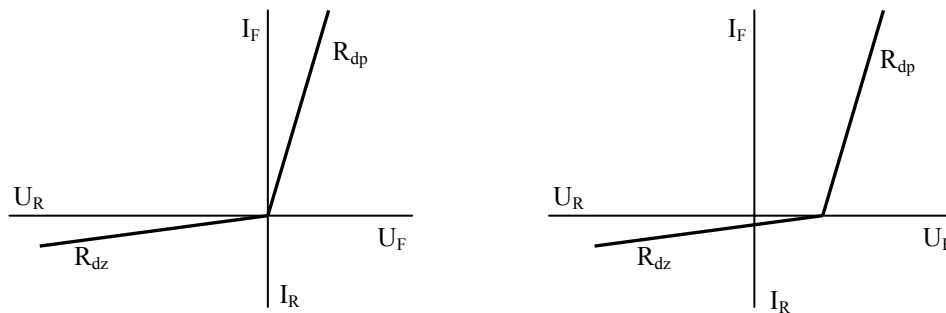
Z rozboru vlastností přechodu PN vyplývá, že při změně vnějšího napětí se mění šířka depleční vrstvy, a tím i oblast prostorového náboje. S ohledem na tuto skutečnost se budou uplatňovat kapacity přechodu. Při záporné polarizaci přechodu PN se uplatní hlavně bariérová kapacita, jejíž hodnota klesá s rostoucím napětím.

Při kladné polarizaci ($U_F < U_D$) se uplatňuje difúzní kapacita. Po překročení difúzního napětí ($U_F > U_D$) dochází k prudkému vzrůstu proudu a přechod PN se začne chovat jako indukčnost sériovým odporem R_D a paralelním odporem R_P . Hodnota indukčnosti je podle druhu diody řádově mH. Pro nejvyšší kmitočty je nutno ještě respektovat indukčnost přívodů L_S (cca 10 nH) a vzájemnou kapacitu pouzdra a přívodů C_P (cca 0,3 pF). Chování diody v propustném i závěrném směru je možno popsat náhradním schématem (obr. 3.4.)



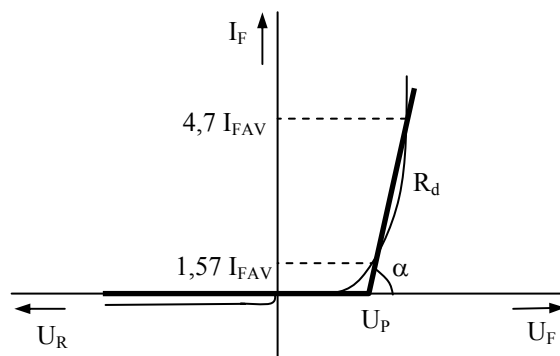
Obr. 3.4. Náhradní schéma diody
a) závěrný směr b) propustný směr

Při řešení obvodů s polovodičovými diodami se většinou provádí aproximace VA charakteristiky lomenou přímkou (obr. 3.5.).



Obr. 3.5. Aproximace VA charakteristiky diody

Ve výkonové elektronice se často používá následující aproximace VA charakteristiky výkonové diody, která se používá k dimenzování diod z hlediska ztrátového výkonu (obr. 3.6.).



Obr. 3.6. Aproximace VA charakteristiky diody

Pro propustnou charakteristiku pak platí :

$$U_F = U_P + R_d I_F \quad (3.10.)$$

3.1.1. Provedení a použití polovodičových diod

Při činnosti polovodičových diod se využívá především usměrňující schopnosti přechodu PN. Speciální diody pak využívají další vlastnosti přechodu PN:

- nedestruktivní průraz (např. Zenerova dioda),
- záporný diferenciální odpor (např. tunelová dioda),
- napěťová závislost kapacity přechodu (varikap).

3.1.1.1. Usměrňovací diody

Usměrňovací diody se používají pro usměrňování střídavého proudu průmyslového kmitočtu, případně mohou být použity i pro větší kmitočty. Mezní hodnoty usměrňovaných napětí a proudů udává výrobce polovodičových diod formou tzv. charakteristických údajů. Těmito údaji definuje výrobce průběh VA charakteristiky usměrňovací diody. Pracovní oblast VA charakteristiky je popsána dvěma údaji. V propustné části se uvádí hodnota proudu I_F , při kterém napětí U_{Fmax} nepřekročí hodnotu udanou výrobcem. Pro závěrnou část charakteristiky je uvedena hodnota závěrného napětí U_{Rmin} , při němž proud I_R nepřekročí hodnotu udanou výrobcem. Při provozu ovšem nesmí být překračovány mezní hodnoty proudu a napětí :

- I_{FAV} maximální přípustná střední hodnota usměrněného proudu, který smí diodou trvale procházet
- I_{FSM} neopakovatelný špičkový propustný proud
- U_{RRM} závěrné špičkové opakovatelné napětí
- U_{RSM} závěrné špičkové neopakovatelné napětí

V současné době se vyrábějí plošné usměrňovací diody z křemíku difúzní technologií, poněvadž fyzikální vlastnosti křemíku umožňují vyrobit usměrňovací diody s lepšími vlastnostmi než mají germaniové diody, i když úbytek napětí v propustném směru křemíkové diody je vyšší ($1 \div 1,2$ V).

Mezi často používané diody patří např. 1N4001 - 1N4007 (1A, 50 až 1000V), 1N4148 (0,15A/75V). Diody pro větší proudy vyrábějí např. firmy Infineon, International Rectifier.

3.1.1.2. Stabilizační diody

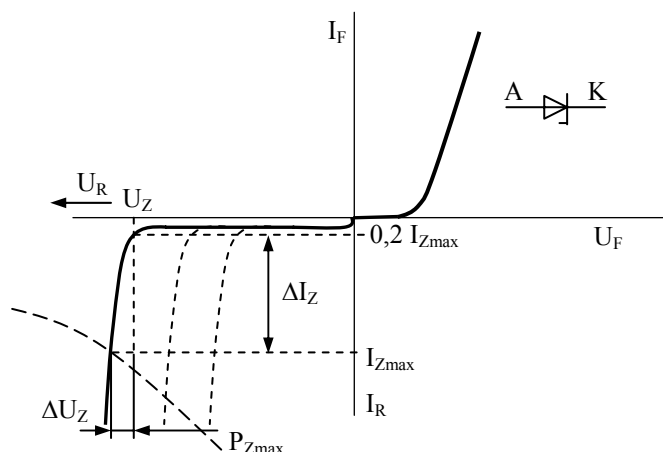
Stabilizační (Zenerovy) diody jsou křemíkové plošné diody, které využívají nedestruktivní průraz při polarizaci diody v závěrném směru. Tvar VA charakteristiky v závěrné oblasti je obvykle určen kombinací obou druhů nedestruktivních průrazů přechodu PN – Zenerova průrazu a lavinového průrazu (viz. 2.2.2.3.). Obr. 3.7. ukazuje VA charakteristiku Zenerovy diody. Pro větší hodnoty průrazného Zenerova napětí převládá lavinový průraz ($U_z > 6$ V) a teplotní koeficient Zenerova napětí definovaný vztahem

$$TK_{U_z} = \frac{1}{U_z} \frac{dU_z}{dT} \quad (3.11a.)$$

je kladný. Pro menší hodnoty Zenerova napětí ($U_z < 6$ V) převládá Zenerův průraz a teplotní koeficient TK_{U_z} je záporný.

Diferenciální odpor Zenerovy diody v závěrném směru je určen rovnicí:

$$R_{dz} = \frac{dU_z}{dI_z} \cong \frac{\Delta U_z}{\Delta I_z} \quad (3.11b.)$$



Obr. 3.7. VA charakteristika Zenerovy diody

Dosáhne-li napětí v závěrném směru průrazné hodnoty, mění se prudce vodivost diody a proud v závěrném směru narůstá. Proud musí být však omezen vnějším rezistorem tak, aby nebyl překročen mezní ztrátový výkon $P_{Zmax} = U_z I_{Zmax}$. Zvyšováním koncentrace příměsí se

snižuje hodnota průrazného napětí, neboť se zužuje šířka depletiční vrstvy, takže k vytvoření potřebné intenzity elektrického pole stačí menší hodnota vnějšího napětí. V propustném směru se Zenerova dioda chová jako běžná dioda.

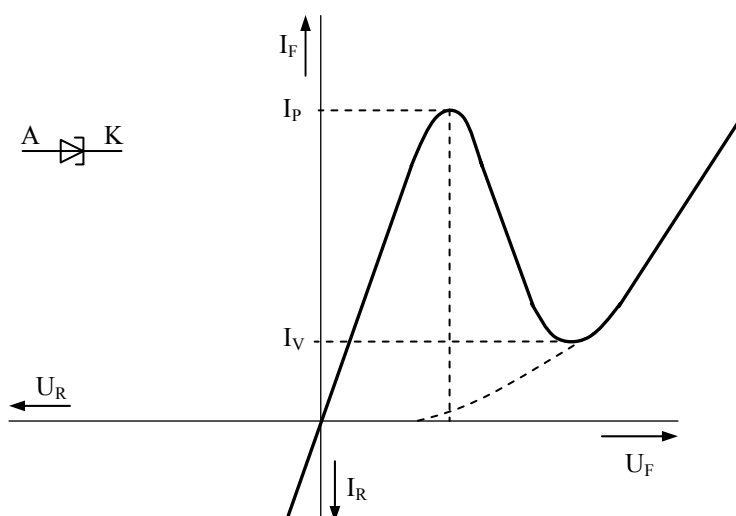
Přesným řízením výrobního procesu lze získat širokou řadu diod s různým Zenerovým napětím, např. řada BZX83 se Zenerovým napětím 0,8V až 75V a ztrátovým výkonem 0,5W, nebo řada BZX85 se Zenerovým napětím 3,9V až 200V a ztrátovým výkonem 1,3W. Nejběžnější aplikace Zenerových diod jsou stabilizátory napětí a referenční zdroje napětí.

3.1.1.3. Lavinové diody

Jsou to křemíkové polovodičové diody využívající při své činnosti lavinového průrazu, přičemž jsou konstruovány tak, aby jejich výkonová přetížitelnost v závěrném směru byla přibližně stejná jako v propustném směru. Dioda se tedy nezničí průchodem většího závěrného proudu, pokud není překročena mezní hodnota ztrátového výkonu, z čehož pak vyplývá, že lavinové diody mohou být více napětěově namáhány než běžné usměrňovací diody. Ve větší míře se využívají u vysokonapětěových sloupců. Dále mohou být použity jako stabilizátory pro vyšší napětí (stovky voltů) a tvoří základ tzv. lavinových průletových diod, které slouží ke generaci kmitů v mikrovlné oblasti (řádově 10^1 GHz).

3.1.1.4. Tunelové diody

Tunelové diody využívají při své činnosti vlastnosti přechodu PN vzniklého z polovodičů s vysokou dotací příměsí, která mnohokrát převyšuje koncentraci příměsí běžných diod (tzv. degenerovaný přechod PN). Ve srovnání s obr. 3.7. je závěrné průrazné napětí redukováno k nule, proto se tunelová dioda používá v určité oblasti napětí v propustném směru. Vzhledem ke zvláštnímu tvaru VA charakteristiky, která obsahuje oblast záporného diferenciálního odporu, lze tunelovou diodu použít jako aktivního prvku, např. v obvodech oscilátorů (kmitočet řádově desítky GHz).



Obr. 3.8. VA charakteristika tunelové diody

Čárkovaná křivka na obr. 3.8. představuje VA propustnou charakteristiku běžného přechodu PN. Plná čára znázorňuje, že malé přiložené napětí v propustném směru (cca 50 mV) způsobí nárůst proudu na vrcholovou hodnotu I_p , další zvyšování napětí vede ke snížení proudu na hodnotu I_v . Při dalším zvyšování napětí se tunelová dioda chová jako běžná dioda.

Princip tunelové diody lze vysvětlit pomocí pásmové teorie. Vlivem silné koncentrace příměsí (až 10^{19} cm^{-3}) se zmenší šíře zakázaného pásma polovodiče a Fermiho hladina leží buď ve vodivostním pásmu (N-tyt), nebo ve valenčním pásmu (P-tyt). Při teplotě absolutní nuly existují tedy v N-polovodiči elektrony s energií vodivostního pásma a v P-polovodiči díry s energií valenčního pásma.

Při vytvoření přechodu PN vynikne dosti vysoká potencionální bariéra. Je-li k tunelové diodě přiloženo malé napětí, dojde k posunu energetických pásem a část vodivostního pásma polovodiče N se překrývá s valenčním pásmem polovodiče P. Elektrony z polovodiče N mohou tunelovat do valenčního pásma polovodiče P. Vzniká tunelový proud, který se zvyšuje až do hodnoty I_p . Zvyšováním napětí se zmenšuje překrytí valenčního a vodivostního pásma polovodičů P a N, proud klesá až na hodnotu I_v . Dalším zvyšováním napětí se snižuje dále potencionální bariéra a zvětšuje se množství elektronů z vodivostního pásma N, které ji mohou překonat a dostávají se do vodivostního pásma polovodiče P. V důsledku toho proud začíná narůstat a mechanismus vodivosti je stejný jako u běžných diod. V závěrném směru mohou elektrony z valenčního pásma polovodiče P přecházet tunelováním přímo do vodivostního pásma polovodiče N a dioda je tedy ve vodivém stavu. Výchozím materiálem pro výrobu tunelových diod je Ge nebo GaAs.

3.1.1.5. Kapacitní diody

Z rozboru vlastností přechodu PN vyplývá, že šířka depletiční vrstvy, a tím tedy i oblast prostorového náboje, se mění s rostoucím závěrným napětím. Můžeme tedy definovat tzv. diferenciální kapacitu na jednotku plochy přechodu PN:

$$C_d = \frac{dq}{dU} = \sqrt{\frac{2e\epsilon_o\epsilon_r N_d N_a}{(N_d + N_a)(U_D - U)}} = K(U_D - U)^{-\frac{1}{2}} \quad (3.12.)$$

Kapacita přechodu (tzv. bariérová kapacita) v závěrném směru klesá s rostoucím napětím (obr. 3.9.). V propustném směru naopak zpočátku vzrůstá, pokud hodnota vnějšího napětí nezpůsobí dostatečně vysokou proudovou hustotu v propustném směru (tzv. difúzní kapacita), přičemž vztah 3.12. přestává platit, protože s růstem propustného napětí dochází k silné injekci minoritních nosičů přes oblast přechodu. Diody, které využívají napěťové závislosti kapacity PN přechodu v závěrném směru, se nazývají varikapý. Jsou to v podstatě plošné diody, zpravidla křemíkové.

Základními požadavky při návrhu a výrobě varikapů jsou zejména:

- velký závěrný odpor R_D ,
- malý seriový odpor R_S a seriová indukčnost L_S ,
- velká strmost dC/dU ,
- dostatečně vysoké závěrné napětí k ovládní velikosti kapacity.

Kapacitu varikapu lze vyjádřit vztahem :

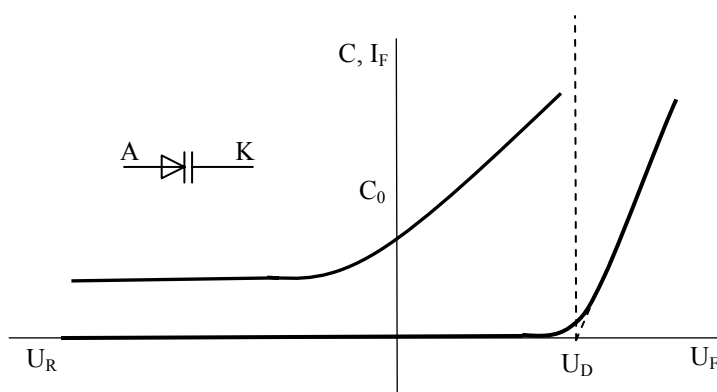
$$C = \frac{C_0}{\left(1 - \frac{U}{U_D}\right)^n} \quad (3.13.)$$

C_0 počáteční kapacita při $U = 0V$

U_D difúzní napětí

n konstanta, jejíž hodnota je dána konstrukcí a výrobou varikapu ($n \cong 2 \div 3$)

Varikapy se nejčastěji používají pro ladění vstupních obvodů a oscilátorů rozhlasových a televizních přijímačů. Současné typy jsou např. BB 105, BB 109, BB 505 (7,6 – 2 pF, 1 – 28 V), BB 204G (22 – 39 pF, 30V). Varikapy se dnes vyrábějí převážně v provedení SMD, v klasickém provedení je jejich použití stále omezenější.



Obr. 3.9. Napěťová závislost diferenciální kapacity varikapu

3.1.1.6. Vysokofrekvenční a spínací diody

Vysokofrekvenční diody a spínací diody se používají v obvodech, které pracují při vysokých frekvencích nebo v impulsním provozu. Důležitým parametrem spínacích diod je zotavovací doba t_{tr} (doba, za kterou závěrný proud diody poklesne na desetinu maximální hodnoty – obr. 3.3.), která má být co nejmenší. Z vysokofrekvenčních parametrů výrobce udává kapacitu v závěrném směru C_D , usměrňovací účinnost (poměr střední hodnoty jednocestně usměrněného vf napětí a špičkové hodnoty vf napětí daného kmitočtu) a tlumicí odpor r_D (vf vstupní odpor diody v zatíženém vf usměrňovači).

Podle způsobu provedení rozeznáváme vf diody plošné (např. KA 501-504, KA 261-267) nebo hrotové (např. GA 200-207). Spínací diody mohou být hrotové, s přivařeným hrotem, slévané a difúzní. U nás se pro spínací účely vyráběly metodou přivařeného hrotu diody OA 5, OA 9, GAZ 51, dále pak difúzní křemíkové diody KA 221-225 a planárně-epitaxní diody KA 206-207. Příkladem současné rychlé diody je BY 329/1000 (8 A, 1000 V, 135 ns).

Velmi dobré spínací a vysokofrekvenční vlastnosti vykazují tzv. Schottkyho diody, které využívají vlastností přechodu kov-polovodič (např. Si nebo GaAs – zlato). Proti diodám

s přechodem PN mají malou zotavovací dobu ($t_{tr} \cong 0,01 \div 10$ ns) a malý zotavovací náboj, které umožňují činnost Schottkyho diod při vysokých mezních kmitočtech (Si – 18 Ghz, GaAs – 300 Ghz), např. Schotkyho dioda SD103B (30 V, 200 mA, 10 ns).

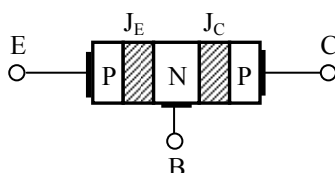
3.2. Tranzistory

Podstata funkce tranzistoru (z anglických slov TRANSfer resISTOR) je naznačena už v jeho názvu – transformace odporu. Jeho objev v roce 1947 znamenal převrat v elektronice a všech oborech s ní souvisejících. Podle toho, které nosiče náboje se zúčastňují vedení proudu tranzistorem, rozlišujeme tranzistory:

- bipolární**, jejichž podstatou činnosti je řízená injekce minoritních nosičů emitorem do oblasti báze a následná extrakce těchto nosičů kolektorem, přičemž vedení proudu se zúčastňují oba nosiče náboje – elektrony a díry
- unipolární**, jejichž princip činnosti je založen na ovlivňování vodivého kanálu mezi emitorem a kolektorem příčným elektrickým polem (Field Effect Transistor – FET), přičemž vedení proudu v kanále je uskutečňováno prostřednictvím jednoho typu nosiče (kanál N – elektrony, kanál P – díry).

3.2.1. Bipolární tranzistory

Bipolární tranzistor je polovodičová součástka s dvěma přechody, ve které jsou vytvořeny tři oblasti s různým typem vodivosti, přičemž můžeme rozlišit PNP nebo NPN tranzistory. Obr. 3.10. ukazuje strukturu bipolárního tranzistoru.



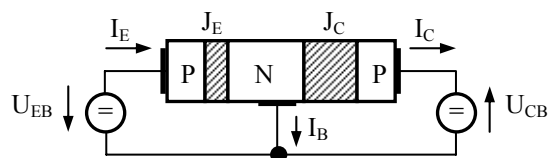
Obr. 3.10. Bipolární tranzistor PNP (planární struktura)

Levou část nazýváme emitorem. Prostřední část tranzistoru je od emitoru oddělena tzv. emitorovým přechodem J_E a nazýváme ji bází. Báze je od další vrstvy, tzv. kolektoru, oddělena kolektorovým přechodem J_C .

Podstatnou činnosti bipolárního tranzistoru je řízená injekce minoritních nosičů emitorem do oblasti báze a následná extrakce těchto nosičů kolektorem, přičemž rekombinace minoritních nosičů v bázi musí být co nejmenší. Proto musí být hloubka báze (t.j. vzdálenost obou depletičních vrstev) mnohem menší, než difúzní délka minoritních nosičů. Důležitou podmínkou je i nutnost vytvoření silně nesymetrického emitorového přechodu ($N_{aE} \gg N_{dB}$). Pro dobré zesilovací účinky tranzistorů je nutné, aby plocha kolektorového přechodu byla větší než plocha emitorového přechodu.

Bipolární tranzistor může pracovat ve čtyřech režimech, které jsou dány polaritou a velikostí napětí na přechodech bipolárního tranzistoru:

- 1) Oba přechody J_E , J_C jsou polarizovány v závěrném směru – nevodivý stav, závěrný režim
- 2) Oba přechody J_E , J_C jsou v propustném směru – nasycený (saturační) režim – součástíku teče velký proud, jehož hodnota je konstantní a je dána velikostí napětí napájecího zdroje a odporu v kolektorovém obvodu
- 3) Emitorový přechod J_E je polarizován v propustném směru, kolektorový přechod J_C polarizován závěrně – aktivní režim – nejčastější stav, ve kterém se tranzistor využívá, proudem báze můžeme řídit velikost proudu v kolektorovém i emitorovém obvodu (obr. 3.11.)
- 4) Emitorový přechod J_E je polarizován závěrně, kolektorový přechod je polarizován v propustném směru – inverzní režim – vede po překročení mezních údajů emitorového přechodu v závěrném směru (vždy podstatně menší než v kolektorovém přechodu) ke zničení součástky.



Obr. 3.11. Bipolární tranzistor PNP s připojenými vnějšími napětími

Schopnost tranzistoru zesilovat výkon je nazvána tzv. tranzistorovým jevem, který je základní vlastností tranzistoru. Emitorem injektované minoritní nosiče (pro PNP díry, NPN elektrony) procházejí bází v důsledku difúze (obr. 3.11.), částečně v ní rekombinují (přívodem báze teče proud majoritních nosičů nutných k rekombinaci), přičemž větší část se dostává do oblasti kolektorového přechodu, který způsobuje extrakci těchto minoritních nosičů. Proudů tekoucí oběma přechody (emitorovým i kolektorovým) jsou přibližně stejné (rekombinaci omezuje konstrukčním uspořádáním), avšak odpor emitorového přechodu je mnohem menší (propustný směr) než odpor kolektorového přechodu (závěrný směr). Poměr napětí na výstupu a vstupu tranzistoru je značný, z čehož pak vyplývá napěťové a výkonové zesílení tranzistoru.

Emitorový proud je tvořen především proudem injektovaných minoritních nosičů z emitoru do báze (díry) I_{pE} a vlivem zpětné injekce také proudem minoritních nosičů z báze do emitoru (elektrony) I_{nE} .

Zanedbáním rekombinačního proudu emitorového přechodu je možné definovat tzv. injekční účinnost editoru:

$$\gamma_E = \frac{I_{pE}}{I_E} = \frac{I_{pE}}{I_{pE} + I_{nE}} \quad (3.14.)$$

a čísel přenosu minoritních nosičů procházejících bází působením gradientu koncentrace minoritních nosičů:

$$\chi = \frac{I_{pE}}{I_{pC}} \quad (3.15.)$$

Zanedbáme-li rekombinaci a generaci nosičů náboje, bude proud kolektorovým přechodem při nulové injekci ($I_{pE} = 0$) dán proudem minoritních nosičů (elektrony – kolektor, díry – báze) závěrně polarizovaného přechodu I_{CB0} . Vlivem injekce minoritních nosičů ($I_{pE} \neq 0$) dojde ke zvětšení proudu kolektorovým přechodem. Proud kolektoru bude určen vztahem :

$$I_C = I_{CB0} + I_{pC} = I_{CB0} + \alpha_N I_E \quad (3.16.)$$

kde α_A je proudový zesilovací čísel v zapojení se společnou bází v normálním aktivním režimu, který je vždy menší než jedna ($0,95 \div 0,998$).

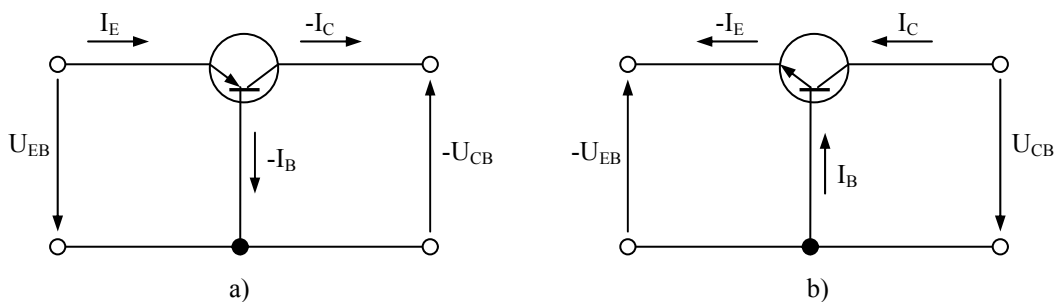
Proudový zesilovací čísel v zapojení se společnou bází závisí na:

- proudu emitoru – při malých proudech klesá injekční proud na úkor rekombinačního proudu, při velkých proudech roste koncentrace minoritních nosičů v bázi, a proto roste i zpětná injekce, čímž klesá účinnost emitoru
- na napětí kolektoru – nárazová multiplikace $I_C = M I_{CB0} + M \alpha_N I_E$

3.2.1.1. Základní zapojení bipolárních tranzistorů

Při popisu vlastností bipolárního tranzistoru se nejčastěji využívá obecné teorie dvojbranů (čtyřpólů). Podle toho, která elektroda tranzistoru je společná pro vstupní i výstupní svorky aktivního dvojbranu (čtyřpólů), rozlišujeme tři základní zapojení tranzistoru:

- zapojení se společnou bází (SB)



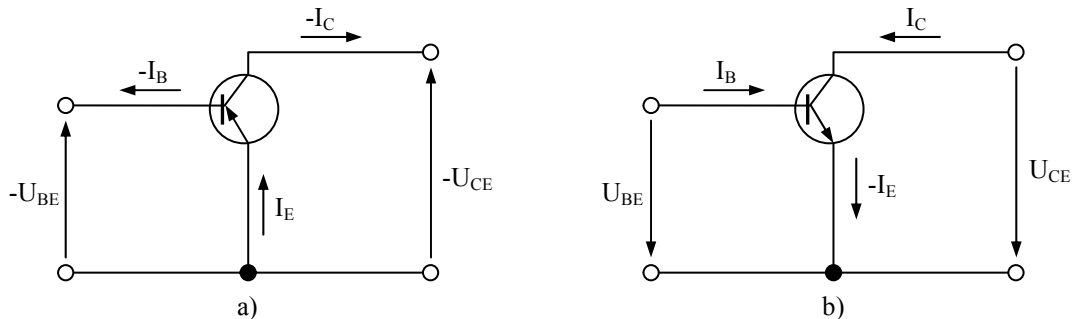
Obr. 3.12. Zapojení tranzistoru se společnou bází

a) PNP tranzistor b) NPN tranzistor

Společnou svorkou pro vstupní a výstupní svorky dvojbranu je zde báze, přičemž orientace napětí a proudů odpovídá spotřebičové orientaci elektrických veličin dvojbranů (obr. 3.12.). Výstupní proud I_C je určen rovnicí 3.16.

b) zapojení se společným emitorem (SE)

Společnou svorkou pro vstupní a výstupní svorky dvojbranu je zde emitor.



Obr. 3.13. Zapojení tranzistoru se společným emitorem
a) PNP tranzistor b) NPN tranzistor

Vztah pro výstupní proud I_C získáme dosazením rovnice

$$I_E = I_C + I_B \quad (3.17.)$$

do vztahu 2.16. Pak lze kolektorový proud I_C vyjádřit vztahem:

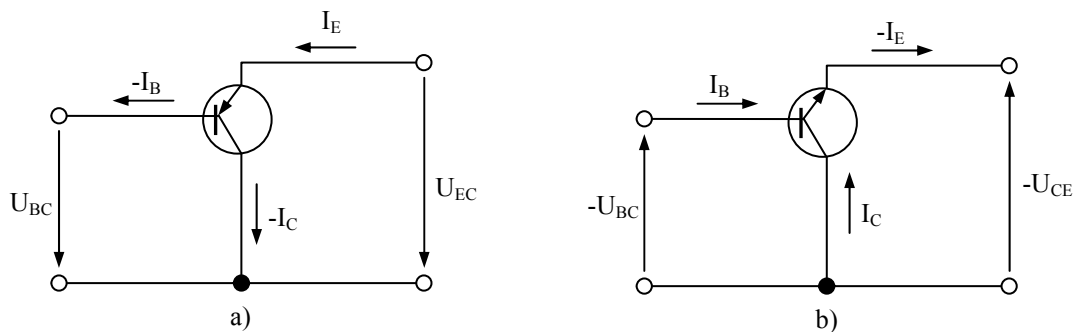
$$I_C = \frac{I_{CB0}}{1 - \alpha_N} + \frac{\alpha_N}{1 - \alpha_N} I_B = I_{CE0} + \beta_N I_B \quad (3.18.)$$

I_{CE0} zbytkový proud kolektoru zapojení SE

β_N proudový zesilovací činitel v zapojení SE ($\beta_N \gg 1$) v normálním aktivním režimu

c) zapojení se společným kolektorem (SC)

Společnou svorkou pro vstupní a výstupní svorky dvojbranu je zde kolektor.



Obr. 3.14. Zapojení tranzistoru se společným kolektorem
a) PNP tranzistor b) NPN tranzistor

Výstupní proud tranzistoru I_E v zapojení SC určíme opět z rovnic (3.16.), (3.17.):

$$I_E = \frac{I_{CB0}}{1 - \alpha_N} + \frac{1}{1 - \alpha_N} I_B = I_{CE0} + (\beta_N + 1)I_B \quad (3.19.)$$

Další charakteristické údaje jednotlivých zapojení jsou shrnuty v následující tabulce.

		Zapojení		
		SB	SE	SC
Zesílení	Proudové	0,95 ÷ 0,998	10 ÷ 500	10 ÷ 500
	Napěťové	10 ÷ 100	10 ÷ 100	0,9 ÷ 0,99
	Výkonové	10 ÷ 100	100 ÷ 10 ⁴	10 ÷ 100
Impedance	Vstupní	10Ω ÷ 100Ω	100Ω ÷ 1kΩ	10kΩ ÷ 1MΩ
	Výstupní	0,1MΩ ÷ 1MΩ	10kΩ ÷ 100kΩ	100Ω ÷ 1kΩ
Fázový posun	Mezi napětími	0°	180°	0°
	Mezi proudy	0°	0°	180°

Tab. 3.1. Charakteristické údaje základních zapojení bipolárního tranzistoru

Z uvedených údajů vyplývá, že tranzistor v zapojení SB, SC se bude nejčastěji používat jako měnič impedance. Výhodné vlastnosti zapojení tranzistoru se společným emitorem SE bude využíváno zejména v zesilovačích.

3.2.1.2. Stejnoseměrné charakteristiky bipolárního tranzistoru

Pro odvození stejnosměrných (statických) charakteristik bipolárního tranzistoru použijeme Ebers-Mollův model ideálního tranzistoru (obr. 3.15.)

Proudy tekoucí diodami jsou popsány vztahy :

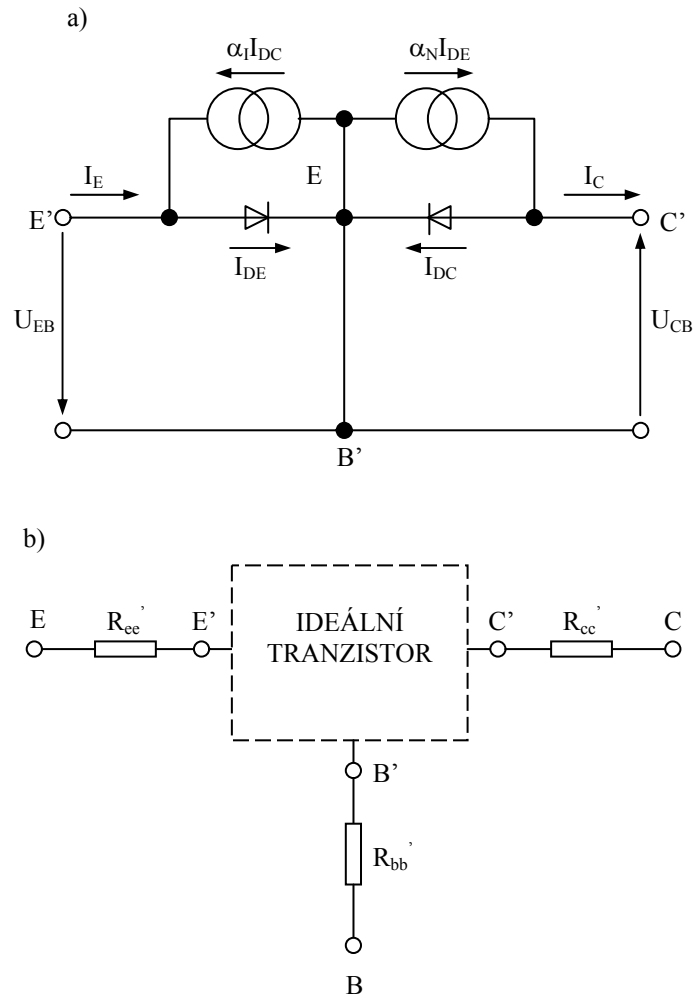
$$I_{DE} = I_{ES} \left(\exp \frac{U_{EB}}{U_T} - 1 \right) \quad (3.20.)$$

$$I_{DC} = I_{CS} \left(\exp \frac{U_{CB}}{U_T} - 1 \right) \quad (3.21.)$$

Z obr. 3.15. můžeme vyjádřit emitorový proud a kolektorový proud ve tvaru :

$$I_E = I_{DE} - \alpha_I I_{DC} \quad (3.22.)$$

$$I_C = \alpha_N I_{DE} - I_{DC} \quad (3.23.)$$



Obr. 3.15. Ebers-Mollův model a) ideálního b) reálného tranzistoru

Dosazením (3.20.), (3.21.) do (3.22.), (3.23.) a následující úpravou získáme vztahy :

$$I_E = I_{ES} \left(\exp \frac{U_{EB}}{U_T} - 1 \right) - \alpha_I I_{CS} \left(\exp \frac{U_{CB}}{U_T} - 1 \right) \quad (3.24.)$$

$$I_C = \alpha_N I_{ES} \left(\exp \frac{U_{EB}}{U_T} - 1 \right) - I_{CS} \left(\exp \frac{U_{CB}}{U_T} - 1 \right) \quad (3.25.)$$

$$I_{ES} = \frac{I_{EBO}}{1 - \alpha_N \alpha_I} \quad (3.26.)$$

$$I_{CS} = \frac{I_{CBO}}{1 - \alpha_N \alpha_I} \quad (3.27.)$$

α_N, α_I proudový zesilovací činitel v zapojení SB v normálním
(resp. inverzním) aktivním režimu

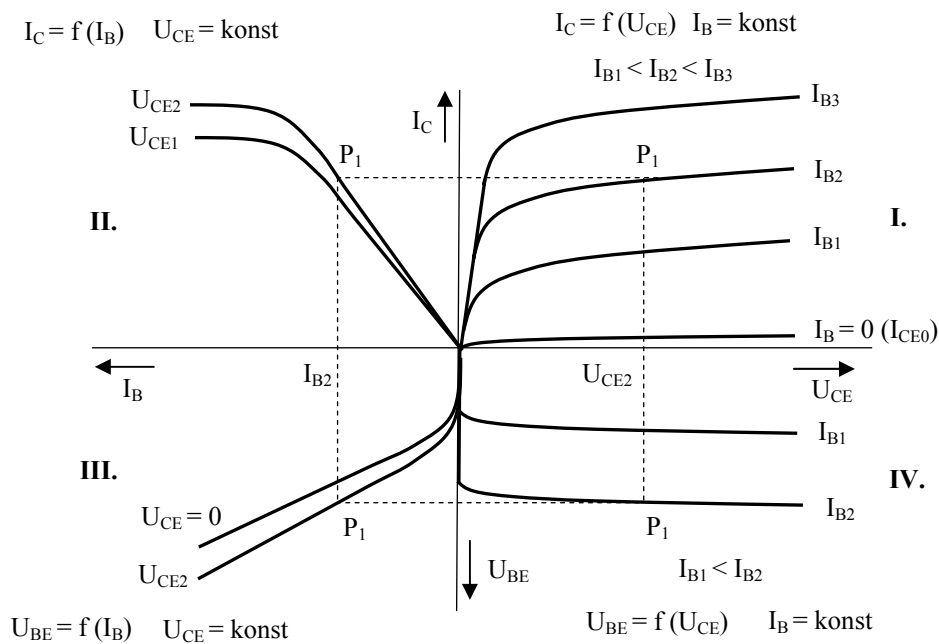
I_{ES}, I_{CS} saturační proudy emitorového (resp. kolektorového) přechodu

I_{EBO} zbytkový proud emitoru v zapojení SB při $I_C = 0$ a $U_{EB} < 0$

I_{CBO} zbytkový proud kolektoru v zapojení SB při $I_E = 0$ a $U_{CB} < 0$

Ze vztahu (3.24.), resp. (3.25.) je zřejmé, že saturační proudy I_{ES}, I_{CS} , jsou saturační proudy emitorového, resp. kolektorového ($U_{CB} = 0$), resp. emitorového ($U_{EB} = 0$), přechodu.

Skutečné průběhy stejnosměrných charakteristik jsou ovlivněny úbytky na sériových odporech r_{ee}, r_{cc}, r_{bb} (obr. 3.18b.) a jevy interakce obou přechodů PN. Pro bipolární tranzistor pak obdržíme síť charakteristik, které vyjadřují vlastnosti tranzistoru pro jednotlivá zapojení.



Obr. 3.16. Charakteristiky bipolárního tranzistoru v zapojení se společným emitorem

Charakteristiky tranzistoru v zapojení se společným emitorem ukazuje obr. 3.16. V prvním kvadrantu sítě charakteristik jsou zakresleny tzv. výstupní charakteristiky naprázdno. S růstem bázevého proudu roste i velikost výstupního kolektorového proudu. Strmost tzv. proudové převodní charakteristiky nakrátko v druhém kvadrantu udává proudový zesilovací činitel β (h_{21E}). V třetím kvadrantu je znázorněna tzv. vstupní charakteristika nakrátko. Závislost vstupní charakteristiky na napětí U_{CE} je zanedbatelná, proto se často vstupní

charakteristika udává pro jedinou hodnotu U_{CE} . Grafická závislost vstupního napětí na výstupním je znázorněna ve čtvrtém kvadrantu formou tzv. zpětné napěťové převodní charakteristiky naprázdno pro různé hodnoty bázevého proudu. Vlastnosti tranzistoru v daném zapojení jsou určeny polohou tzv. pracovního bodu P.

3.2.1.3. Charakteristické parametry bipolárního tranzistoru

Vlastnosti obecného dvojbranu (čtyřpólu) lze popsat dvojicí tzv. charakteristických rovnic, které vyjadřují vzájemné vztahy mezi vstupními a výstupními obvodovými veličinami dvojbranu. Pro popis bipolárního tranzistoru v obvodech nf napětí a proudu se nejčastěji používají hybridní charakteristické rovnice, resp. admitační charakteristické rovnice pro některé v aplikace.

Obecně lze hybridní charakteristické rovnice vyjádřit :

$$u_1 = h_{11}i_1 + h_{12}u_2 \quad (3.28.)$$

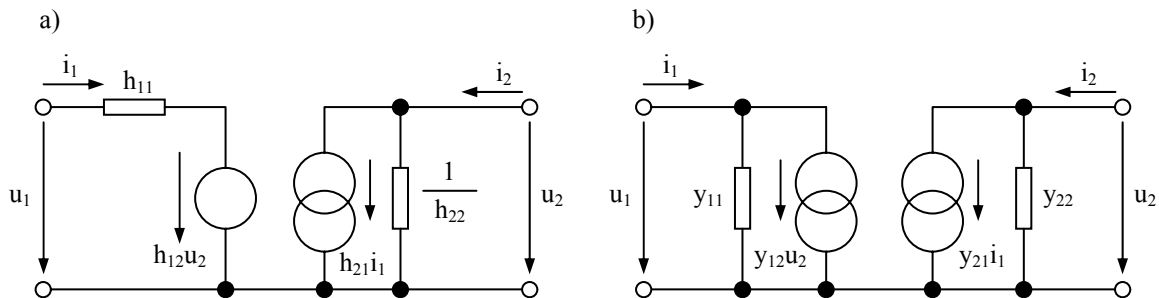
$$i_2 = h_{21}i_1 + h_{22}u_2 \quad (3.29.)$$

resp. admitační charakteristické rovnice :

$$i_1 = y_{11}u_1 + y_{12}u_2 \quad (3.30.)$$

$$i_2 = y_{21}u_1 + y_{22}u_2 \quad (3.31.)$$

Uvedeným rovnicím pak odpovídají obecná náhradní lineární schémata (obr. 3.17.).



Obr. 3.17. Obecné náhradní lineární schéma tranzistoru

a) s hybridními čtyřpólovými parametry

b) s admitačními čtyřpólovými parametry

Pro vzájemný přepočítání hybridních a admitačních parametrů můžeme použít následujících vztahů:

$$y_{11} = \frac{1}{h_{11}} \quad h_{11} = \frac{1}{y_{11}} \quad (3.32.)$$

$$y_{12} = -\frac{h_{12}}{h_{11}} \quad h_{12} = -\frac{y_{12}}{y_{11}} \quad (3.33.)$$

$$y_{21} = \frac{h_{21}}{h_{11}} \quad h_{21} = \frac{y_{21}}{y_{11}} \quad (3.34.)$$

$$y_{22} = \frac{D_h}{h_{11}} \quad h_{22} = \frac{D_y}{y_{11}} \quad (3.35.)$$

$$D_y = y_{11}y_{22} - y_{12}y_{21} \quad (3.36.)$$

$$D_h = h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21} \quad (3.37.)$$

Pro jednotlivá základní zapojení tranzistoru (SB, SE, SC) pak obdržíme vždy dvě charakteristické rovnice s hybridními, resp. admitačními parametry, které se vzájemně odlišují. Podle druhu zapojení je pak nutno do rovnice (3.28.) až (3.31.) dosazovat parametry s indexem podle elektrody, která je společná. Pro nejčastěji užívané zapojení se společným emitorem je možno psát:

$$u_{BE} = h_{11e}i_B + h_{12e}u_{CE} \quad (3.38.)$$

$$i_C = h_{21e}i_B + h_{22e}u_{CE} \quad (3.39.)$$

kde jsou:

$$h_{11e} = \frac{du_{BE}}{di_B}, \quad u_{CE} = konst. \quad (3.40.)$$

tzv. vstupní impedance nakrátko

$$h_{12e} = \frac{du_{BE}}{du_{CE}}, \quad i_B = konst. \quad (3.41.)$$

tzv. zpětný napěťový činitel nakrátko

$$h_{21e} = \frac{di_C}{di_B}, \quad u_{CE} = konst \quad (3.42.)$$

tzv. proudový zesilovací činitel nakrátko

$$h_{22e} = \frac{di_C}{du_{CE}}, \quad i_B = konst. \quad (3.43.)$$

tzv. výstupní admitance naprázdno

nebo

$$i_B = y_{11}u_{BE} + y_{12}u_{CE} \quad (3.44.)$$

$$i_C = I_{21e}u_{BE} + y_{22e}u_{CE} \quad (3.45.)$$

kde jsou

$$y_{11e} = \frac{di_B}{du_{BE}} \quad , \quad u_{CE} = konst \quad (3.46.)$$

tzv. vstupní admitance nakrátko

$$y_{12e} = \frac{di_B}{du_{CE}} \quad , \quad u_{BE} = konst \quad (3.47.)$$

tzv. zpětná admitance nakrátko

$$y_{21e} = \frac{di_C}{du_{BE}} \quad , \quad u_{CE} = konst \quad (3.48.)$$

tzv. přenosová admitance nakrátko (strmost)

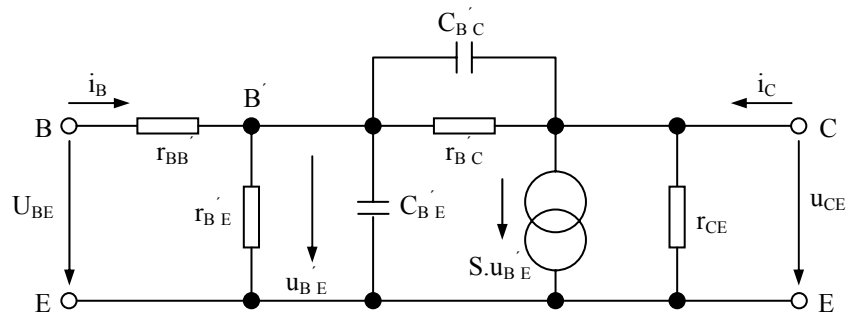
$$y_{22e} = \frac{di_C}{du_{CE}} \quad , \quad u_{BE} = konst \quad (3.49.)$$

tzv. výstupní admitance nakrátko.

Diferenciální parametry h_{ij} , y_{ij} jsou stanoveny pro malé úrovně zpracovávaného střídavého signálu (okamžité hodnoty střídavého signálu jsou mnohem menší než stejnosměrná napětí a proudy, které charakterizují polohu klidového pracovního bodu v síti charakteristik bipolárního tranzistoru – obr. 3.16.) a jsou obecně závislé na:

- 1) základním zapojení (SB, SE, SC)
- 2) poloze klidového pracovního bodu
- 3) kmitočtu přenášeného signálu
- 4) teplotě tranzistoru

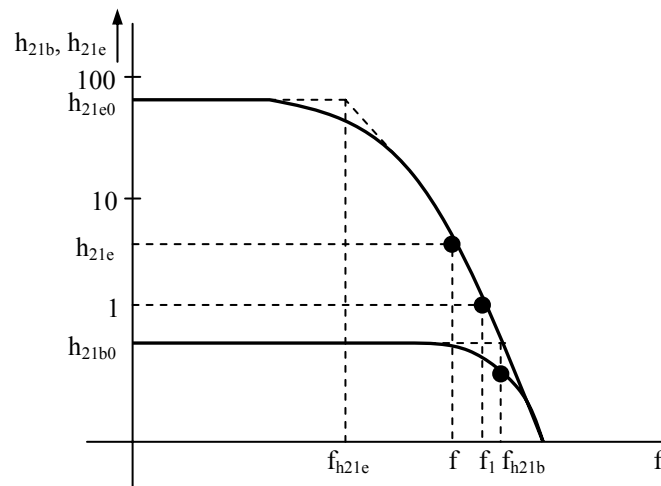
Hybridní diferenciální parametry h_{ij} se používají pro nf aplikace a stanovují se pro $f = 1\text{kHz}$. Admitanční parametry se používají pro některé vf aplikace, kde mají komplexní charakter. Kromě náhradních schémat se čtyřpólovými parametry se používají také fyzikální náhradní schémata, např. náhradní schéma ve tvaru T-článku nebo Π -článku, jehož různé varianty vycházejí ze základního Giaccolletova schématu (obr. 3.18.). Bližší údaje o schématech a výpočtu jejich prvků nalezne zájemce v odborné literatuře.



Obr. 3.18. Giacollettovo náhradní schéma bipolárního tranzistoru v zapojení SE

3.2.1.4. Mezní kmitočty bipolárního tranzistoru

Proudové změny ve vstupním obvodu tranzistoru pracujícího jako aktivní prvek v elektronických obvodech s nf signálem se projeví okamžitou odezvou ve výstupním obvodu. Toto však přestává platit v případě, že doba periody zpracovávaného signálu je srovnatelná s dobou, kterou potřebují nosiče náboje k překonání vzdálenosti mezi emitorovým a kolektorovým přechodem a která souvisí s konečnou pohyblivostí nosičů náboje. V závislosti na kmitočtu se kolektorový proud tranzistoru zmenšuje a současně se zvětšuje fázový posun mezi emitorovým a kolektorovým proudem. Pro návrh elektronických obvodů s tranzistory je důležitá závislost proudových zesilovacích činitelů h_{21b} , h_{21e} na kmitočtu (obr. 3.19.).



Obr. 3.19. Frekvenční závislost proudových zesilovacích činitelů bipolárního tranzistoru

Z kmitočtové závislosti proudových zesilovacích činitelů lze stanovit následující kmitočtové parametry :

- a) bod zlomu obou přímek odpovídá mezní kmitočt f_{h21b} , resp. f_{h21e} , který je definován poklesem zesilovacího činitele na hodnotu $f_{h21b0} / \sqrt{2}$, $f_{h21e0} / \sqrt{2}$ vzhledem k jeho velikosti f_{h21b0} , f_{h21e0} při nízkých kmitočtech.

- b) od mezního kmitočtu probíhá kmitočtová závislost přibližně s poklesem 20dB na dekádu. Součin kmitočtu f s odpovídající hodnotou h_{21e} na tomto úseku určuje tzv. tranzitní mezní kmitočet $f_T = f \cdot h_{21e}$.
- c) kmitočet f_l , při kterém se proudový zesilovací čísel v zapojení se společným emitorem zmenší na hodnotu 1 ($h_{21e} = 1$), se nazývá jednotkový mezní kmitočet.

3.2.1.5. Mezní parametry bipolárního tranzistoru

Kromě charakteristických údajů jako např. doporučený pracovní bod, hodnoty h-parametrů, y-parametrů, mezní kmitočty aj. je nutné znát pro návrh obvodů s tranzistory i parametry určující dovolenou pracovní oblast tranzistoru. Po jejich překročení může dojít k nezvratným změnám parametrů a zničení tranzistoru. K těmto parametrům patří zejména:

- a) maximální kolektorová ztráta P_{Cmax} , která je určena maximální teplotou přechodu a souvisí prostřednictvím tepelného odporu mezi přechodem a okolím s ochlazovacími podmínkami při činnosti tranzistoru. Ztrátový výkon tranzistoru lze vyjádřit vztahem :

$$P_Z = U_{BE} I_B + U_{CB} I_C \cong U_{CB} I_C \cong U_{CE} I_C = P_C \quad (3.50.)$$

$$P_{Cmax} = \frac{T_{jmax} - T_o}{R_T} \quad (3.51.)$$

T_{jmax} [K]	dovolená mezní teplota kolektorového přechodu
T_o [K]	teplota okolí
R_T [KW ⁻¹]	celkový tepelný odpor mezi přechodem a okolím

- b) maximální kolektorový proud I_{Cmax} , který je určen konstrukcí tranzistoru a P_{Cmax}
- c) maximální proud báze I_{Bmax} , který je opět určen konstrukcí tranzistoru
- d) mezní napětí emitor - báze U_{EB0} , je mezní napětí závěrně polarizovaného emitorového přechodu
- e) mezní napětí kolektor - báze U_{CB0} je mezní napětí závěrně polarizovaného kolektorového přechodu, který je nejvyšší z přípustných napětí mezi elektrodami tranzistoru
- f) mezní napětí kolektor - emitor U_{CE0} , je napětí mezi kolektorem a emitorem při rozpojeném bázovém obvodu ($R_{BE} \rightarrow \infty$). Při překročení mezního napětí mezi kolektorem a emitorem může vzniknout tzv. první průraz (lavinový), který je způsoben lavinovou generací v depletiční vrstvě kolektorového přechodu. Je-li proud omezen zatěžovacím odporem dostatečné velikosti je tento průraz nedestruktivní. V důsledku nerovnoměrného rozdělení proudu, který prochází kolektorovým přechodem, dochází vlivem tzv. pinch-in-efektu k lokálnímu poklesu odporu depletiční vrstvy, přičemž může vzniknout lokální přehřátí a posléze roztavení uvažovaného místa přechodu (tzv. druhý průraz, který omezuje pracovní oblast zejména výkonových tranzistorů). Maximální napětí mezi kolektorem a emitorem závisí na vlastnostech vstupního bázového obvodu a je určeno velikostí vnějšího odporu R_{BE} mezi bází a emitorem (U_{CER}) a velikostí závěrného napětí na emitorovém přechodu (U_{CEX}).

3.2.1.6. Značení bipolárních tranzistorů

K označování tranzistorů se používá značka, která se skládá z písmenové a číselné části. První písmeno označuje polovodičový materiál, z něhož je tranzistor vyroben :

G germanium (v zahraničí A)

K křemík (v zahraničí B)

Druhé písmeno označuje konstrukci, resp. hlavní použití tranzistoru :

C nf tranzistor malého výkonu (např. BC327)

D nf výkonový tranzistor (např. BD139)

F vf tranzistor malého výkonu (např. BF506)

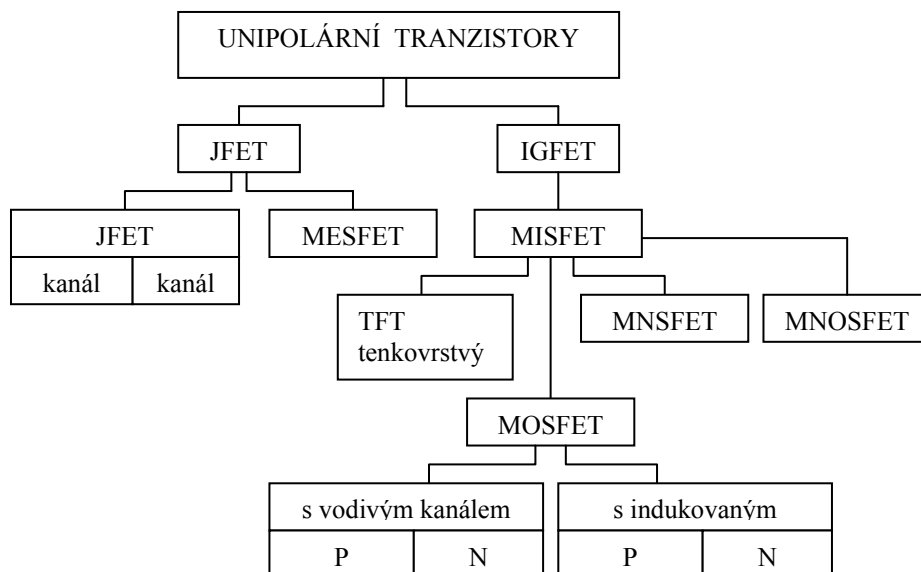
L vf výkonový tranzistor (BLF245, BLW29)

P fotodioda nebo fototranzistor (např. BPW21)

U výkonový spínací tranzistor (např. BU508)

3.2.2. Unipolární tranzistory

Pracuje-li bipolární tranzistor v normálním aktivním režimu je emitorový přechod polarizován v propustném směru. Z toho vyplývá malý vstupní odpor této polovodičové součástky. Na rozdíl od tranzistoru je v případě vakuové elektronky řízen pracovní proud napětím mezi mřížkou a katodou a vzhledem k tomu, že tyto dvě elektrody nejsou galvanicky spojeny, představuje řídicí obvod elektronky velký vstupní odpor a tedy vyžaduje minimální výkon zdroje signálu, což je v mnoha aplikacích zejména, má-li zdroj signálu velkou vnitřní impedanci, užitečná vlastnost. Proto byla snaha sestavit polovodičový prvek, který by měl podobné vlastnosti jako elektronka a přitom si zachoval ostatní výhodné vlastnosti polovodičových prvků. Tímto prvkem se stal tranzistor řízený elektrickým polem, které je vytvořeno napětím mezi řídicí elektrodou a emitorem tranzistoru.



Obr. 3.20. Rozdělení unipolárních tranzistorů

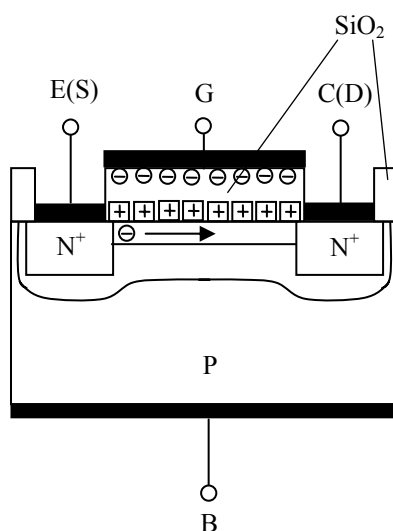
Podle provedení se unipolární tranzistory dělí na dvě hlavní skupiny :

- 1) tranzistory s izolovaným hradlem, u kterých je řídicí elektroda oddělena vrstvou dielektrika (zkráceně MISFET – Metal-Insulator-Semiconductor FET nebo IG FET – Insulated-Gate FET)
- 2) tranzistory s hradlem odděleným potenciální bariérou tvořenou
 - a) PN přechodem, který je pólován v závěrném směru (zkráceně PNFET nebo JFET – Junction FET)
 - b) Schottkyho přechodem, který je pólován v závěrném směru MESFET – Metalized-Semiconductor FET).

Další členění unipolárních tranzistorů ukazuje obr. 3.20.

3.2.2.1. Unipolární tranzistory s izolovaným hradlem

Nejrozšířenějším představitelem této skupiny unipolárních tranzistorů je tranzistor se strukturou MOSFET (Metal-Oxid-Semiconductor FET), jehož strukturu ukazuje obr. 3.21. V polovodičové destičce (substrátu) s vodivostí typu P jsou vytvořeny dvě oblasti s vyšší koncentrací příměsí N^+ , nazývající se emitor (source – S) a kolektor (drain – D). Řídicí elektroda (gate – G) je od substrátu oddělena tenkou vrstvou kysličníku křemičitého SiO_2 . V důsledku existence povrchových stavů na rozhraní izolant – polovodič vzniká v izolační vrstvě povrchový náboj, který přitahuje minoritní nosiče substrátu k rozhraní izolant – polovodič, vzniká vodivý kanál (v uvedeném případě typu N), který spojuje obě oblasti N^+ . Vodivý kanál mezi oběma oblastmi N^+ existuje i při nulovém napětí mezi řídicí elektrodou a emitorem. V případě, že povrchový náboj na rozhraní izolant – polovodič způsobuje odpuzování minoritních nosičů (opačné znaménko náboje), k vytvoření kanálu nedojde.

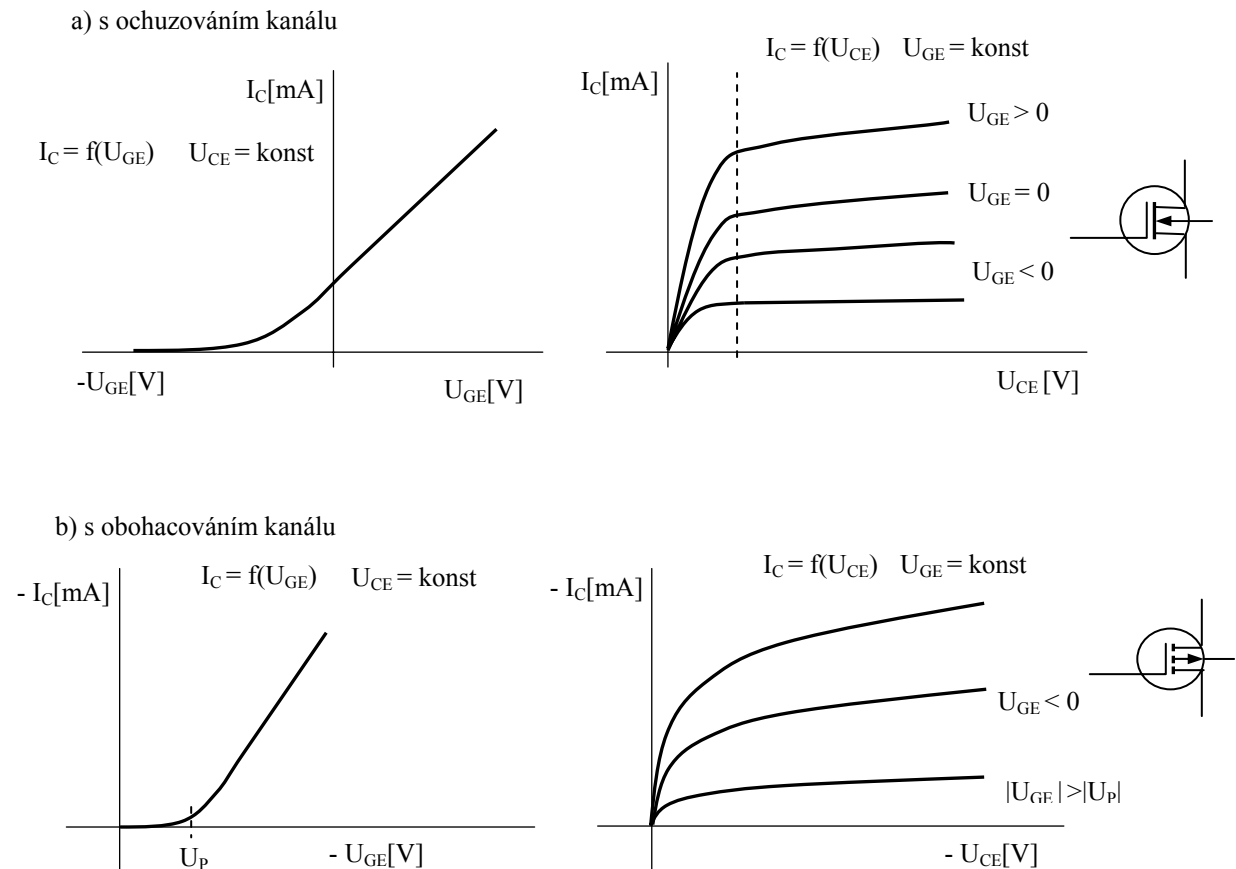


Obr. 3.21. Struktura bipolárního tranzistoru MOSFET

Při kladném napětí na řídicí elektrodě vůči emitoru dochází k dalšímu přitahování minoritních nosičů k řídicí elektrodě, přičemž se zvyšuje vodivost kanálu. Při zvyšování napětí mezi

emitem a kolektorem U_{CE} se zvětšuje také proud I_C . Při určité hodnotě $U_{CE} = U_{CESAT}$ dochází k zaškrvení kanálu u kolektoru, kolektorový proud I_C se mění málo, i když se napětí U_{CE} zvyšuje. Při záporné polaritě napětí na řídicí elektrodě dochází k vytvoření záporně vázaného povrchového náboje na rozhraní SiO_2 -N-kanál, který odpuzuje elektrony z kanálu, jeho vodivost klesá a snižuje se i proud I_C . Popsaný typ tranzistoru MOSFET se nazývá tranzistor s ochuzováním nebo v režimu ochuzení.

Kromě tranzistoru MOSFET s vodivým kanálem existují i tranzistory s tzv. indukovaným kanálem, u kterých není souvislý vodivý kanál mezi kolektorem a emitorem při nulovém napětí řídicí elektrody. Tento kanál vzniká teprve působením napětí řídicí elektrody, která opět způsobuje přitahování minoritních nosičů z objemu základny a vytvoření vodivého kanálu, přičemž při napětí $U_{CE} \neq 0$ začíná protékat proud I_C až od určité prahové hodnoty napětí $U_{GE} = U_p$. Při nadprahových hodnotách napětí hradla se tranzistory s indukovaným kanálem chovají stejně jako tranzistory s vodivým kanálem. Při nižších napětích než je prahové, je kanál nevodivý, neboť je přerušen oblastí s opačnou vodivostí.



Obr. 3.22. Výstupní a převodní charakteristiky MOSFET v zapojení SE
a) s vodivým kanálem typu N b) s indukovaným kanálem typu P

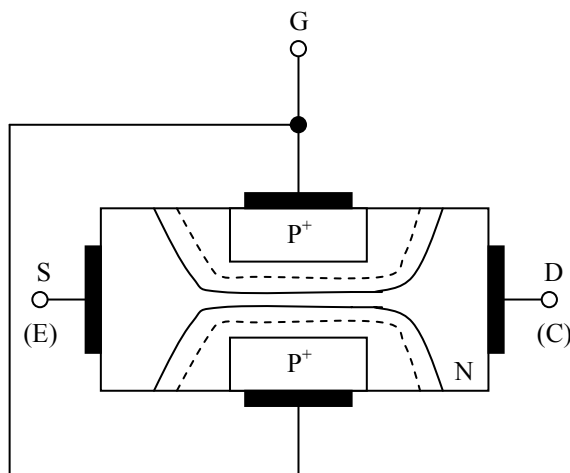
Tento tranzistor se nazývá tranzistor s obohacováním nebo v režimu obohacení. Z uvedeného vyplývá, že unipolární tranzistor s vodivým kanálem může pracovat v obou režimech (obohacování i ochuzování kanálu). Izolační vrstva z SiO_2 má sklon k hromadění kladných

iontů (kladný povrchový náboj na rozhraní SiO_2 -kanál), a proto je technologicky snadnější vytvoření tranzistorů MOSFET s vodivým kanálem typu N a tranzistory MNOSFET s indukovaným kanálem typu P. Polarita napětí u MNOSFET s kanálem typu P je pak opačná proti typu N. Na obr. 3.22. jsou zobrazeny výstupní a převodní charakteristiky unipolárních tranzistorů MOSFET v zapojení SE.

3.2.2.2. Unipolární tranzistory s hradlem odděleným potenciální bariérou

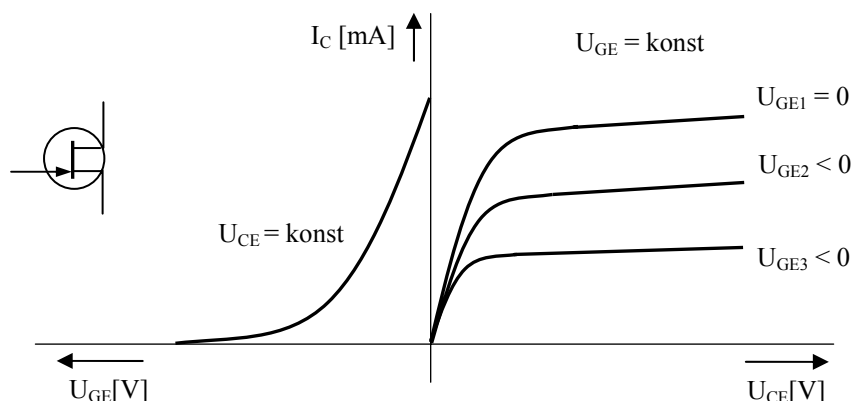
Princip činnosti této skupiny unipolárních tranzistorů bude objasněn na příkladu tranzistoru s hradlem odděleným závěrně pólovaným PN přechodem. Strukturu unipolárního tranzistoru JFET ukazuje obrázek 3.23. Do základny (substrátu) s vodivostí N s nízkou koncentrací příměsí je vytvořena oblast P^+ s vyšší koncentrací příměsí. Závěrná (depletiční) vrstva vzniklého přechodu P^+ -N se pak převážně rozšiřuje do substrátu. Pod ní vzniká vodivý kanál, kterým procházejí majoritní nosiče substrátu.

Přivedeme-li mezi řídicí a zdrojovou elektrodu záporné napětí, rozšíří se závěrná vrstva na úkor šířky kanálu, která se tím zmenší, čímž se změní jeho vodivost. Při dostatečně velkém záporném napětí se rozšíří závěrná vrstva tak, že úplně uzavře vodivý kanál. Narůstání závěrné vrstvy je však ovlivněno nejen napětím řídicí elektrody, ale také napětím mezi zdrojovou (emitorem) a sběrnou elektrodou (kolektorem). Přivedeme-li napětí $U_{CE} > 0$, bude se podél kanálu měnit napětí na přechodu P^+ -N tak, že na konci kanálu (tzn. u sběrné elektrody) bude závěrné napětí přechodu největší a zúžení kanálu bude maximální. Překročením napětí $U_{CE} = U_{CESAT}$ dojde k uzavření (zaškrvení) kanálu, přičemž další zvyšování napětí nemá vliv na velikost proudu tekoucího kanálem. Hodnota saturačního proudu I_{CSAT} , která se již prakticky nebude měnit, je dána počtem majoritních nosičů, které svým pohybem překonají hranici kanálu N – závěrná oblast.



Obr. 3.23. Struktura tranzistoru JFET

Převodní výstupní charakteristiky JFETu se kvalitativně neliší od charakteristik MOSFETu. Rozdíl mezi oběma je, že u MOSFETu bylo možné použít řídicí napětí obou polarit, u JFETu to možné není, poněvadž lze použít jen takovou polaritu, která udržuje řídicí přechod PN polarizovaný v závěrném směru (obr. 3.24.)



Obr. 3.24. Výstupní a převodní charakteristiky JFET s vodivým kanálem N

3.2.2.3. Charakteristické parametry a základní zapojení unipolárních tranzistorů

Unipolární tranzistory se obvykle popisují admitančními parametry, které jsou vhodnější s ohledem na velké impedance unipolárních tranzistorů. Pro malé změny vstupních a výstupních veličin je možno napsat admitanční rovnice pro zapojení SE :

$$i_G = y_{11e}u_{GE} + y_{12e}u_{CE} \quad (3.52.)$$

$$i_C = y_{21e}u_{GE} + y_{22e}u_{CE} \quad (3.53.)$$

kde jsou

$$y_{11e} = \frac{di_G}{du_{GE}} \quad , \quad du_{CE} = 0 \quad (3.54.)$$

tzv. vstupní admitance nakrátko

$$y_{21e} = \frac{di_C}{du_{GE}} \quad , \quad du_{CE} = 0 \quad (3.55.)$$

tzv. převodní admitance (strmost) nakrátko

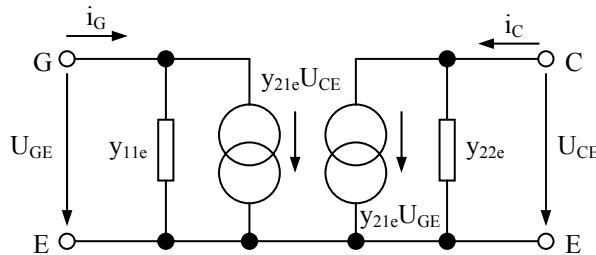
$$y_{12e} = \frac{di_C}{du_{GE}} \quad , \quad du_{CE} = 0 \quad (3.56.)$$

tzv. zpětná admitance nakrátko

$$y_{22e} = \frac{di_C}{du_{CE}} \quad , \quad du_{GE} = 0 \quad (3.57.)$$

tzv. výstupní admitance nakrátko

Použitím y-parametrů lze sestavit náhradní schéma tranzistoru FET (obr. 3.25.)



Obr. 3.25. Náhradní schéma FET

Vstupní impedance tranzistorů FET má odporovou a kapacitní složku. Vstupní kapacita bývá několik pF. Na nízkých kmitočtech je vstupní impedance určena odporem mezi hradlem a kanálem, u JFETu bývá $10^9\Omega$, u MOSFETu až $10^{15}\Omega$. Výstupní impedance má opět odporovou složku (určená sklonem kolektorových výstupních charakteristik) a kapacitní složku (určena kapacitou C_{CE}). Výstupní odpor řádově desítky $k\Omega$, kapacita jednotky pF. Unipolární tranzistory při běžném užití nepracují při tak velkých proudech a napětí kolektoru, aby byly přetíženy tepelně. Hlavním parametrem, jehož překročení vede ke zničení tranzistoru, je napětí hradla proti kanálu, popř. substrátu. Více odolné jsou tranzistory JFET, kde hrdlo s kanálem tvoří diodu, u tranzistorů MOSFET je nebezpečí průrazu izolační vrstvy mnohem větší. Proto výrobci dodávají tranzistory MOSFET se zkratovací spojkou, která se odstraní až po zapájení tranzistoru do obvodu, přičemž ochrana hradla se provádí např. pomocí antiparalelně řazených diod.

Základní zapojení tranzistoru FET je obdobné jako u bipolárních a to :

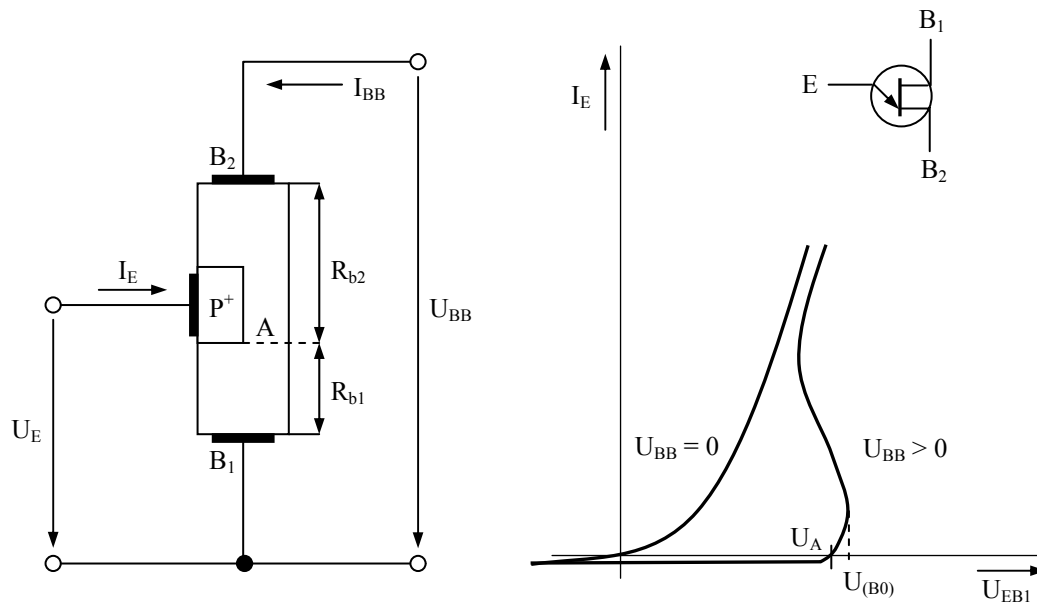
- 1) se společným hradlem,
- 2) se společným emitorem,
- 3) se společným kolektorem.

Základní použití FET: zesilovače s velkým vstupním odporem, napěťově řízené odpory, spínače, časovací obvody. Současně používané typy unipolárních tranzistorů jsou např. JFET s kanálem N BF245, MOSFET s kanálem N IRF 540, IRF840, BS107, BUZ80A.

3.3. Spínací polovodičové součástky

3.3.1. Dvoubázová dioda

Dioda s dvěma bázemi, často označována jako jednopřechodový tranzistor (zkratka UJT), je křemíková součástka s jedním přechodem PN a se třemi vyvedenými elektrodami nazývanými emitor E, báze B₁, báze B₂ (obr. 3.26.).



Obr. 3.26. Struktura UJT a jeho VA charakteristika

Při nulovém napětí U_{BB} se dvoubázová dioda chová ze strany emitoru jako běžná dioda. Je-li napětí U_{BB} kladné, rozdělí se napětí rovnoměrně mezi bázemi B₂, B₁. V místě A základní polovodičové destičky vytvoří procházející proud I_{BB} napětí,

$$U_A = \frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}} U_{BB} \quad (3.58.)$$

kteří polarizuje přechod PN v závěrném směru. Je-li napětí přiváděné k emitoru nižší než U_A , je emitorový přechod polarizován závěrně a prochází jím velmi malý závěrný proud. Vzroste-li napětí U_E nad U_A přibližně o hodnotu rovnou úbytku na diodě v propustném směru, začne emitorový přechod vstřikovat díry do základní vrstvy typu N. Působením vnějšího elektrického pole vyvolaného napětím U_{BB} se budou injektované díry pohybovat ke svorce B₁ a zvýší vodivost mezi emitorem E a bází B₁. Zvýšení vodivosti (pokles odporu) bude tím větší, čím větší bude emitorový proud. Na VA charakteristice měřené mezi emitorem a bází B₁ se tento stav projeví oblastí záporného odporu. Nejdůležitějším parametrem je spínací napětí U_{B0} , pro které platí vztah

$$U_{B0} = \eta U_{BB} + \Delta U_F \quad (3.59.)$$

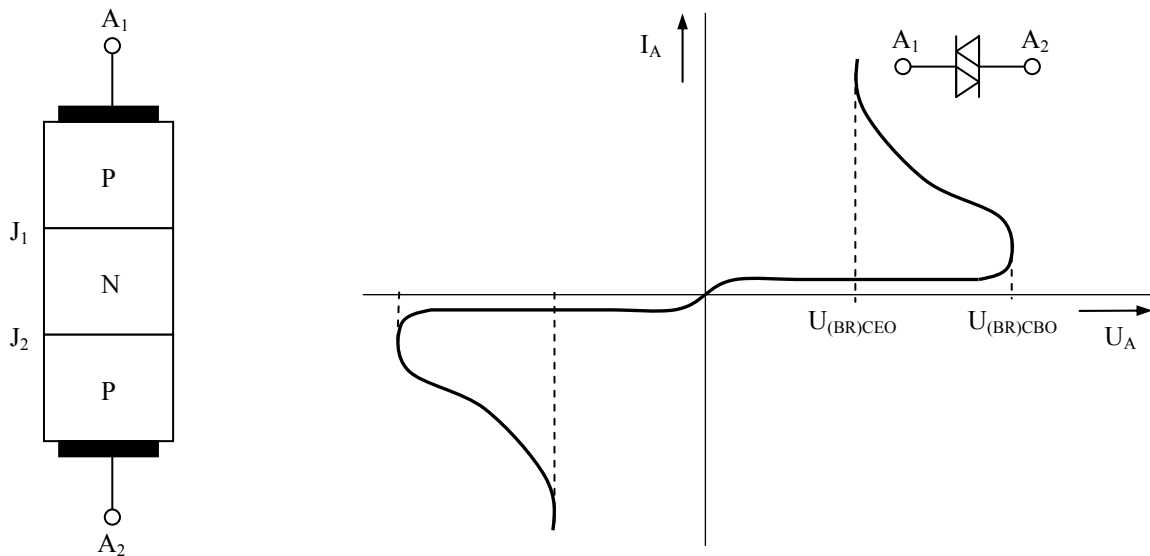
η konstanta udaná výrobcem pro každý typ diody (0,4 ÷ 0,85)

ΔU_F úbytek na PN přechodu v propustném směru ($\Delta U_F = 0,7V$)

Napětí U_{BB} se obvykle pohybuje v rozmezí 10 až 30 V. Příkladem UJT je typ 2N2646 ($U_{BB} = 35 V$, $U_{EB} = 30 V$, $I_{AV} = 50 mA$)

3.3.2. Diak

Diak je třívrstvá polovodičová součástka se dvěma přechody, které navzájem oddělují vrstvy s opačným typem vodivosti. V podstatě pracuje jako symetrický tranzistor v zapojení se společným emitorem bez přívodu báze. Při své činnosti využívá vlastností nedestruktivního lavinového průrazu v závěrně polarizovaném přechodu PN.



Obr. 3.27. Struktura a VA charakteristika diaku

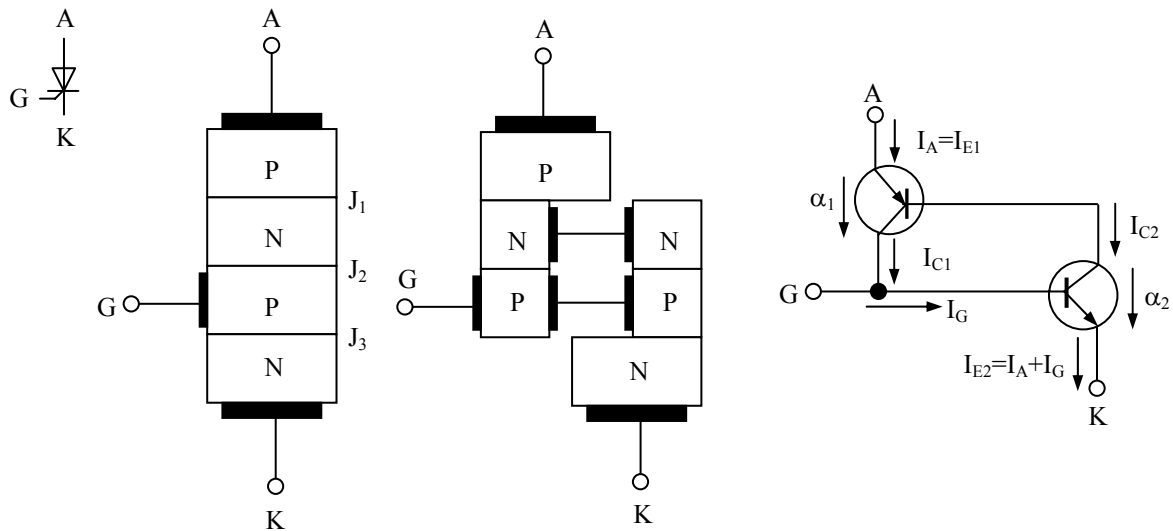
Vlastnosti diaku vystihuje jeho VA charakteristika (obr. 3.27.), která je symetrická (diak je symetrický prvek). Protože v sepnutém stavu má značný úbytek (má i velký odpor $5 \div 50 k\Omega$) nehodí se pro trvalé spínání. Výhodou je fakt, že se dá sepnout i vypnout relativně malou změnou napájecího napětí. Využívá se k vytváření proudových impulsů pro spínání tyristorů a triaků. Příkladem diaku je typ ER901 (35 – 45 V).

3.3.3. Tyristory

Tyristor je čtyřvrstvý polovodičový prvek se třemi PN přechody. Základem všech tyristorů je struktura NPNP nebo PNP, která je nejvíce rozšířená. Podle počtu vývodů pak existují:

- diodový tyristor (dinistor),
- triodový tyristor (trigistor),
- tetrodový tyristor (binistor).

Nejčastěji je v aplikacích využíván triodový tyristor, který je zkráceně označován jen jako tyristor. Podle umístění řídicí elektrody je možno rozlišit tyristor typu N, nebo P.



Obr. 3.28. Struktura a náhradní schéma triodového tyristoru PNPN typu P

Po funkční stránce lze čtyřvrstvou strukturu nahradit zapojením dvou tranzistorů (obr. 3.28.), které mají společný kolektorový přechod. Principem činnosti těchto součástek je tzv. tyristorový jev, jehož vznik je podmíněn závislostí proudových zesilovacích činitelů α_1 a α_2 obou náhradních tranzistorů na proudech emitorů. Druhou podmínkou správné činnosti tyristorů je vznik tzv. multiplikačního jevu v oblasti závěrně polarizovaného přechodu PN J_2 . Vzrůstá-li závěrné napětí, zvyšuje se šířka vyprázdněné oblasti kolem přechodu PN. Dosáhne-li závěrné napětí hodnoty průrazného napětí, jsou volné nosiče urychleny elektrickým polem tak, že při srážkách s krystalovou mříží uvolňují další páry elektron-díra, které mohou generovat další nové páry. Poměr počtu nosičů vystupujících z depletiční vrstvy k počtu nosičů vystupujících je tzv. multiplikační činitel M . Z náhradního schématu na obr. 3.30. je zřejmé, že pro kolektorové proudy tranzistorů platí :

$$I_{C1} = I_{C0p} + \alpha_1 I_{E1} \quad (3.60.)$$

$$I_{C2} = I_{C0n} + \alpha_2 I_{E2} \quad (3.61.)$$

$I_{E1}, I_{E2} \dots\dots$ emitorové proudy tranzistorů T_1, T_2

$I_{C0p}, I_{C0n} \dots\dots$ děrová a elektronová složka zbytkového proudu společného kolektorového přechodu J_2

Pro anodový proud čtyřvrstvé struktury lze psát

$$I_A = I_{C1} + I_{C2} = I_{E2} - I_G \quad (3.62.)$$

Dosazením za I_{C1}, I_{C2} obdržíme

$$I_A = (\alpha_1 + \alpha_2)I_A + \alpha_2 I_G + I_{C0p} + I_{C0n} \quad (3.63.)$$

a po úpravě

$$I_A = \frac{\alpha_2 I_G + I_{C0p} + I_{C0n}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} \quad (3.64.)$$

S respektováním vlivu multiplikačního jevu lze rovnici 2.64. přepsat na tvar

$$I_A = \frac{M_n \alpha_2 I_G + M_p I_{C0p} + M_n I_{C0n}}{1 - (\alpha_1 M_p + \alpha_2 M_n)} \quad (3.65.)$$

kde M_n a M_p jsou multiplikační činitelé elektronů a děr. Vztah 3.65. umožňuje popsat základní vlastnosti čtyřvrstvé struktury při spínání. Pro malé hodnoty α_1 a α_2 je anodový proud velmi malý, tyristor je ve vypnutém stavu. Bude-li se výraz v závorce blížit jedné, bude jmenovatel výrazu velmi malý a proud tyristorovou strukturou bude velmi rychle narůstat až na hodnotu danou napájecím napětím a odporem zátěže. Zvýšení součtu $(\alpha_1 M_p + \alpha_2 M_n)$ lze docílit dvěma způsoby :

- kladným proudem přivedeným do řídicí elektrody G zvýšíme zesilovací činitel α_1 a α_2 tranzistorů T_1 , T_2 tak, aby platilo $(\alpha_1 + \alpha_2) \rightarrow 1$
- zvýšíme blokovací napětí až se začne uplatňovat multiplikační jev tak, aby platilo $(\alpha_1 M_p + \alpha_2 M_n) \rightarrow 1$

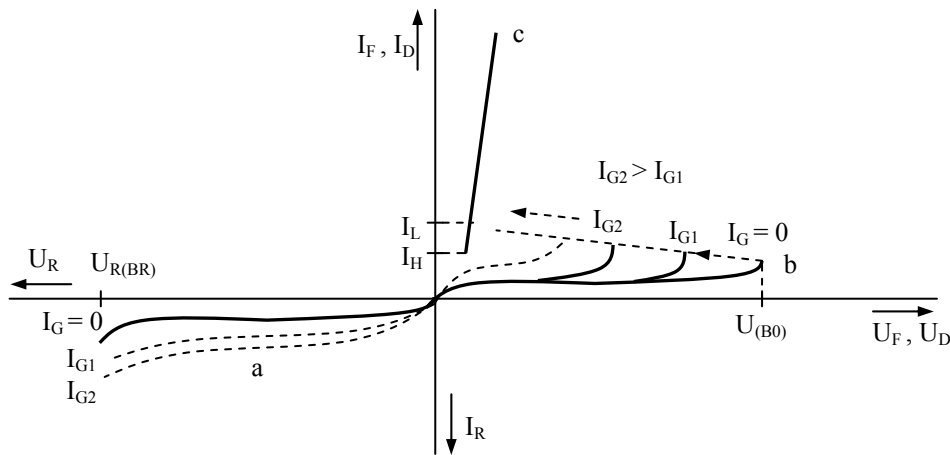
K sepnutí tyristoru dojde jen v tom případě, když anoda bude polarizována kladným napětím vzhledem ke katodě (na tyristoru je tzv. blokovací napětí).

3.3.3.1. VA charakteristiky tyristoru

Výstupní VA charakteristiku tyristoru tvoří závěrná charakteristika (obr. 3.29.a), blokovací charakteristika (obr. 3.29.b) a propustná charakteristika (obr. 3.29.c). Nejdůležitějšími parametry charakterizujícími závěrné vlastnosti tyristoru jsou :

- opakovatelné špičkové napětí U_{RMM} , definované jako nejvyšší přípustná hodnota periodického napětí, kterým je možno zatížit tyristor v závěrném směru (neopakovatelná špičková závěrná napětí u tyristorů nejsou uváděna),
- opakovatelný špičkový závěrný proud I_{RMM} , který je definován jako nejvyšší přípustná hodnota závěrného proudu (při $I_G = 0$), který může tyristorem protékat, je-li namáhán v závěrném směru napětím U_{RMM} při nejvyšší provozní teplotě.

Průběh blokovací charakteristiky pro nulový řídicí proud $I_G = 0$ je podobný průběhu závěrné charakteristiky. Po překročení průrazného blokovacího napětí $U_{(B0)}$ však tyristor spíná. Zvyšuje-li se velikost proudu I_G , zvyšuje se velikost anodového proudu a k sepnutí tyristoru dochází při nižších hodnotách blokovacího napětí. Blokovací schopnosti jsou definovány obdobně jako v závěrném směru opakovatelným špičkovým blokovacím napětím U_{DRM} a opakovatelným špičkovým blokovacím proudem I_{DRM} . Propustná charakteristika pak ukazuje závislost propustného proudu I_F na propustném napětí U_F měřená na sepnutém tyristoru. Průběh je téměř shodný s průběhem VA charakteristiky přechodu PN, jen velikosti úbytku napětí v propustném směru je větší. Bude-li hodnota propustného proudu větší než tzv. přídržný proud I_L , tyristor zůstává v sepnutém stavu. Při poklesu proudu pod hodnotu tzv. vratného proudu I_H tyristor vypíná a pracovní bod se pohybuje po blokovací charakteristice.

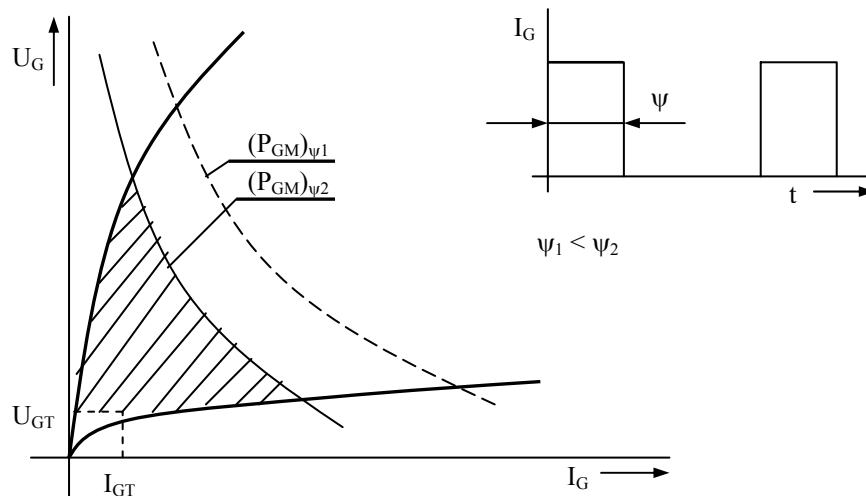


Obr. 3.29. Výstupní VA charakteristika tyristoru

Propustné vlastnosti tyristoru charakterizují následující parametry :

- střední propustný proud $I_{T(AV)}$, který je definován jako největší přípustná střední hodnota propustného proudu tyristoru, přičemž je předpokládán jednocestně usměrněný sinusový proud, předepsaný kmitočtový rozsah a splnění předepsaných ochlazovacích podmínek
- neopakovatelný špičkový propustný proud I_{TSM} ($t < 10$ ms)
- špičkové propustné napětí U_{TM} , které je definováno jako nejvyšší přípustné propustné napětí na tyristoru protéká-li jím proud, jehož střední hodnota je $I_{T(AV)}$.

Vstupní VA charakteristika tyristoru vyjadřuje závislost mezi napětím U_G a proudem řídicí elektrody I_G . Její typický průběh ukazuje obr. 3.30.



Obr. 3.30. Vstupní charakteristika tyristoru

Poněvadž rozptyl vstupních charakteristik součástek stejného typu je značný, udávají se vždy dvě mezní charakteristiky vymezující oblast, ve které se může vstupní charakteristika uvažovaného tyristoru pohybovat. Vstupní charakteristika je potřebná při návrhu koncového stupně v řídicím obvodu. Návrh se provádí tak, že zatěžovací přímka koncového stupně prochází šrafovanou oblastí. Zároveň nesmí být překračovány mezní parametry řídicí elektrody. V závěrném směru vykazuje řídicí obvod špatné závěrné vlastnosti. Proto se obvykle zapojuje paralelně nebo sériově k řídicí elektrodě ochranná dioda. Vlastnosti vstupního řídicího obvodu jsou dále charakterizovány zejména těmito parametry :

- a) zapínací napětí U_{GT} je definováno jako nejmenší napětí, při kterém sepne libovolný tyristor daného typu v celém rozsahu pracovních teplot,
- b) zapínací proud I_{GT} , který určuje nejmenší řídicí proud, při kterém sepne libovolný tyristor daného typu v celém rozsahu pracovních teplot,
- c) střední ztrátový výkon $P_{G(AV)}$ představující střední hodnotu ztrátového výkonu, kterým lze trvale zatěžovat obvod řídicí elektrody,
- d) mezní ztrátový výkon P_{GM} , jenž udává hodnotu, která nesmí být ani krátkodobě překročena.

3.3.3.2. Zapínání tyristoru

Přechod tyristoru z vypnutého stavu do sepnutého stavu je možný několika způsoby :

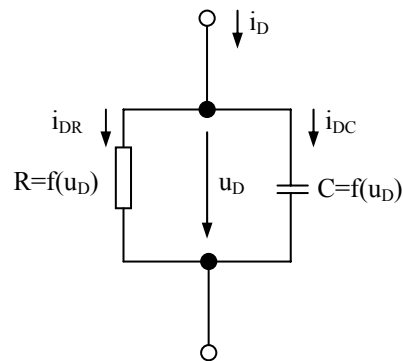
- a) přivedením kladného řídicího proudu do řídicí elektrody
- b) překročením průrazného blokovacího napětí
- c) překročením strmosti nárůstu blokovacího napětí du_D/dt , přičemž hodnota anodového napětí je kladná (tyristor v blokovacím stavu).

Způsobu ad b) se v praxi nepoužívá, neboť velmi často dochází ke zhoršení blokovacích vlastností tyristoru, případně i ke zničení (zejména u vysokonapěťových tyristorů). Narůstá-li blokovací napětí po vypnutí tyristoru s velkou strmostí, může dojít k sepnutí tyristoru bez řídicího signálu, i když anodové napětí nepřekročilo hodnotu průrazného blokovacího napětí. Je to způsobeno kapacitou závěrně pólovaného středního přechodu J_2 (obr. 3.28.), jehož náhradní schéma je znázorněno na obr. 3.31.

Celková hodnota proudu tekoucí středním přechodem J_2 je dána vztahem :

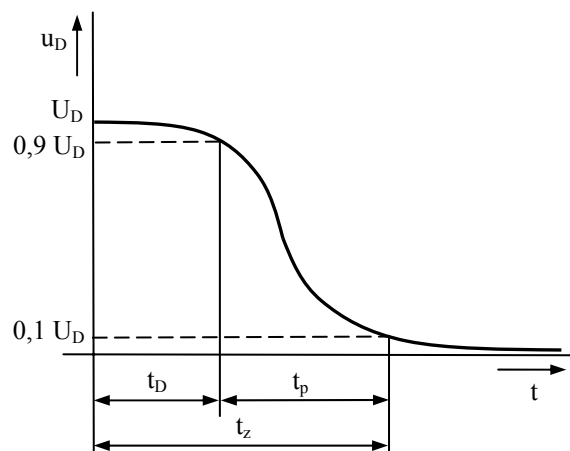
$$i_D = i_{DR} + i_{DC} = \frac{u_D}{R} + C \frac{du_p}{dt} \quad (3.66.)$$

Složka i_{DR} je určena velikostí blokovacího napětí a její velikost odpovídá blokovací charakteristice tyristoru. Složka i_{DC} se uplatní při rychlých změnách blokovacího napětí. Dosáhne-li součet obou složek velikosti zapínacího proudu, tyristor sepne, aniž překročíme hodnotu blokovacího průrazného napětí.



Obr. 3.31. Náhradní schéma středního přechodu tyristoru při působení blokovacího napětí

Přípustnou hodnotu $(du_D/dt)_{\max}$ udává výrobce v katalogích. Hodnotu du_D/dt lze zvětšit zapojením odporu mezi řídicí elektrodu a katodu tyristoru. Dalším možným řešením je zařazení RC, případně RCD členů paralelně k tyristoru, které snižují rychlost nárůstu napětí na tyristoru. Oběma uvedeným způsobům zapínání tyristorů se v praxi vyhýbáme. Jediným prakticky využitelným způsobem je spínání tyristorů řídicím proudem do řídicí elektrody. Časový průběh anodového napětí tyristoru při zapínání je znázorněn na obr. 3.32.



Obr. 3.32. Časový průběh anodového napětí při zapínání tyristoru

Na časovém průběhu jsou charakteristické následující úseky :

- doba zpoždění t_d – časový interval mezi začátkem zapínacího impulsu a okamžikem poklesu napětí na tyristoru na 90 % původní hodnoty (doba potřebná k vytvoření proudového kanálu)
- doba poklesu t_p – časový interval, za který poklesne napětí na tyristoru z 90 % na 10 % původní hodnoty (doba šíření vodivosti v průřezu tyristoru).

Součtem obou časů je definována zapínací doba t_z tyristoru, kterou lze ovlivnit především velikostí proudu řídicí elektrody.

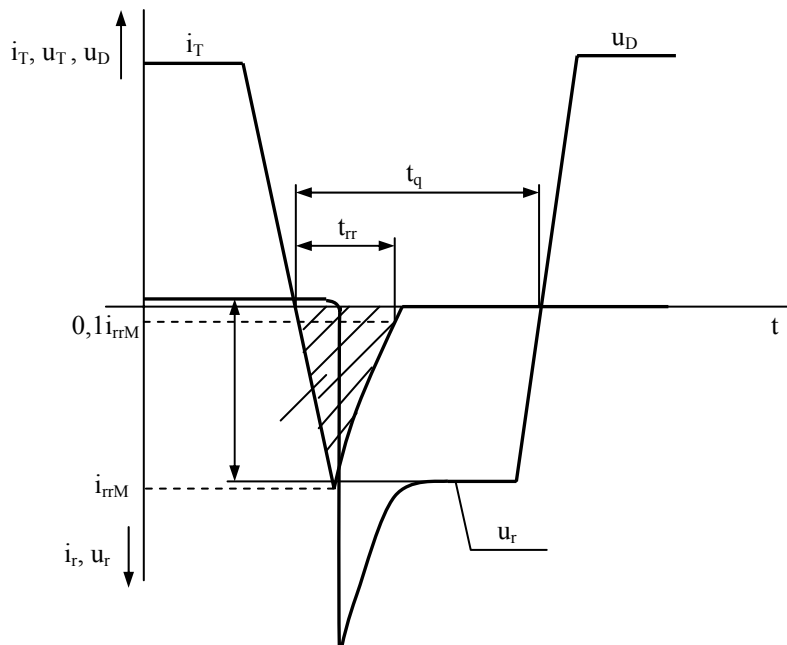
Po přivedení zapínacího impulsu nesepe celá struktura tyristoru současně. Při zapínacím procesu protéká anodový proud nejdříve pouze úzkým kanálem nacházejícím se v blízkosti řídicí elektrody. V případě, že by od prvního okamžiku protékal tyristorem konstantní proud, byl by průřez, kterým tento proud protéká, zpočátku malý a došlo by k místnímu přehřátí PN přechodu, a tím k poškození tyristoru. Proto se udává dovolená strmost nárůstu propustného proudu $(di_D/dt)_{max}$, která nesmí být překročena. Do obvodu, ve kterém by mohlo dojít k překročení tohoto parametru, je nutno do série s tyristorem zařadit cívku, jejíž indukčnost omezí strmost nárůstu proudu.

3.3.3.3 Vypínání tyristoru

Vypínání tyristoru spočívá v odčerpání volných nosičů náboje z polovodičové struktury tyristoru. Prakticky se toho dosahuje snížením anodového proudu I_H , což je možné těmito způsoby:

- přerušením anodového proudu,
- zkratováním anody a katody tyristoru,
- závěrnou polarizací tyristoru (komutací anodového napětí).

Vypnutí tyristoru probíhá v první fázi stejně jako u diody (obr. 3.33.). Stejným způsobem jsou definovány závěrná zotavovací doba t_{rr} a komutační náboj Q_r (u tyristorů větší jako u diod).



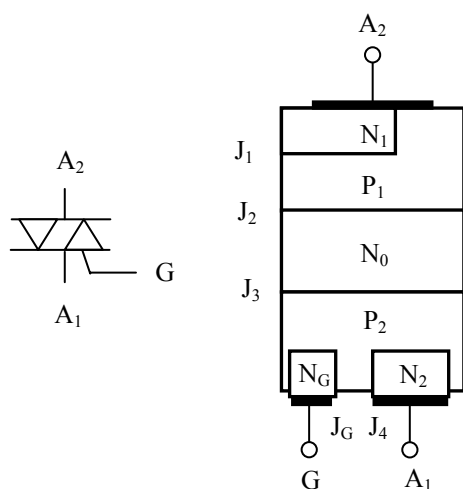
Obr. 3.33. Časové průběhy proudu a napětí při vypínání tyristoru

Po zotavení závěrného odporu přechodů J_1 a J_3 ještě vypínací proces nekončí. Další doby je zapotřebí k obnovení blokovací schopnosti (zotavení závěrného odporu J_2). V souvislosti

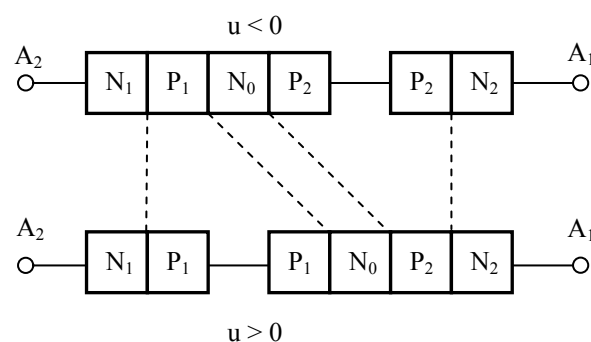
s tím je definována tzv. vypínací doba t_q , která je dána časovým intervalem od průchodu propustného proudu nulou do okamžiku, kdy je možno na tyristor přiložit blokovací napětí, aniž by znovu sepnul bez působení řídicí elektrody. Vypínací doba závisí na vypínacích podmínkách, a to na teplotě přechodů, vypínaném proudu a na velikosti závěrného napětí. U běžných tyristorů t_q bývá 10 až 700 μs .

3.3.4. Triak

Triak (přesnější název obousměrný triodový tyristor) je pětivrstvá součástka PNPNP, resp. NPNPN se třemi vývody. Princip činnosti pětivrstvé struktury (obr.3.34.) si lze vysvětlit, představíme-li si ji jako antiparalelní zapojení dvou čtyřvrstvových struktur (obr 3.35.).



Obr. 3.34. Pětivrstvá struktura



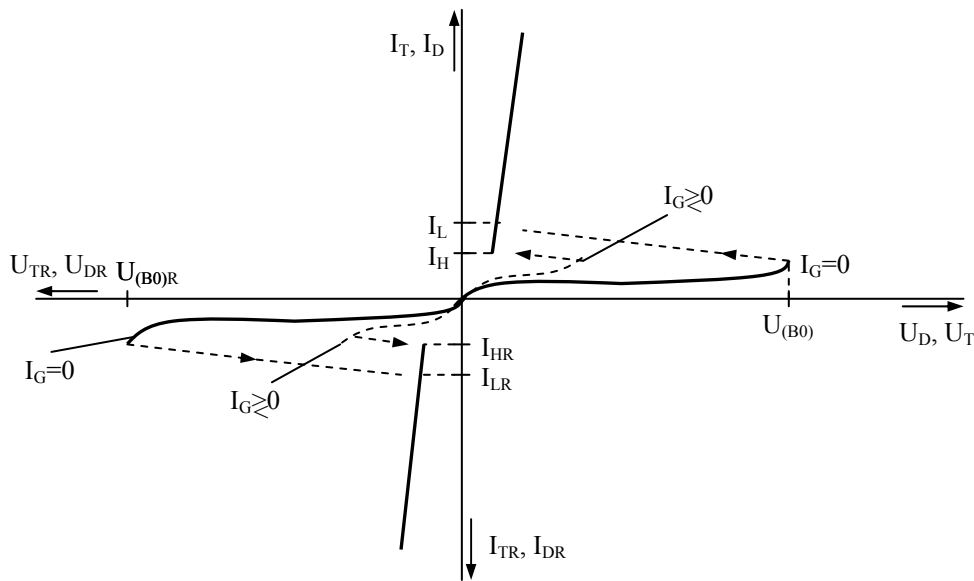
Obr. 3.35. Struktura triaku

Při připojení napětí libovolné polarity se struktura rozdělí na dva prvky závěrně pólovanou diodu a propustně pólovaný diodový tyristor. Vyvedením řídicí elektrody vznikne říditelný prvek. VA charakteristika triaku je znázorněna na obr. 3.36.

Přivedením řídicího signálu mezi svorky G a A_1 dojde k sepnutí triaku, přičemž řídicí proud může být jak kladný, tak i záporný, a to při obou polaritách napětí mezi svorkami A_1 , A_2 . Vzájemná kombinace řídicího a anodového napětí dává čtyři různé možnosti zapínání (viz. tab. 3.2.).

Možnost zapínání	Polarita napětí A_2 vzhledem k A_1	Polarita napětí na G vzhledem k A_1
A	+	+
B	+	-
C	-	+
D	-	-

Tab. 3.2.



Obr. 3.36. VA charakteristika triaku

Vstupní obvod je nejméně citlivý u varianty C. Při této variantě není spínání doporučováno. Triaky se proti tyristorům poněkud odlišují v dynamických parametrech. Stejně jako u tyristorů je i u triaků zapínací proces charakterizován zapínací dobou a strmostí nárůstu propustného proudu. U triaků není udávána vypínací doba jako u tyristorů. Rozdíly vyplývají z toho, že triakem může procházet proud obou polarit. Při každé polaritě prochází proud jinou částí pětivrstvé struktury. Při průchodu proudu kterékoliv polarity dochází k tomu, že volné nosiče z vodivé části pronikají difúzí do oblasti nevodivé. Zde pak po určitou dobu setrvávají i po tom, kdy propustný proud klesl na minimum. Je-li pokles proudu dostatečně strmý a přiložíme-li k triaku napětí opačné polarity, jsou tyto nosiče urychleny elektrickým polem a mohou triak zapnout. Ten pak vede proud v opačném směru a nedojde k vypnutí. O tom, zda dojde k znovuzapnutí triaku, bude rozhodovat velikost procházejícího proudu bezprostředně před komutací a strmost nárůstu napětí du/dt . Zvláště kritické jsou aplikace, ve kterých je velmi vysoká strmost nárůstu napětí při průchodu proudu nulou. Triaky jsou vhodné zejména pro řízení a spínání střídavého proudu, a to zejména v aplikacích s činnou zátěží nebo tam, zátěž nemá velkou induktivní složku.

3.4. Optoelektronické součástky

Postupným rozvojem elektroniky vznikla celá řada odvětví elektroniky, mezi které patří i optoelektronika. Základem optoelektroniky je vzájemná interakce mezi nabitými částicemi (elektrony) a nenabitými částicemi (fotony). Zabývá se principy zpracování, přenosu a záznamu informací, které jsou založeny na změnách parametrů záření (tj. intenzity záření, vlnové délky, fáze, směru a polarizace). Optoelektronický systém představuje soubor funkčních bloků, kde v cestě přenosu informace je zařazen optický prvek nebo obvod. Světelný signál zde pak plní funkci, která je analogická s funkcí běžných elektronických obvodů s elektrickým signálem. Poněvadž je optický signál zprostředkovaný pomocí fotonů, je

méně ohrožitelný vnějšími rušivými vlivy. Optická soustava je tvořena převodníky elektrické energie na optickou (zdroje záření) a naopak (detektory záření) a optickými prostředími.

Detektory záření můžeme rozdělit na pasivní (např. fotoodpory), u kterých je ovlivňována jejich vodivost změnou parametrů záření, a aktivní (např. fotodiody, fototranzistory, fototyristory), u kterých vzniká fotoelektromotorické napětí.

Zdroje záření rozdělujeme podle monochromatickosti na monochromatické, (např. LED) a nemonochromatické, podle koherence na koherentní (např. lasery) a nekoherentní (např. LED).

Vedle zdrojů a detektorů záření řadíme k optoelektronickým prvkům i speciální struktury, jako např. displeje, optoelektronické vazební členy.

Charakteristické vlastnosti optoelektronické součástky jsou určeny spektrální charakteristikou, přechodovou charakteristikou, citlivostí, případně spektrální citlivostí. Spektrální charakteristika udává závislost citlivosti na vlnové délce, případně se udává vlnová délka záření, při níž je citlivost maximální. Přechodová charakteristika určuje časovou odezvu sledované veličiny (fotoproud, fotonapětí). Je definována časovou konstantou, resp. dobou náběhu a dobou doběhu.

Citlivost vyjadřuje vztah mezi velikostí fotoelektrického proudu I_L a osvětlením E :

$$S = \frac{I_L}{E} \quad (3.67.)$$

Případně spektrální citlivost:

$$S_\lambda = \frac{I_L}{E_\lambda} \quad (3.68.)$$

E_λ osvětlení zářením o určité vlnové délce λ .

3.4.1. Fotorezistory

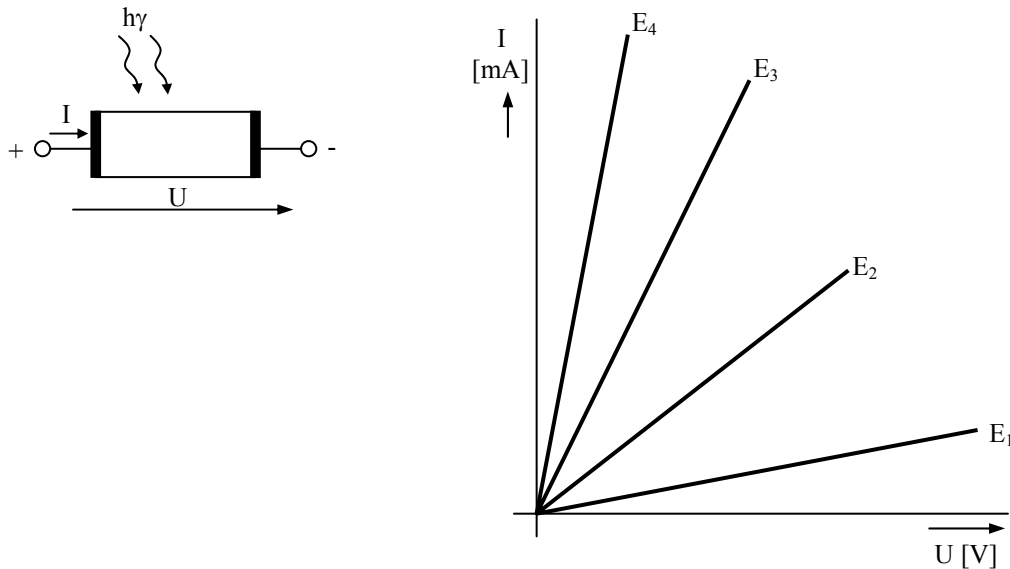
Fotorezistor definujeme jako lineární dvojpól, jehož odpor se mění v závislosti na osvětlení. Dopadá-li polovodič se šířkou pásma ΔW_z záření o vlnové délce λ takové, že je splněna podmínka

$$\frac{h \cdot C}{\lambda} > \Delta W_z \quad (3.69.)$$

Jsou fotony v polovodiči absorbovány, elektrony přecházejí z valenčního pásma do vodivostního, přičemž vznikají páry elektron-díra. Světlem vybuzené nosiče náboje jsou však nerovnovážné. Přestane-li působit záření, dochází k rekombinaci nerovnovážných nosičů a polovodič se vrací do původního stavu.

VA charakteristiku fotorezistoru ukazuje obr. 3.37. Fotorezistory mají poměrně pomalou odezvu na změnu osvětlení, která se mění s jeho velikostí. Při silném osvětlení reaguje rychleji (řádově 10^{-3} s), při malém osvětlení trvá ustálení odporu až sekundy. Odpor ve tmě je

přibližně $1 \text{ M}\Omega$. Pro výrobu fotorezistorů se používá např. InSb, CdS. Příkladem fotorezistorů jsou např. FW150, MPY7P, G0972 50, K1172 10 a optron s fotorezistorem 3WK 163 40.



Obr. 3.37. VA charakteristika fotorezistoru ($E_4 > E_3 > E_2 > E_1$)

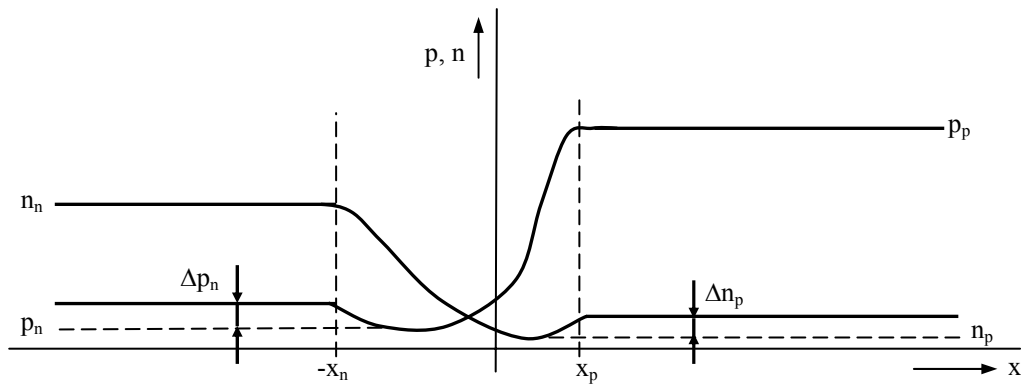
3.4.2. Fotodiody

Fotodiody využívají ke své činnosti generaci párů elektron-díra v blízkosti přechodu PN při dopadu záření o vlnové délce splňující opět podmínku (3.69.). Bude-li přechod PN v termodynamické rovnováze a zároveň bude na přechod a jeho okolí dopadat záření, zvýší se koncentrace minoritních nosičů v blízkosti obou stran depletiční vrstvy (ke generaci v depletiční vrstvě nedochází-předpoklad)

$$\Delta n_p = g \tau_n \quad (3.70.)$$

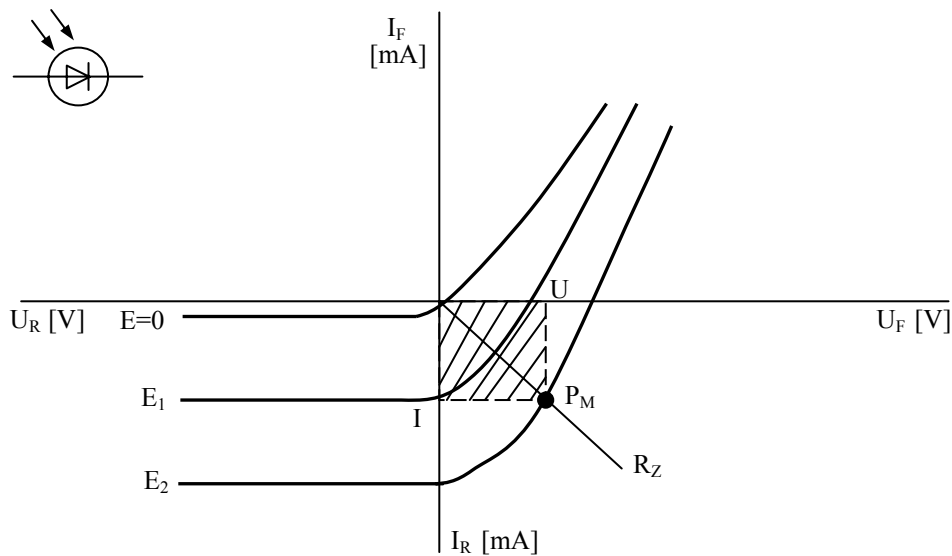
$$\Delta p_n = g \tau_p \quad (3.71.)$$

V tomto případě dojde k difúznímu toku minoritních nosičů náboje do depletiční vrstvy. Přivedeme-li na přechod vnější napětí a necháme dále působit záření budou mít difúzní toky minoritních nosičů vyvolané osvětlením opačný smysl než difúzní toky vyvolané vnějším napětím (obr. 3.38.).



Obr. 3.38. Rozložení koncentrace nosičů náboje na přechodu PN v termodynamické rovnováze při osvětlení

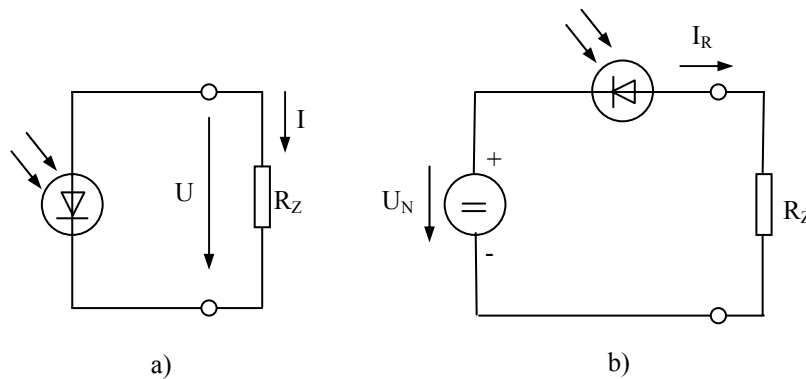
VA charakteristika fotodiody se při osvětlení liší od běžné diody tím, že neprochází počátkem a vykazuje proud v závěrném směru, který je úměrný osvětlení (obr. 3.39.).



Obr. 3.39. VA fotodiody ($E_2 > E_1$)

Fotodioda může pracovat v režimech:

- hradlovém, kdy dodává proud do připojené zátěže (obr. 3.40a.)
- odporovém, kdy se chová jako spotřebič v obvodu napájeném vnějším zdrojem napětí (obr. 3.40b.)



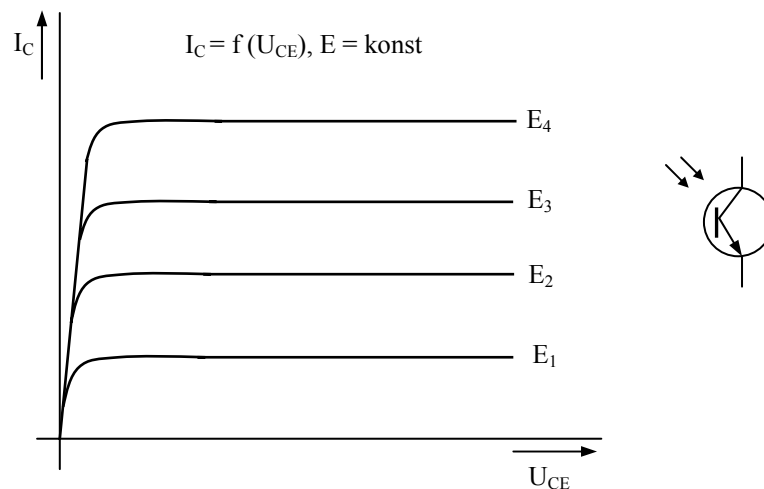
Obr. 3.40. Pracovní režimy fotodiody
a) hradlový b) odporový

V hradlovém provozu lze nalézt takovou hodnotu R_Z , při které je výkon $P = U \cdot I$ na zátěži největší pro dané osvětlení (viz. šrafovaná oblast obr. 3.39.). V tomto režimu pracují např. tzv. sluneční baterie, které představují soustavu velkoplošných fotodiód. Účinnost je asi 12%. Spektrální citlivost fotodiód závisí na druhu materiálu (Ge vrchol cca 1500 nm, Si – 800 ÷ 950 nm).

Setrvačnost fotodiód je podstatně menší než u fotorezistorů a prakticky nezávisí na velikosti osvětlení (běžně 10 μ s, speciální technologií kolem 10 ns, ještě kratší doby kolem 1 ns u fotodiód struktury PIN nebo lavinových fotodiód). Příkladem fotodiody je typ BP104 $\lambda = 950$ nm, 100 ns.

3.4.3. Fototranzistory

Fototranzistory využívají opět stejného principu jako fotodiody, jsou však citlivější na osvětlení, neboť navíc využívají tranzistorový jev pro zesílení proudu vyvolaného osvětlením přechodu báze – kolektor.



Obr. 3.41. Výstupní charakteristiky tranzistoru

V případě struktury PNP generuje dopadající záření v oblasti báze dvojice elektron – díra, přičemž elektrony se vlivem vnitřního elektrického pole pohybují směrem k emitorovému přechodu a díry ke kolektorovému přechodu. Díry jsou minoritními nosiči pro oblast kolektorového přechodu, a proto se přidávají k proudu kolektoru (je tvořen minoritními nosiči). V bázi zůstává objemový náboj majoritních nosičů (elektronů), který způsobuje pokles potenciální bariery emitorového přechodu a zesiluje tak injekci děr. Obr. 41. zobrazuje výstupní charakteristiky fototranzistoru.

Doba odezvy fototranzistorů je větší než u fotodiod (řádově desítky μs), vhodnou konstrukcí lze však tuto dobu zkrátit. Příkladem jsou následující typy fototranzistorů BPV11F, BPW40, BPY 62 (420 – 1130 nm, 10 μs), SFH 309 (380 – 1180 nm, 5 μs).

3.4.4. Fototyristory

Fototyristor je spínací čtyřvrstvová součástka, u které je sepnutí provedeno pomocí světelného signálu při ozáření řídicího přechodu. Vypnutí tyristoru se provádí stejným způsobem jako u normálních tyristorů. V současné době nejsou fototyristory u nás k dispozici (dříve typy KP 500 ÷ 504). Výhoda tyristorů spočívá v tom, že může světelným signálem přímo spínat spotřebiče o velkém příkonu. Používá se v některých optronech (SCR optocoupler) – např. H11C3 (200 V, 300 mA).

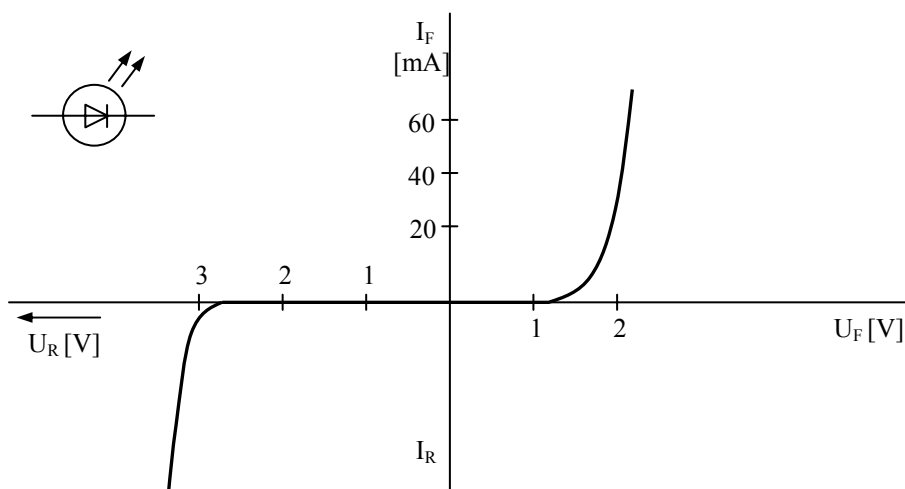
3.4.5. Elektroluminiscenční diody

Elektroluminiscenční dioda (LED - Light Emitting Diode) je polovodičová součástka s jedním přechodem PN, u které se využívá zářivé rekombinace při polarizaci v propustném směru diody.

Při zářivé rekombinaci dochází k zániku nerovnovážných (nadbytečných) nosičů (párů elektron – díra), přičemž elektron ztrácí svou energii a přechází na nižší energetickou hladinu. Tuto energii vyzáří jako světelné kvantum. U elektroluminiscenčních diod jsou nerovnovážné nosiče vstříkovány do prostředí, kde rekombinují, přes přechod PN (probíhá-li např. rekombinace v polovodiči typu P, rekombinují injektované minoritní nosiče tedy elektrony). K samotné rekombinaci dochází nedaleko přechodu PN ve vzdálenosti přibližně rovné difúzní délce. Záření opouští destičku polovodiče ve všech směrech, které jsou pro něj průhledné. Vlnová délka emitovaného záření (tedy i barva) závisí na materiálu polovodiče a jeho dotování příměsemi.

Základním materiálem je GaAs. Diody z tohoto materiálu září v infračervené oblasti s maximem na vlnové délce asi 950 nm, přidáním fosforu se získají diody s červeným světlem (GaAsP, $\lambda = 640$ nm). Diody GaP září červeným světlem o $\lambda = 585$ nm). Diody svítící na kratších vlnových délkách (modré, fialové) bývají konstruovány na bázi heteropřechodů, u kterých části P a N přechodu PN jsou z různých materiálů a mají tedy různé šířky zakázaného pásma.

Největší účinnost mají diody pracující v infračervené oblasti (přemění až 5% příkonu na výkon záření).



Obr. 3.42. VA charakteristika elektroluminiscenční diody

Typickou VA charakteristiku diody ukazuje obr. 3.42. Elektroluminiscenční mají řadu výhod, k nimž patří zejména rychlá odezva na napájecí proud (10^{-7} až 10^{-9} s), nízké napájecí napětí, nízký příkon, velká životnost, malé rozměry, otřesuvzdornost apod. Elektroluminiscenční diody mají využití např. v signálních obvodech, v displejích, v silnoproudé elektrotechnice pro ovládání bezkontaktních spínačů, jako součást optronů k izolačnímu oddělení silových a řídicích obvodů apod. V současné době je na trhu nepřehledné množství LED diod různých tvarů, velikostí i barev včetně nízkopříkonových LED s proudem $I_F = 2\text{mA}$. Vysoce svítivé LED se prosazují i v osvětlení automobilů – brzdové a směrové svítilny, ale také se již experimentuje s hlavními reflektory na bázi LED.

3.4.6. Polovodičové lasery

Polovodičové lasery (laserové diody, Light Amplifier by Stimulated of Radiation) vydávají na rozdíl od elektroluminiscenčních diod monochromatické časově i prostorově koherentní záření. Podstatou laserů je stimulovaná emise mezi dvěma hladinami. Podstatný rozdíl proti elektroluminiscenční diodě, která využívá emise spontánní, je uplatnění jevu stimulované emise. Celý problém si lze představit tak, že elektron, který např. ve vodivostním pásmu nerekombinuje samovolně, ale až po dopadu fotonu, který rekombinaci vyvolá, přičemž tento foton není pohlcen a navíc se vyzáří další foton následkem rekombinace. Aby se ze zesilovače záření stal zdroj záření, je nutno zavést kladnou zpětnou vazbu pomocí dvou zrcadel.

Při spontánní emisi dochází k rekombinaci párů elektron-díra v různou dobu a emitovaná záření jsou navzájem fázově posunuta (nekoherentní). V případě stimulované emise elektrony rekombinují najednou a fázový posun nenastane (časová soufázovost – koherence).

Konstrukčně je laserová dioda shodná s elektroluminiscenčními diodami. Při průchodu proudu v propustném směru při nízké proudové hustotě vzniká spontánní emise. Překročí-li však proudová hustota určitou kritickou mez, vznikne emise stimulovaná, přičemž optický

signál lze modulovat změnou proudu tekoucího přechodem PN (modulační kmitočty řádově desítky GHz).

Pro výrobu polovodičových laserů se používají nejčastěji $\text{GaAs}_{1-x}\text{P}_x$, GaAs, InP, $\text{Ga}_x\text{In}_{1-x}\text{P}$, $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$, $\text{GaAs}_{1-x}\text{Sb}_x$ aj.

3.4.7. Světlovody

Přenosový systém s optickou vazbou musí obsahovat vedle zdroje a detektoru přenosové prostředí s parametry málo závislými na vnějších podmínkách. Protože atmosféra se jeví nespolehlivým přenosovým prostředím, používají se optické světlovody, které můžeme rozdělit podle provedení na planární dielektrické světlovody (přenos na krátké vzdálenosti) a vláknové světlovody (přenos na velké vzdálenosti).

Planární světlovody se vyrábějí z dielektrických materiálů (např. sklo, granáty, LiTaO_3 , organické látky aj.) a z polovodičových materiálů (např. GaAlP, GaAlAs, GaAsInP, CdS, CdSe aj.) napařováním, napařováním, difúzí, epitaxními metodami a iontovou implantací. Tvoří základ mnoha optoelektronických soustav např. modulátorů, kmitočtových filtrů, generátorů záření aj.).

Vláknové světlovody se vyrábějí na bázi křemene, speciálních velmi čistých skel, některých druhů plastů nebo kombinace křemene a plastu. Používají se především ve spojových linkách optických komunikačních soustav. Perspektivní se jeví jejich použití pro přenos řídicích signálů ve výkonových polovodičových systémech.

3.4.8. Optoelektronické vazební členy

Základem optoelektronického vazebního členu (optočlenu) je dvojice prvků tvořená kombinací zdroje záření a detektoru. Podle optické vazby rozlišujeme následující základní typy optočlenů.

Jako zdroj světla se nejčastěji používá elektroluminiscenční dioda a detektor záření tvoří fototranzistor, i když mohou být využity i další optoelektronické prvky (fotoodpor, fotodioda, fototyristor). Výhodou tohoto uspořádání je dokonalé galvanické oddělení vstupu a výstupu, což se využívá v řadě aplikací.

Mezi charakteristické parametry optočlenu patří:

- 1) proudový přenos – poměr výstupního proudu ke vstupnímu při zadaném pracovním napětí detektoru, zátěži a teplotě,
- 2) spínací doba – doba, určená při odezvě na jednotkový vstupní signál,
- 3) kapacita optočlenu – kapacita mezi vstupními a výstupními svorkami při zvoleném pevném kmitočtu,
- 4) průrazné napětí (izolační pevnost) – napětí, při kterém dochází ke ztrátě izolačních vlastností.

Příkladem optočlenů jsou např. CNY17 (5 kV, 10 μ s), 6N136 (2,5 kV, 1 μ s), případně optočleny s lineární charakteristikou pro galvanické oddělení analogového signálu, např. IL300, CNR200, CNR201.

3.4.9. Zobrazovací jednotky

Zobrazovací jednotky (displeje) jsou součástky, které slouží k optickému znázornění znaků a poskytují pozorovateli určitou vizuální informaci. Můžeme je rozdělit do dvou skupin:

- a) s malou hustotou informace – alfanumerické displeje zobrazující číslce, písmena, znaky,
- b) s velkou hustotou informace – televizní, osciloskopické obrazovky, světelné noviny.

Mezi základní kriteria pro určení vhodnosti zobrazovací jednotky pro danou aplikaci patří zejména:

- a) viditelnost, která určuje snadnost čtení informace, je dána jasem, kontrastem, barvou apod,
- b) spotřeba, která má být co nejmenší,
- c) rychlost odezvy, která určuje dobu potřebnou k vytvoření resp. zániku symbolu.

Zobrazovací jednotky mohou využívat různé optoelektronické prvky jako např. elektroluminiscenční diody, kapalné krystaly, digitrony apod.

3.4.9.1. Zobrazovací jednotky s elektroluminiscenčními diodami

Tyto zobrazovací jednotky využívají vlastnosti elektroluminiscenčních diod v propustném směru, které mohou být uspořádány buď ve formě segmentů (sedmissegmentové jednotky) nebo do bodové matice (maticové jednotky). Segment tvoří buď jedna dioda, případně může být složen z více diod. Anody všech diod bývají spojeny, což umožňuje přímé navázání jednotky na integrovaný dekodér. Výrobcem zobrazovacích jednotek je zejména firma Agilent Technologies, a to nejen sedmimístných, ale i dalších typů (alfanumerické zobrazovací jednotky, zobrazovací jednotky se speciálními symboly).

3.4.9.2. Zobrazovací jednotky s plynem plněnými indikátory

Využívají vlastností plynem plněného indikátoru (digitronu), což je v podstatě doutnavka, jejíž katody jsou zformovány do tvaru číslic nebo jiných znaků a jsou vyvedeny na patici. Anodu tvoří tenká kovová mřížka s velkou roztečí ok, přes kterou lze pozorovat znaky vytvořené katodami. Nevýhodou je potřeba poměrně vysokého napájecího napětí a vysoká spotřeba celého displeje. Dnes se prakticky už nepoužívají.

3.4.9.3. Fluorescenční zobrazovací jednotky

Tyto jednotky jsou v podstatě vakuové elektronky se společnou katodou a řadou vhodně tvarovaných anod, které jsou opatřeny fosforem a svítí při dopadu elektronů fluorescenčním světlem (obvykle zelené). Konstruuji se převážně jako vícemístné a pro zmenšení počtu vývodů se využívají v tzv. multiplexním režimu. K tomu pak má každá číslice vyvedenou

mřížku, pomocí které lze potlačit anodový proud příslušné číslice. Anodové napětí bývá kolem 20 V, žhavicí 1,5 V a řídicí asi 6 V.

3.4.9.4. Zobrazovací jednotky s kapalnými krystaly

Tyto zobrazovací jednotky využívají změny odrazu nebo prostupu světla na nematických kapalných krystalech. Kapalně krystaly jsou látky, které si v kapalném stavu zachovávají uspořádání krystalické mřížky. Vlivem elektrického pole mění své optické vlastnosti, a to průhlednost nebo zbarvení. Obvykle pracují v režimu dynamického rozptylu, tzn. že přiložením napětí o kmitočtu řádově desítek Hz se rozvíří kapalina indikátoru, čímž se sníží propustnost světla a zvýší odrazivost. Tento jev vzniká natočením molekul v důsledku působení vnějšího elektrického pole. Zobrazovací jednotka s kapalnými krystaly má pasivní vlastnosti (není zdrojem světla), jen pohlcuje nebo odráží světelné paprsky z vnějšího zdroje. Tento zdroj může být umístěn na straně pozorovatele (prvek s odrazem světla) nebo na straně opačné (prvek s průchodem světla).

Zobrazovací jednotka je vytvořena ve tvaru dvou rovnoběžných skleněných destiček, jejichž vzdálenost je asi 20 μm . Mezi destičkami je uzavřen kapalně krystal v nematické fázi. Přední stěna destičky je opatřena průhlednými segmenty alfanumerické číslicové jednotky z průhledného vodivého kysličníku kovu. Zadní destička je pokryta neprůhlednou vrstvou jiného kovu po celé ploše. Bez přiloženého vnějšího napětí vykazuje celá jednotka stejné optické vlastnosti a je průhledná. Přiložením napětí mezi elektrody (řádově jednotky voltů) dojde v místech působení elektrického pole k rozvíření kapaliny a ke zvýšení odrazivosti světla. Symbol nelze sledovat, nedopadá-li na něj světlo. Výhodou je extrémně nízký příkon, neboť kapalina je prakticky nevodivá (převážně kapacitní proud). Nevýhodou je potřeba cizího světelného zdroje, malý kontrast zobrazení, velká doba odezvy (desítky ms), potřeba spínání střídavého napětí pro každý zobrazovací element (použití speciálních ovládacích CMOS integrovaných obvodů, přepínajících polaritu napětí na segmentu). Nové typy pracují už v polarizačním režimu (bez dynamického rozptylu), tj. propustnost se mění pouze natočením molekul v elektrickém poli vyvolaném vnějším napětím.

3.5. Polovodičové součástky bez přechodu PN

Mezi polovodičové součástky bez přechodu PN zahrnujeme prvky, které využívají pro svou funkci procesy probíhající v objemu polovodiče v důsledku působení vnějších činitelů, např. teploty, osvětlení, magnetického pole, silného elektrického pole apod.

3.5.1. Varistor

Varistor je nelineární odporový dvojpól, jehož velikost odporu se mění v závislosti na přiloženém napětí. Teorie vzniku nelinearity varistoru se vysvětluje tak, že spékáním zrn polovodiče SiC (karbid křemíku) typu N i P vznikají různé orientované přechody PN, čímž vznikne velmi složitá propojená síť usměrňujících diod.

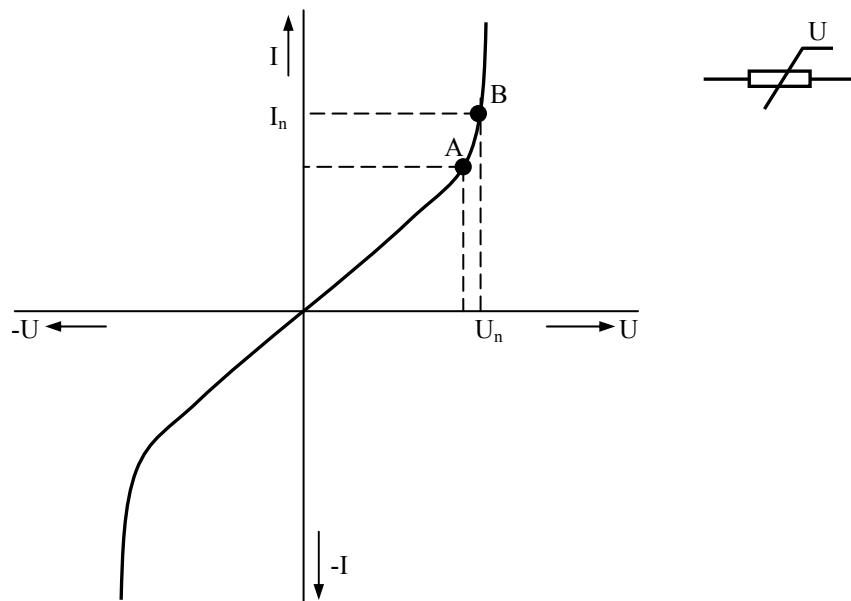
V-A charakteristika varistoru je souměrná podle počátku je ji možno vyjádřit vztahem:

$$U = CI^\beta \quad (3.72.)$$

C konstanta závislá na rozměrech varistoru (10^2 až 10^5)

β činitel nelinearity, závislý na materiálu a technologii (0,15 až 0,50)

Varistor se chová jako nelineární dvojpól při malém napětí v okolí počátku VA charakteristiky, po překročení určitého napětí dojde ke snížení odporu varistoru a ke zvýšení proudu tekoucího varistorem (obr. 3.43.).



Obr. 3.43. VA charakteristika varistoru

Pracovní oblast varistoru je omezena bodem A (koleno pracovní charakteristiky) a B (dovolený ztrátový výkon). Varistory se využívají k ochraně elektrických zařízení před přepětím ve výkonových i signálních obvodech.

3.5.2. Termorezistory

Termorezistor je polovodičový nelineární dvojpól, jehož odpor se mění v závislosti na teplotě prostředí, ve kterém pracuje. Zásadně rozeznáváme dva typy :

- termistor NTC – termorezistor se záporným teplotním koeficientem,
- termistor PTC – termorezistor s kladným teplotním koeficientem (pozistor).

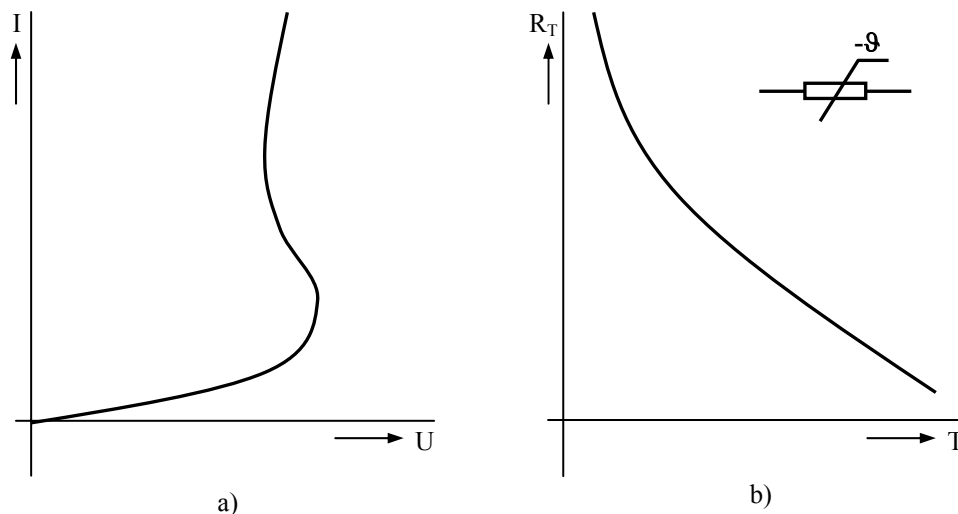
U termistoru NTC je změna odporu dosažena termickou generací nosičů náboje.

Závislost odporu termistoru NTC na teplotě lze vyjádřit vztahem:

$$R_T = R_{T_0} \exp \left[B \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} \right) \right] \quad (3.73.)$$

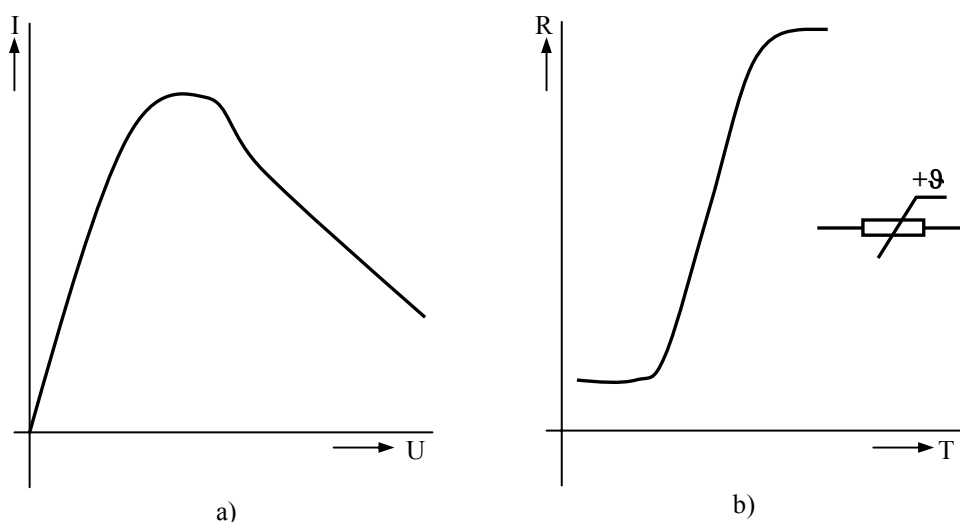
- T_0 vztažná teplota
 R_{T_0} odpor při teplotě T_0
 B materiálová konstanta daná aktivační energií materiálu, jeho složením a zpracováním (10^3 až 10^5 K)

VA charakteristika termistoru NTC (obr. 3.44a.) je nejprve lineární. Při zvyšování proudu termistorem se zvyšují Jouleovy ztráty v termistoru, kterými se ohřívá a mění svůj odpor, přičemž klesá napětí na termistoru (oblast záporného diferenciálního odporu). Termistory NTC jsou konstruovány na bázi polykrystalických kysličníkových polovodičů (kysličníky niklu, křalutu, železa, titanu) ve tvaru tyčinek, destiček, perliček apod. Používá se zejména při měření a řízení teploty.



Obr. 3.44. Základní charakteristiky termistoru NTC
a) VA charakteristika b) Teplotní závislost odporu termistoru

Na rozdíl od termistoru NTC se odpor pozistoru s rostoucí teplotou zvyšuje. Ke změně odporu zde dochází poklesem pohyblivosti nosičů náboje s teplotou, přičemž koncentrace nosičů zůstává konstantní. Základním materiálem je buď polovodič nebo feroelektrikum. Polovodičové (krystalové) pozistory jsou vyráběny z germánia, nebo z křemíku. Jejich teplotní součinitel není velký. Nevýhodou je malá citlivost, avšak pracují ve značném pracovním rozsahu podle lineární závislosti. Feroelektrické pozistory se vyrábějí nejčastěji na bázi BaTiO_3 . Teplotní součinitel je větší. Základní charakteristiky pozistoru ukazuje obr. 3.45. Využití pozistorů je obdobně jako u termistorů NTC.



Obr. 3.45. Základní charakteristika pozistoru
 a) VA charakteristika b) Teplotní závislost odporu pozistoru

3.6. Integrované obvody

Pojem integrovaný obvod vznikl spojením obou pojmů z různých technických oborů – pojmů “integrace”, tj. spojení několika aktivních a pasivních prvků v jeden celek, a “obvod”, tj. zapojení sestavené z elektrických součástí, které vykonává určitou elektrickou funkci.

Podle technologického hlediska můžeme integrované obvody rozdělit následovně:

1) monolitické IO

- a) bipolární IO
- b) unipolární IO

2) vrstevné IO

- a) tenkovrstvé IO
- b) hrubovrstvé IO

3) hybridní IO

U monolitických IO jsou jednotlivé součástky vytvořeny zvláštním technologickým postupem (nejčastěji planární epitaxní technologie), vzájemně propojeny (hliníkovou vrstvou) nebo odděleny (nejčastěji SiO_2) v malé křemíkové destičce.

Tenkovrstvé IO se vyrábějí tak, že na základní destičku (borosilikátové sklo, keramika) se vhodnou technologií (vakuové napařování, napařování) nanese několik vrstev (odporová, izolační, polovodičová a vodivá), ve kterých se pak vytvoří požadovaný obvod v mikrostruktuře. Hrubovrstvé obvody mají RC prvky a vodivé dráhy vytvořeny pomocí vhodných past sítotiskem na korundových podložkách.

Hybridní IO jsou vytvářeny sloučením vrstevných a monolitických technologií, kde pasivní RC obvody a vodivé spoje jsou vytvářeny vrstevnou technologií a do takto vytvořených obvodů jsou dodatečně usazené monolitické prvky (tranzistory, IO).

Vytvořené integrované obvody (ad 1 až 3) jsou potom hermeticky uzavřené ochranným kovovým nebo plastovým pouzdem, opatřeným kovovými vývody v kruhovém nebo “dual in line” provedení (dvořadové, hřebenové).

U integrovaných obvodů rozlišujeme tzv. stupeň integrace, který je měřítkem jejich složitosti.

Podle stupně integrace rozdělujeme IO :

- 1) IO malého stupně integrace (SSI – Small Scale Integration) – maximálně 100 součástek,
- 2) IO středního stupně integrace (MSI – Middle Scale Integration) – maximálně 1000 součástek,
- 3) IO velkého stupně integrace (LSI – Large Scale Integration) – více jak 1000 součástek,
- 4) IO velmi velkého stupně integrace (VLSI – Very Large Scale Integration) – desetitisíce součástek.

Přechod mezi diskrétními prvky a integrovanými obvody tvoří tzv. sdružené prvky (např. tranzistory ve dvojicích v jednom pouzdře).

Podle druhu zpracovaného elektrického signálu rozdělujeme integrované obvody následovně:

- 1) analogové (lineární) IO, které zpracovávají elektrický signál, jenž se mění spojitě v závislosti na čase
- 2) číslicové (logické) IO, které zpracovávají logické signály.

Hlavní výhody integrovaných obvodů jsou zejména :

- 1) malý objem,
- 2) malá hmotnost,
- 3) malý příkon,
- 4) větší spolehlivost,
- 5) větší odolnost proti rušivým vnějším vlivům

Při aplikacích IO je nutné respektovat pokyny výrobce, které jsou shrnuty v katalozích polovodičových součástek.



Shrnutí pojmů 3.

Klíčová slova:

Polovodičové diody, bipolární tranzistory, unipolární tranzistory, diaky, tyristory, triaky, opto-elektronické prvky, termistory, varistory, integrované obvody.

Polovodičové součástky pro elektroniku můžeme rozřídít podle několika hledisek. Podle technologie nebo konstrukčního uspořádání dělíme polovodičové součástky na diskrétní a integrované. U diskrétní součástky tvoří elektrický funkční prvek současně i samostatnou jednotku součástky, integrované obsahují v mechanickém celku (např. pouzdru) elektrický funkční celek (obvod) složený z mnoha aktivních i pasivních prvků.

Polovodičové součástky využívající statické a dynamické vlastnosti jednoho přechodu PN nazýváme *diodami*. Při činnosti polovodičových diod se využívá především usměrňující schopnosti přechodu PN. Speciální diody pak využívají další vlastnosti přechodu PN: nedestruktivní průraz (např. Zenerova dioda), záporný diferenciální odpor (např. tunelová dioda), napěťová závislost kapacity přechodu (např. varikap).

Tranzistory jsou součástky, jejichž podstata funkce (z anglických slov TRANSfer resISTOR) je naznačena v názvu – transformace odporu. Podle toho, které nosiče náboje se zúčastňují vedení proudu tranzistorem, rozlišujeme tranzistory:

- a) *bipolární*, jejichž podstatou činnosti je řízená injekce minoritních nosičů emitorem do oblasti báze a následná extrakce těchto nosičů kolektorem, přičemž vedení proudu se zúčastňují oba nosiče náboje – elektrony a díry
- b) *unipolární*, jejichž princip činnosti je založen na ovlivňování vodivého kanálu mezi emitorem a kolektorem příčným elektrickým polem (Field Effect Transistor – FET), přičemž vedení proudu v kanále je uskutečňováno prostřednictvím jednoho typu nosiče (kanál N – elektrony, kanál P – díry).

Mezi základní spínací polovodičové součástky patří *diaky, tyristory a triaky*.

Diak je třívrstvá polovodičová součástka se dvěma přechody, které navzájem oddělují vrstvy s opačným typem vodivosti. V podstatě pracuje jako symetrický tranzistor v zapojení se společným emitorem bez přívodu báze. Při své činnosti využívá vlastností nedestruktivního lavinového průrazu v závěrně polarizovaném přechodu PN.

Tyristor je čtyřvrstvý polovodičový prvek se třemi PN přechody. Základem všech tyristorů je struktura NPNP nebo PNP, která je nejvíce rozšířená. Nejčastěji je v aplikacích využíván triodový tyristor, který je zkráceně označován jen jako tyristor. Podle umístění řídicí elektrody je možno rozlišit tyristor typu N, nebo P.

Triak (přesnější název obousměrný triodový tyristor) je pětivrstvá součástka PNP, resp. NPNP se třemi vývody.

Postupným rozvojem elektroniky vznikla celá řada odvětví elektroniky, mezi které patří i optoelektronika. Základem optoelektroniky je vzájemná interakce mezi nabitými částicemi (elektrony) a nenabitými částicemi (fotony). Zabývá se principy zpracování, přenosu a záznamu informací, které jsou založeny na změnách parametrů záření (tj. intenzity záření, vlnové délky, fáze, směru a polarizace). *Optoelektronický systém* představuje soubor funkčních bloků, kde v cestě přenosu informace je zařazen optický prvek nebo obvod.

Světelný signál zde pak plní funkci, která je analogická s funkcí běžných elektronických obvodů s elektrickým signálem. Poněvadž je optický signál zprostředkován pomocí fotonů, je méně ohrožitelný vnějšími rušivými vlivy. Optická soustava je tvořena převodníky elektrické energie na optickou (zdroje záření) a naopak (detektory záření) a optickými prostředími.

Detektory záření můžeme rozdělit na pasivní (např. fotoodpory), u kterých je ovlivňována jejich vodivost změnou parametrů záření, a aktivní (např. fotodiody, fototranzistory, fototyristory), u kterých vzniká fotoelektromotorické napětí.

Zdroje záření rozdělujeme podle monochromatickosti na monochromatické, (např. LED) a nemonochromatické, podle koherence na koherentní (např. lasery) a nekoherentní (např. LED).

Vedle zdrojů a detektorů záření řadíme k optoelektronickým prvkům i speciální struktury, jako např. displeje, optoelektronické vazební členy.

Mezi *polovodičové součástky bez přechodu PN* zahrnujeme prvky, které využívají pro svou funkci procesy probíhající v objemu polovodiče v důsledku působení vnějších činitelů, např. teploty, osvětlení, magnetického pole, silného elektrického pole apod.

Varistor je nelineární odporový dvojpól, jehož velikost odporu se mění v závislosti na přiloženém napětí. *Termorezistor* je polovodičový nelineární dvojpól, jehož odpor se mění v závislosti na teplotě prostředí, ve kterém pracuje.

Pojem *integrováný obvod* vznikl spojením obou pojmů z různých technických oborů – pojmů “integrace”, tj. spojení několika aktivních a pasivních prvků v jeden celek, a “obvod”, tj. zapojení sestavené z elektrických součástí, které vykonává určitou elektrickou funkci.



Otázky 3.

1. Nakreslete VA charakteristiku polovodičové diody.
2. Objasněte princip funkce bipolárního tranzistoru.
3. Nakreslete VA charakteristiky bipolárního tranzistoru.
4. Vyjmenujte základní parametry bipolárního tranzistoru.
5. Objasněte princip funkce unipolárního tranzistoru.
6. Nakreslete VA charakteristiky unipolárního tranzistoru.
7. Vyjmenujte základní parametry unipolárního tranzistoru.
8. Objasněte princip funkce tyristoru.
9. Nakreslete VA charakteristiky tyristoru.
10. Vyjmenujte základní parametry tyristoru.
11. Objasněte princip funkce přechodu triaku.
12. Nakreslete VA charakteristiky triaku.
13. Vyjmenujte základní parametry triaku.
14. Vyjmenujte základní aplikace elektronických prvků.

**Úlohy k řešení 3.****32) Polovodičová dioda využívá vlastností**

- a) jednoho PN přechodu
- b) dvou PN přechodů
- c) tří PN přechodů
- d) čtyř PN přechodů

33) Vlivem změny teploty se posouvá VA charakteristika křemíkové diody přibližně konstantně o

- a) 3,7 $\mu\text{V/K}$
- b) 3,7 mV/K
- c) 37 mV/K
- d) 3,7 V/K

34) Komutace je děj, který popisuje

- a) napěťový průraz polovodičového přechodu
- b) zapínání diody
- c) tepelný průraz polovodičového přechodu
- d) vypínání diody

35) Ve výkonové elektronice se provádí linearizace VA charakteristiky diody v přímém směru podle rovnice

- a) $U_F = U_P$
- b) $U_F = R_d \cdot I_F$
- c) $U_F = U_P + R_d \cdot I_F$
- d) $U_F = U_{T0} + U_P + R_d \cdot I_F$

36) Usměrňovací dioda se používá pro

- a) usměrňování proudu průmyslového kmitočtu
- b) usměrňování a stabilizaci proudu průmyslového kmitočtu
- c) stabilizaci napětí průmyslového kmitočtu
- d) se již v současné době do nových zařízení nepoužívá

37) Zenerova dioda je typ diody používaný pro

- a) usměrňování proudu vyšších kmitočtů
- b) usměrňování proudu průmyslového kmitočtu
- c) ladění obvodů ve vf technice
- d) referenční zdroje napětí

38) Katalogový údaj I_{FAV} znamená

- a) střední hodnotu propustného proudu
- b) střední hodnotu závěrného proudu
- c) neopakovatelnou maximální hodnotu propustného proudu
- d) neopakovatelnou maximální hodnotu závěrného proudu

39) Katalogový údaj I_{FSM} znamená

- a) střední hodnotu propustného proudu
- b) střední hodnotu závěrného proudu
- c) neopakovatelnou maximální hodnotu propustného proudu
- d) neopakovatelnou maximální hodnotu závěrného proudu

40) Katalogový údaj U_{RRM} znamená

- a) opakovatelné pracovní napětí v závěrném směru
- b) opakovatelné pracovní napětí v propustném směru
- c) neopakovatelné napětí v závěrném směru
- d) závěrné průrazné napětí

41) Katalogový údaj U_{RSM} znamená

- a) opakovatelné pracovní napětí v závěrném směru
- b) opakovatelné pracovní napětí v propustném směru
- c) neopakovatelné napětí v závěrném směru
- d) závěrné průrazné napětí

42) Napět'ový úbytek na křemíkové diodě v přímém směru je přibližně

- a) 0,3 V
- b) 0,7 – 1 V
- c) 2 – 3 V
- d) 7 V

43) Závěrné napětí miniaturních univerzálních diod bývá přibližně

- a) 0,3 – 0,7 V
- b) 3 – 5 V
- c) desítky voltů
- d) stovky voltů

44) Závěrné napětí výkonových diod bývá přibližně

- a) jednotky voltů
- b) desítky voltů
- c) jednotky kV
- d) desítky kV

45) Zenerova dioda

- a) využívá vlastností PN přechodu v přímém směru
- b) využívá vlastností PN přechodu v závěrném směru
- c) je symetrická součástka, takže je možné využití v obou směrech

46) Diferenciální odpor Zenerovy diody v pracovní oblasti je přibližně

- a) desítky $m\Omega$
- b) jednotky Ω
- c) desítky až stovky Ω
- d) jednotky $k\Omega$

47) Je-li Zenerovo napětí $U_Z < 6\text{ V}$ platí

- a) převládá Zenerův průraz a teplotní koeficient Zenerova napětí je záporný
- b) převládá Zenerův průraz a teplotní koeficient Zenerova napětí je kladný
- c) převládá lavinový průraz a teplotní koeficient Zenerova napětí je záporný
- d) převládá lavinový průraz a teplotní koeficient Zenerova napětí je kladný

48) Je-li Zenerovo napětí $U_Z > 6\text{ V}$ platí

- a) převládá Zenerův průraz a teplotní koeficient Zenerova napětí je záporný
- b) převládá Zenerův průraz a teplotní koeficient Zenerova napětí je kladný
- c) převládá lavinový průraz a teplotní koeficient Zenerova napětí je záporný
- d) převládá lavinový průraz a teplotní koeficient Zenerova napětí je kladný

49) Teplotní koeficient Zenerova napětí má fyzikální rozměr

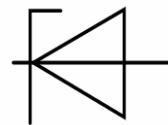
- a) [V/K]
- b) [V.K]
- c) [K/V]
- d) [K⁻¹]

50) VA charakteristiku obsahující oblast záporného diferenciálního odporu má

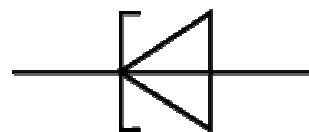
- a) lavinová dioda
- b) kapacitní dioda
- c) tunelová dioda
- d) Zenerova dioda

51) Schématická značka znázorňuje symbol pro

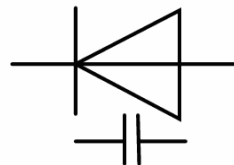
- a) Zenerovu diodu
- b) kapacitní diodu
- c) lavinovou diodu
- d) rychlou diodu

**52) Schématická značka znázorňuje**

- a) kapacitní diodu
- b) Zenerovu diodu
- c) tunelovou diodu
- d) rychlou diodu

**53) Schématická značka znázorňuje**

- a) kapacitní diodu
- b) Zenerovu diodu
- c) tunelovou diodu
- d) rychlou diodu

**54) Kapacita přechodu kapacitní diody**

- a) roste se zvyšujícím se závěrným napětím
- b) roste se zvyšujícím se propustným napětím
- c) klesá zvyšujícím se propustným napětím
- d) klesá se zvyšujícím se závěrným napětím

55) Varikap je

- a) stabilizační dioda
- b) tunelová dioda
- c) kapacitní dioda
- d) lavinová dioda

56) Zotavovací doba t_{rr} udává

- a) rychlost obnovy závěrných vlastností diody
- b) rychlost sepnutí vf diody
- c) rychlost vychladnutí PN přechodu po průchodu neopakovatelného proudu
- d) rychlost obnovy propustných vlastností diody

57) Bipolární tranzistor je tvořen

- a) jedním PN přechodem
- b) dvěma PN přechody
- c) třemi PN přechody
- d) čtyřmi PN přechody

58) Vedení proudu v bipolárním tranzistoru se účastní

- a) pouze záporné elektrony
- b) pouze kladné díry
- c) oba typy nosičů náboje
- d) záleží na typu tranzistoru (PNP, NPN)

59) Bipolární tranzistor má tři elektrody označené jako

- a) kolektor, báze a emitor
- b) source, drain a gate
- c) kolektor, emitor a gate
- d) katoda, anoda a gate

60) Jako výkonový zesilovač tranzistor pracuje nejčastěji v zapojení

- a) se společnou bází
- b) se společným kolektorem
- c) se společným emitorem
- d) bez společné elektrody

61) Zapojení tranzistoru se společnou bází se používá

- a) pro zesílení proudu
- b) jako spínač
- c) jako měnič impedance
- d) pro obrácení fáze napětí

62) Napět'ové zesílení zapojení se společným kolektorem je

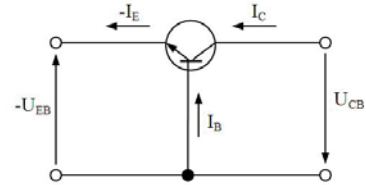
- a) vždy menší než 1
- b) 10 – 100
- c) 100 – 1000
- d) 10³ – 10⁴

63) Proudový zesilovací činitel v zapojení se společnou bází α je

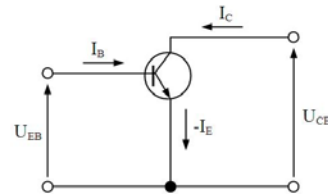
- a) vždy menší než 1
- b) 1 – 10
- c) 100 – 1000
- d) 103 – 104

64) Na obrázku je zapojení bipolárního tranzistoru

- a) se společnou bází
- b) společným kolektorem
- c) společným emitorem

**65) Na obrázku je zapojení bipolárního tranzistoru**

- a) se společnou bází
- b) společným kolektorem
- c) společným emitorem

**66) Proudový zesilovací činitel v zapojení se společným emitorem β je**

- a) vždy menší než 1
- b) vždy menší než -1
- c) vždy větší než 1
- d) vždy roven 1

67) Zapojení tranzistoru se společným emitorem

- a) obrací fázi proudu
- b) obrací fázi napětí
- c) neobrací ani fázi napětí, ani fázi proudu
- d) obrací fázi napětí i proudu

68) Zapojení tranzistoru se společným kolektorem

- a) obrací fázi proudu
- b) obrací fázi napětí
- c) neobrací ani fázi napětí, ani fázi proudu
- d) obrací fázi napětí i proudu

69) Zapojení tranzistoru se společným kolektorem

- a) má velkou vstupní a malou výstupní impedanci
- b) má malou vstupní a velkou výstupní impedanci
- c) má vstupní i výstupní impedance malé
- d) má vstupní i výstupní impedance velké

70) Zapojení tranzistoru se společným emitorem

- a) velkou vstupní a malou výstupní impedanci
- b) malou vstupní a velkou výstupní impedanci
- c) má vstupní i výstupní impedance malé
- d) má vstupní i výstupní impedance velké

71) Výstupní charakteristiky tranzistoru zachycují závislost mezi

- a) kolektorovým proudem I_C a bázovým proudem I_B pro různá napětí U_{CE}
- b) kolektorovým proudem I_C a napětím U_{CE} pro různé proudy báze
- c) proudem báze I_B a napětím U_{BE} pro různé kolektorové proudy I_C
- d) napětím U_{BE} a napětím U_{CE} pro různé proudy báze I_B

72) Hybridní parametr h_{11} vyjadřuje

- a) výstupní admitanci
- b) zpětný napěťový činitel
- c) proudový zesilovací činitel
- d) vstupní impedanci

73) Hybridní parametr h_{12} vyjadřuje

- a) zpětný napěťový činitel
- b) proudový zesilovací činitel
- c) výstupní admitanci
- d) vstupní impedanci

74) Hybridní parametr h_{21} vyjadřuje

- a) zpětný napěťový činitel
- b) výstupní admitanci
- c) vstupní impedanci
- d) proudový zesilovací činitel

75) Hybridní parametr h_{22} vyjadřuje

- a) výstupní admitanci
- b) vstupní impedanci
- c) proudový zesilovací činitel
- d) zpětný napěťový činitel

76) Jednotkový mezní kmitočet bipolárního tranzistoru je definován

- a) poklesem parametru h_{21e0} na hodnotu $h_{21e} = 1$
- b) poklesem parametru h_{21e0} o 3 dB
- c) poklesem parametru h_{21b0} o 3 dB
- d) na nulu

77) Ztrátový výkon tranzistoru je možno vyjádřit vztahem

- a) $P_{Cmax} = \frac{1}{2} \cdot U_{CE} \cdot I_{CE}$
- b) $P_{Cmax} = R_C \cdot I_{CE}$
- c) $P_{Cmax} = U_{CB} \cdot I_B$
- d) $P_{Cmax} = U_{CE} \cdot I_C$

78) Maximální dovolená kolektorová ztráta P_{Cmax} je dána

- a) rozdílem teploty polovodičového přechodu a teploty okolí
- b) maximální dovolenou teplotou přechodu a ochlazovacími podmínkami
- c) velikostí kolektorového proudu
- d) velikostí napětí U_{CE}

79) Mezní napětí U_{CE0} se udává pro

- a) obvod báze emitor spojený nakrátko
- b) rozpojený obvod báze emitor
- c) obvod báze emitor spojený rezistorem
- d) záporné napětí mezi bází a emitorem

80) Mezní napětí U_{CER} se udává pro

- a) rozpojený obvod báze emitor
- b) obvod báze emitor spojený nakrátko
- c) obvod báze emitor spojený rezistorem
- d) záporné napětí mezi bází a emitorem

81) Mezní napětí U_{CEX} se udává pro

- a) záporné napětí v obvodu báze emitor
- b) obvod báze emitor spojený nakrátko
- c) rozpojený obvod báze emitor
- d) obvod báze emitor spojený rezistorem

82) Vzájemný vztah mezních napětí U_{CE} je

- a) $U_{CER} > U_{CE0} > U_{CEX}$
- b) $U_{CE0} > U_{CEX} > U_{CER}$
- c) $U_{CEX} > U_{CER} > U_{CE0}$
- d) $U_{CEX} > U_{CE0} > U_{CER}$

83) Pracovní oblast bipolárního tranzistoru je ve výstupních charakteristikách omezena

- a) mezním proudem kolektoru, mezním napětím U_{CE} a mezním proudem báze
- b) mezním proudem kolektoru, mezním napětím U_{CE} a mezním zesílením h_{21e}
- c) mezním proudem kolektoru, mezním napětím U_{CE} a maximální kolektorovou ztrátou
- d) mezním proudem kolektoru, mezním proudem báze a maximální kolektorovou ztrátou

84) Unipolární tranzistory s izolovaným hradlem mají označení

- a) JFET
- b) MESFET
- c) IGFET
- d) IGBT

85) Unipolární tranzistory s přechodovým hradlem mají označení

- a) JFET
- b) MISFET
- c) MOSFET
- d) IGBT

86) Unipolární tranzistor má tři elektrody označené jako

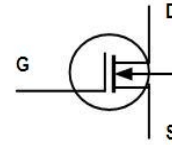
- a) kolektor, báze a emitor
- b) kolektor, gate a emitor
- c) source, drain a gate
- d) source, drain a báze

87) U tranzistorů se strukturou MOSFET je řídicí elektroda od substrátu oddělena

- a) závěrně pólovaným PN přechodem
- b) tenkou vrstvou oxidu
- c) Schottkyho přechodem v závěrném směru
- d) vzduchovou mezerou

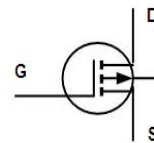
88) Na obrázku je schématická značka tranzistoru

- a) MOSFET s vodivým kanálem N
- b) MOSFET s indukovaným kanálem N
- c) MOSFET s indukovaným kanálem P
- d) JFET s vodivým kanálem P



89) Na obrázku je schématická značka tranzistoru

- a) MOSFET s vodivým kanálem N
- b) MOSFET s indukovaným kanálem N
- c) MOSFET s indukovaným kanálem P
- d) JFET s vodivým kanálem N



90) Tranzistorem typu MOSFET s obohacováním kanálu prochází proud

- a) i při nulovém napětí na řídicí elektrodě
- b) při jakémkoli nenulovém napětí na řídicí elektrodě
- c) tehdy, je-li napětí na řídicí elektrodě větší než určitá prahová hodnota U_P
- d) tehdy, je-li napětí na řídicí elektrodě mezi 0 a U_P

91) Tranzistorem typu MOSFET s ochuzováním kanálu prochází proud

- a) i při nulovém napětí na řídicí elektrodě
- b) při jakémkoli nenulovém napětí na řídicí elektrodě
- c) tehdy, je-li napětí na řídicí elektrodě větší než určitá prahová hodnota
- d) pouze tehdy, je-li napětí na řídicí elektrodě mezi 0 a U_P

92) Tranzistorem typu MOSFET s indukovaným kanálem typu N prochází proud při

- a) $U_{DS} > 0$ a $U_{GS} > 0$
- b) $U_{DS} < 0$ a $U_{GS} > 0$
- c) $U_{DS} > 0$ a $U_{GS} < 0$
- d) $U_{DS} < 0$ a $U_{GS} < 0$

93) Tranzistorem typu MOSFET s vodivým kanálem typu N prochází proud při

- a) $U_{DS} > 0$ a $U_{GS} = 0$
- b) $U_{DS} < 0$ a $U_{GS} > 0$
- c) $U_{DS} < 0$ a $U_{GS} < 0$
- d) $U_{DS} < 0$ a $U_{GS} = 0$

94) Vlastnosti unipolárních tranzistorů se obvykle popisují pomocí

- a) hybridních parametrů
- b) impedančních parametrů
- c) admitančních parametrů
- d) reluktančních parametrů

95) Vstupní odpor tranzistorů FET má velikost až

- a) $10^2 \Omega$
- b) $10^4 \Omega$
- c) $10^8 \Omega$
- d) $10^{15} \Omega$

96) Vlastnosti unipolárního tranzistoru v sepnutém stavu vyjadřuje

- a) saturační napětí U_{DS}
- b) saturační proud I_{DS}
- c) odpor v sepnutém stavu R_{DSon}
- d) strmost nakrátko y_{21}

97) Hlavní výhodou unipolárních tranzistorů oproti bipolárním je

- a) nižší vstupní kapacita
- b) nižší ztrátový výkon
- c) nižší řídicí výkon
- d) nižší saturační napětí

98) Schématická značka znázorňuje

- a) MOSFET s kanálem P
- b) MOSFET s kanálem N
- c) IGFET s kanálem P
- d) dvoubázovou diodu

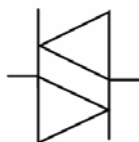


99) Zkratkou UJT se označuje

- a) bipolární tranzistor
- b) unipolární tranzistor typu MOSFET
- c) unipolární tranzistor typu JFET
- d) dvoubázová dioda

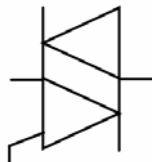
100) Schématická značka znázorňuje

- a) diak
- b) triak
- c) tyristor
- d) dvoubázovou diodu



101) Schématická značka znázorňuje

- a) diak
- b) triak
- c) tyristor
- d) dvoubázovou diodu



102) Schématická značka znázorňuje

- a) diak
- b) triak
- c) tyristor
- d) dvoubázovou diodu



103) Diak je součástka s

- a) jedním PNpřechodem
- b) dvěma PN přechody
- c) třemi PN přechody
- d) čtyřmi PN přechody

104) Diak je

- a) říditelný pomocnou bází
- b) říditelný pomocí elektrody gate
- c) neříditelný
- d) dvoubázová dioda

105) VA charakteristika diaku

- a) je symetrická podle počátku
- b) je symetrická podle řídicího napětí
- c) je nesymetrická
- d) se mění pomocí řídicího napětí

106) Diak se používá pro

- a) spínání proudů ve výkonových obvodech
- b) spínání tyristorů a triaků
- c) spínání výkonových IGBT tranzistorů
- d) spínání výkonových MOSFET tranzistorů

107) Tyristor je prvek

- a) s jedním PN přechodem
- b) se dvěma PN přechody
- c) se třemi PN přechody
- d) čtyřmi PN přechody

108) Tyristor se používá

- a) jako řízený spínač
- b) jako neřízený spínač
- c) jako zesilovač
- d) jako komparátor

109) Strukturu tyristoru je možno principiálně nahradit

- a) diodou a bipolárním tranzistorem
- b) bipolárním a unipolárním tranzistorem
- c) dvěma bipolárními tranzistory
- d) dvěma unipolárními tranzistory

110) Nejpoužívanější tyristorová struktura je (od anody ke katodě)

- a) PNP
- b) NPP
- c) NPN
- d) PNP

111) Tyristor má tři elektrody

- a) anodu, katodu a bázi
- b) anodu, katodu a gate
- c) dvě anody a gate
- d) source, drain a gate

112) Parametry tyristoru v přímém směru se označují indexem

- a) F
- b) R
- c) D
- d) B

113) Parametry tyristoru v závěrném směru se označují indexem

- a) F
- b) R
- c) D
- d) B

114) Parametry tyristoru v blokovacím směru se označují indexem

- a) F
- b) R
- c) D
- d) B

115) VA charakteristiky tyristoru tvoří větve

- a) propustná a závěrná
- b) závěrná a blokovací
- c) propustná a blokovací
- d) propustná, závěrná a blokovací

116) Parametr tyristoru U_{RRM} znamená

- a) opakovatelné špičkové závěrné napětí
- b) neopakovatelné špičkové závěrné napětí
- c) průrazné závěrné napětí
- d) opakovatelné špičkové blokovací napětí

117) Parametr tyristoru U_{RBR} znamená

- a) opakovatelné špičkové závěrné napětí
- b) průrazné závěrné napětí
- c) průrazné blokovací napětí
- d) opakovatelné špičkové blokovací napětí

118) Parametr tyristoru U_{BO} znamená

- a) průrazné blokovací napětí
- b) průrazné závěrné napětí
- c) opakovatelné špičkové blokovací napětí
- d) opakovatelné špičkové závěrné napětí

119) Parametr tyristoru U_{DRM} znamená

- a) průrazné blokovací napětí
- b) opakovatelné špičkové blokovací napětí
- c) průrazné závěrné napětí
- d) opakovatelné špičkové závěrné napětí

120) Parametr tyristoru I_{TAV} (I_{FAV}) znamená

- a) střední hodnotu propustného proudu
- b) střední hodnotu řídicího proudu
- c) neopakovatelnou hodnotu propustného proudu
- d) neopakovatelnou hodnotu blokovacího proudu

121) Parametr tyristoru I_{TSM} znamená

- a) střední hodnotu propustného proudu
- b) neopakovatelnou hodnotu propustného proudu
- c) maximální hodnotu řídicího proudu
- d) opakovatelnou hodnotu propustného proudu

122) Parametr tyristoru I_{GT} znamená

- a) opakovatelnou hodnotu řídicího proudu
- b) neopakovatelnou hodnotu řídicího proudu
- c) zapínací proud
- d) střední hodnotu řídicího proudu

123) Překročením průrazného blokovacího napětí dojde

- a) k sepnutí tyristoru
- b) k vypnutí tyristoru
- c) ke zničení tyristoru
- d) k sepnutí v závěrném směru

124) Příliš velkou strmostí nárůstu blokovacího napětí může dojít

- a) ke zničení tyristoru
- b) k vypnutí tyristoru
- c) k zapnutí tyristoru
- d) k zablokování tyristoru

125) Vypnutí tyristoru je možné

- a) záporným proudovým impulsem do řídicí elektrody
- b) zkratováním řídicí elektrody s katodou
- c) zkratováním řídicí elektrody s anodou
- d) poklesem anodového proudu pod hodnotu proudu vratného

126) Při dosažení přídržného proudu

- a) zůstává tyristor sepnutý i bez přítomnosti řídicího signálu
- b) tyristor vypíná
- c) zůstává tyristor sepnutý pouze při přítomnosti řídicího signálu
- d) tyristor přechází do blokovacího stavu

127) Parametr tyristoru t_q je

- a) zapínací doba
- b) vypínací doba
- c) doba zotavení
- d) komutační náboj

128) Na tyristor je možné přivést blokovací napětí

- a) po uplynutí doby t_q
- b) po uplynutí doby t_{rr}
- c) ihned po zániku anodového proudu
- d) po zániku proudu řídicí elektrodou

129) Triak je součástka

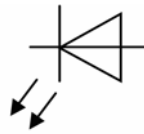
- a) s jedním
- b) se dvěma PN přechody
- c) třemi PN přechody
- d) čtyřmi PN přechody

130) VA charakteristika triaku je tvořena

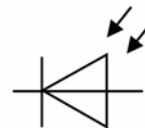
- a) blokovací a propustnou větví (v obou polaritách)
- b) blokovací, závěrnou a propustnou větví
- c) propustnou a závěrnou větví
- d) závěrnou a blokovací

131) Schématická značka znázorňuje

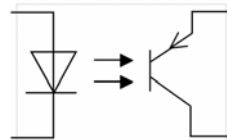
- a) fotoodpor
- b) fotodiodu
- c) LED diodu
- d) optron

**132) Schématická značka znázorňuje**

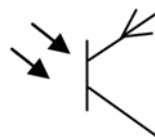
- a) fotoodpor
- b) fotodiodu
- c) LED diodu
- d) optron

**133) Schématická značka znázorňuje**

- a) fotoodpor
- b) fotodiodu
- c) LED diodu
- d) optron

**134) Schématická značka znázorňuje**

- a) fototyristor
- b) fotodiodu
- c) fototranzistor
- d) optron



135) VA charakteristika fotodiody

- a) se neliší od běžné diody, s osvětlením se pouze mění její strmost
- b) úměrně s osvětlením se posunuje směrem k záporným proudům
- c) úměrně s osvětlením se posunuje směrem ke kladným proudům
- d) úměrně s osvětlením se posunuje směrem k záporným napětím

136) Fotodioda v hradlovém režimu

- a) dodává proud do připojené zátěže
- b) se chová jako spotřebič
- c) se chová jako spínač
- d) se chová jako proudový zesilovač

137) Fotodioda v odporovém režimu

- a) se chová jako spotřebič
- b) se chová jako spínač
- c) dodává proud do připojené zátěže
- d) se chová jako proudový zesilovač

138) Fototranzistory jsou

- a) citlivější než fotodiody
- b) stejně citlivé, ale rychlejší
- c) stejně citlivé a teplotně nezávislé
- d) méně citlivé, ale rychlejší

139) Vyšší citlivost fototranzistorů je dána

- a) větší plochou polovodiče než u fotodiody
- b) tranzistorovým jevem
- c) díky použití vysoce dotovaných polovodičů
- d) technologií výroby

140) Elektroluminiscenční dioda

- a) má jeden PN přechod
- b) má dva PN přechody
- c) má tři PN přechody
- d) nemá PN přechod

141) Základním materiálem pro LED diody je

- a) Si
- b) Ge
- c) GaAs
- d) GaSi

142) Co je to optron

- a) vžitě označení laserové diody
- b) vžitě označení LED diody
- c) světlovod
- d) kombinace zdroje světla a světelného detektoru

143) Varistor je nelineární polovodičový prvek, který

- a) nemá PN přechod
- b) má jeden PN přechod
- c) má dva PN přechody
- d) tři PN přechody

144) Varistor se používá

- a) pro ladění vf obvodů
- b) pro ochranu obvodů před přepětím
- c) pro měření teploty
- d) pro spínání tyristorů

145) Termistor je polovodičový prvek používaný

- a) pro ladění vf obvodů
- b) pro ochranu obvodů před přepětím
- c) pro měření teploty
- d) pro spínání tyristorů

146) Součástka označovaná jako NTC se používá

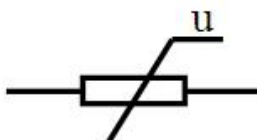
- a) pro měření teploty a má kladný teplotní koeficient
- b) pro měření teploty a má záporný teplotní koeficient
- c) pro unipolární spínače a má vodivost typu N
- d) pro unipolární spínače a má vodivost typu P

147) Součástka označovaná jako PTC se používá

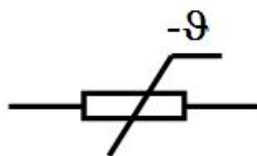
- a) pro měření teploty a má kladný teplotní koeficient
- b) pro měření teploty a má záporný teplotní koeficient
- c) pro unipolární spínače a má vodivost typu N
- d) pro unipolární spínače a má vodivost typu P

148) Schématická značka znázorňuje

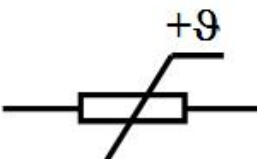
- a) termistor NTC
- b) termistor PTC
- c) varistor
- d) fotoodpor

**149) Schématická značka znázorňuje**

- a) termistor NTC
- b) termistor PTC
- c) varistor
- d) fotoodpor

**150) Schématická značka znázorňuje**

- a) termistor NTC
- b) termistor PTC
- c) varistor
- d) fotoodpor



4. Základní elektronické obvody



Čas ke studiu: 10 hodin



Cíl Po prostudování tohoto odstavce budete umět

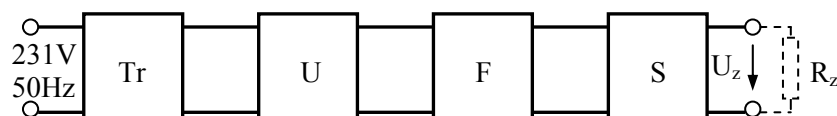
- vysvětlit funkci základních elektronických obvodů
- popsat základní části a obvodová řešení síťových napájecích zdrojů



Výklad

4.1. Síťové napájecí zdroje

Pro napájení elektronických zařízení z rozvodné sítě se používají síťové napájecí zdroje, které slouží k získání stejnosměrných napětí potřebných pro činnost elektronických obvodů, ze kterých je dané zařízení složeno. Obr.4.1. ukazuje blokové schéma síťového napájecího zdroje.



Obr. 4.1. Blokové schéma síťového napájecího zdroje

Síťový napájecí zdroj obsahuje tyto základní části: **síťový transformátor** (Tr), **usměrňovač** (U), **vyhlazovací filtr** (F), **stabilizátor napětí** (S). Střídavé napětí z rozvodné sítě je pomocí síťového transformátoru sníženo na napětí vhodné pro získání požadovaného stejnosměrného napětí. K přeměně střídavého napětí na stejnosměrné napětí slouží usměrňovače. Poněvadž výstupní napětí usměrňovače obsahuje střídavou složku, která se může částečně přenášet do užitečného signálu zpracovávaného elektronickými obvody, je k výstupu usměrňovače připojen vyhlazovací filtr, který zmenšuje zvlnění stejnosměrného napětí. Většina elektronických zařízení vyžaduje pro svou činnost konstantní stejnosměrné napětí, jehož hodnota je nezávislá na změnách síťového napětí a změnách zatěžovacího proudu. Proto je za usměrňovač s filtrem připojen stabilizátor napětí.

4.1.1. Usměrňovače

Usměrňovače jsou zařízení, která slouží k přeměně střídavé elektrické energie na stejnosměrnou, přičemž základními stavebními prvky, které se při jejich stavbě používají jsou usměrňovací diody (případně tyristory), přičemž je využita základní vlastnost přechodu P-N – **usměrňující schopnost**.

Usměrňovače můžeme rozdělit podle několika hledisek:

a) *podle počtu fází*

- 1) **jednofázové** – slouží především pro napájení menších elektronických zařízení
- 2) **trojfázové** – napájecí zdroje výkonových obvodů – měniče, ss motory apod.
- 3) **m-fázové**

b) *podle způsobu řízení*

- 1) **neřízené** – usměrňovače s diodami
- 2) **polořízené** – usměrňovače s diodami a tyristory
- 3) **řízené** – usměrňovače s tyristory

c) *podle způsobu zapojení*

- 1) **uzlové**
- 2) **můstkové**
- 3) **jednocestné**

d) *podle tvaru usměrněného napětí*

- 1) **jednopulsní**
- 2) **dvojpulsní**
- 3) **trojpulsní**
- 4) **šestipulsní**
- 5) **n-pulsní**

Při výpočtech usměrňovacích obvodů jsou provedena určitá zjednodušení: zanedbání závěrného proudu diody, přechod ze závěrného do propustného směru je pokládán za ideální (jsou zanedbány komutační vlastnosti prvků, což je možno pro všechny typy současných křemíkových diod při usměrňování střídavého napětí průmyslové frekvence). V dalších kapitolách jsou uvažovány jen jednofázové usměrňovače malého výkonu.

Pro napájení usměrňovačů s malým výstupním napětím je nutná transformace síťového napětí 231V, 50Hz na požadovanou hodnotu napětí pomocí napájecího transformátoru, který zároveň může sloužit k izolačnímu oddělení elektronického zařízení od napájecí rozvodné sítě.

Pro výrobu transformátoru se nejčastěji užívají jádra složená z plechu E, I, nebo novější typy s jádrem C vyrobeného z orientovaného plechu. Vínutí je provedeno z měděných vodičů se smaltovanou izolací kruhového nebo obdélníkového průřezu. Pro běžnou technickou praxi vyhovuje přibližný návrh napájecího transformátoru (přesný výpočet lze nalézt v literatuře). Přenášený výkon z primární na sekundární stranu je možno určit ze vztahu

$$P = \frac{1}{\eta} \sum_{i=1}^n U_i I_i \quad [\text{W, V, A}] \quad (4.1.)$$

η účinnost transformátoru 0,8 - 0,95

U_i, I_i efektivní hodnoty napětí a proudu sekundárního vinutí transformátoru

Průřez jádra transformátoru určíme ze vztahu:

$$S \cong \sqrt{\frac{P}{B}} \quad [\text{cm}^2, \text{W}, \text{T}] \quad (4.2a.)$$

kde hodnota magnetické indukce $B = 0,9$ až $1,1$ T u EI jádra, $1,5$ T u C jádra. Nejčastěji se volí $B = 1$ T, pak je průřez jádra transformátoru dán vztahem:

$$S \cong \sqrt{P} \quad [\text{cm}^2, \text{W}] \quad (4.2b.)$$

Rovnice (4.2a,b.) platí pro běžné hodnoty frekvence $f = 50$ Hz a proudové hustoty $J_s = 2,5$ až $3,5$ A/mm².

Počet závitů na volt určuje vztah:

$$N_{1V} = \frac{1}{4,44 fBS} \quad (4.3.)$$

pro $f = 50$ Hz

$$N_{1V} \cong \frac{45}{BS} \quad [\text{V}^{-1}, \text{T}, \text{cm}^2] \quad (4.4.)$$

počet závitů jednotlivých vinutí určíme podle vztahu:

$$N_i = k_u N_{1V} U_i \quad [\text{V}^{-1}, \text{V}] \quad (4.5.)$$

$k_u = 0,92$ až $0,97$ pro primární vinutí

$k_u = 1,03$ až $1,05$ pro sekundární vinutí

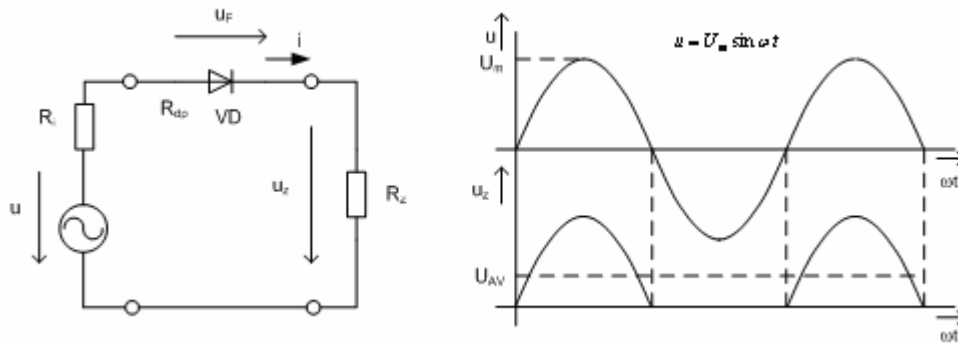
Průměry vodičů vinutí se určí ze znalosti proudu tekoucího vinutím ze vztahu:

$$d_i^2 = \frac{I_i}{0,785 J_s} \quad [\text{mm}, \text{A}, \text{A/mm}^2] \quad (4.6.)$$

kde proudová hustota J_s může nabývat hodnot $2,5$ A/mm² (pro vnitřní vinutí) až 4 A/mm² (pro vnější vinutí). Po předběžném výpočtu se provede kontrola, zda se vnitřní vinutí vejde do okna transformátoru s ohledem na proklady vrstev, impregnaci apod. Pro provoz transformátoru je nutné zajistit jeho dobré chlazení (ochlazovací plocha $2 - 3$ cm²W⁻¹).

4.1.1.1. Jednofázový jednocestný jednopulsní usměrňovač

Obr. 4.2. ukazuje základní zapojení jednocestného jednopulsního usměrňovače s odporovou zátěží.



Obr.4.2. Jednosměrný usměrňovač s odporovou zátěží

Vnitřní odpor usměrňovače je tvořen diferenciálním odporem diody v propustném směru a vnitřním odporem zdroje napětí

$$R_s = R_{dp} + R_i \quad (4.7.)$$

Pro amplitudu proudu pak platí

$$I_m = \frac{U_m}{R_s + R_z} \quad (4.8.)$$

Střední hodnota usměrněného proudu je dána vztahem

$$I_{AV} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_m \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{I_m}{2\pi} [-\cos(\omega t)]_0^{\pi} = \frac{I_m}{\pi} \quad (4.9.)$$

Napětí na zátěži vytvořené proudem I_{AV}

$$U_{AV} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} [U_m \sin(\omega t) - R_s I_m \sin(\omega t)] d(\omega t) = \frac{U_m - R_s I_m}{\pi} = \frac{U_m}{\pi} - R_s I_{AV} \quad (4.10.)$$

Při výstupu usměrňovače naprázdno ($I_{AV} = 0$) je napětí

$$U_{AV0} = \frac{U_m}{\pi} = \frac{\sqrt{2}U}{\pi} \cong 0,45 U \quad (4.11.)$$

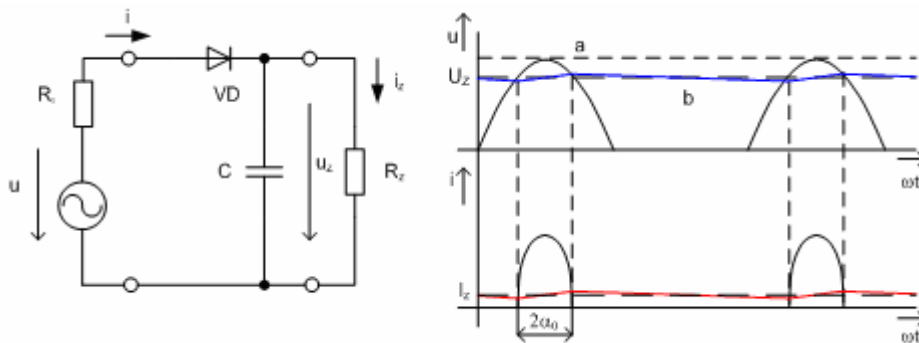
Při chodu nakrátko je hodnota usměrňovače ($R_Z = 0$)

$$I_{AVk} = \frac{U_m}{\pi \cdot R_s} \quad (4.12.)$$

Dioda je namáhána závěrným napětím

$$U_{Rm} = U_m \quad (4.13.)$$

Nevýhodou uvedeného zapojení je velké zvlnění usměrněného napětí, které se zmenšuje filtrací pomocí filtru, jenž propouští na zátěž jen stejnosměrnou složku a odstraní nežádoucí, vyšší harmonické. Tento lze realizovat buď pomocí sběrného kondenzátoru (filtr typu dolnofrekvenční propust), nebo v sérii se zátěží zapojenou nárazovou tlumivkou (filtr typu hornofrekvenční zadrž). Základní zapojení jednocestného usměrňovače se sběracím kondenzátorem ukazuje obr. 4.3.



Obr. 4.3. Jednocestný usměrňovač s kapacitním filtrem
a) bez zátěže b) s odporovou zátěží

Činitel zvlnění, který je určen poměrem střídavé a stejnosměrné složky výstupního napětí usměrňovače, je možno pro toto zapojení vyjádřit vztahem

$$p \cong 600 \frac{I_z}{U_z C} \quad [%, \text{mA}, \text{V}, \mu\text{F}] \quad (4.14.)$$

a platí pro síťový kmitočet $f = 50 \text{ Hz}$.

Napěťové namáhání diody

$$U_{Rm} = 2U_m \quad (4.15.)$$

Nabíjecí proces je dán nabíjecí časovou konstantou $\tau_N = R_s \cdot C$ a navíc závisí na kmitočtu, neboť počet aktivních časových úseků závisí na kmitočtu.

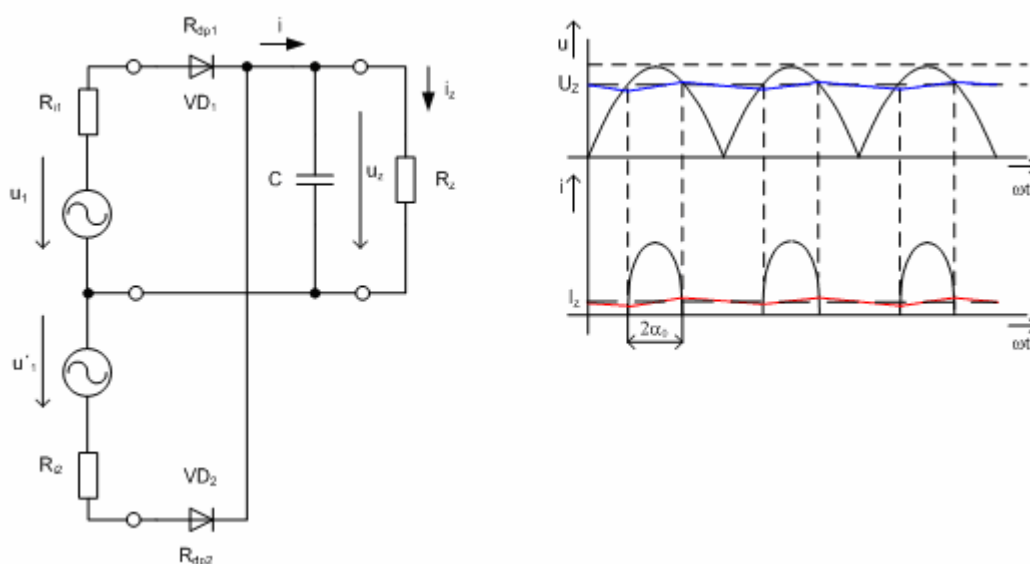
Při dimenzování diod vycházíme z následujících vztahů

$$I_{FAV} > I_z \quad , \quad U_{RRM} > 2U_m \quad , \quad I_{FSM} > \frac{U_m}{R_s} \quad (4.16.)$$

Přičemž I_{FAV} je přípustná střední hodnota propustného proudu diody při kapacitní zátěži.

4.1.1.2. Jednofázový dvoucestný dvoupulsní usměrňovač

Menšího zvlnění výstupního usměrněného napětí na výstupu usměrňovače lze dosáhnout tzv. uzlovým nebo můstkovým zapojením. Obr. 4.4. ukazuje uzlové zapojení jednofázového usměrňovače s kapacitním filtrem.



Obr. 4.4. Jednofázový dvoucestný dvoupulsní usměrňovač v uzlovém zapojení
a) bez kapacitního filtru b) s kapacitním filtrem

U dvoucestného zapojení bez kapacitního filtru je střední hodnota usměrněného a napětí dána vztahy

$$I_{AV} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_m \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{I_m}{\pi} [-\cos(\omega t)]_0^{\pi} = \frac{2I_m}{\pi} \quad (4.17.)$$

$$U_{AV} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} [U_m \sin(\omega t) - R_s I_m \sin(\omega t)] d(\omega t) = \frac{2U_m - R_s \cdot 2I_m}{\pi} = \frac{2U_m}{\pi} - R_s I_{AV} \quad (4.18.)$$

Napětí při chodu naprázdno

$$U_{AV0} = \frac{2U_m}{\pi} = \frac{2\sqrt{2}U}{\pi} \cong 0,9U \quad (4.19.)$$

Proud při chodu nakrátko

$$I_{AVk} = \frac{2U_m}{\pi R_s} \quad (4.20.)$$

Namáhání diod v závěrném směru

$$U_{Rm} = 2U_m \quad (4.21.)$$

Dimenzování diod

$$I_{FAV} > \frac{I_z}{2} \quad , \quad U_{RRM} > 2U_m \quad , \quad I_{FSM} > \frac{U_m}{R_s} \quad (4.22.)$$

Přičemž $I_{FAV} >$ je přípustná střední hodnota propustného proudu diody při kapacitní zátěži. U dvoucestného uzlového zapojení s kapacitním filtrem je během každé periody dobíjen kondenzátor dvakrát. Činitel zvlnění usměrňovače je možno určit ze vztahu

$$p \cong 300 \frac{I_z}{U_z C} \quad [\%, \text{ mA}, \mu\text{F}] \quad (4.23.)$$

Obr. 4.5 ukazuje můstkové zapojení dvoupulsního usměrňovače, jehož výhodou je, že napájecí transformátor je jednodušší (úspora mědi), i když je zapotřebí dvojnásobného počtu usměrňovacích diod (dvojnásobný úbytek napětí na diodách). Pro hodnoty napětí, proudu a činitele zvlnění platí stejné vztahy 4.17., 4.18., 4.19., 4.20, 4.23. Napěťové namáhání diod je poloviční

$$U_{Rm} = U_m \quad (4.24.)$$

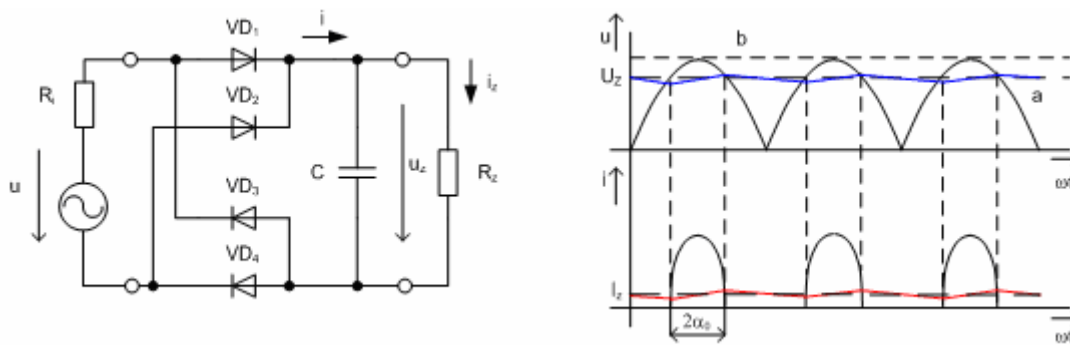
Vnitřní odpor usměrňovače je větší, poněvadž jsou v usměrňovací cestě zapojeny dvě diody v sérii.

$$R_s = 2R_{dp} + R_i \quad (4.25.)$$

Dimenzování diod

$$I_{FAV} > \frac{I_z}{2} \quad , \quad U_{RRM} > U_m \quad , \quad I_{FSM} > \frac{U_m}{R_s} \quad (4.26.)$$

Přičemž I_{FAV} je přípustná střední hodnota propustného proudu diody při kapacitní zátěži.



Obr. 4.5. Jednofázový dvoucestný dvoupulsní usměrňovač v můstkovém zapojení
a) s kapacitním filtrem b) bez kapacitního filtru

Výpočet hodnoty filtrační kapacity se provádí často pomocí momogramů, kde jsou vyneseny pro různé hodnoty součinu $f \cdot R_s \cdot C$ různé závislosti parametrů usměrňovače např. zvlnění na normovaném zatěžovacím odporu

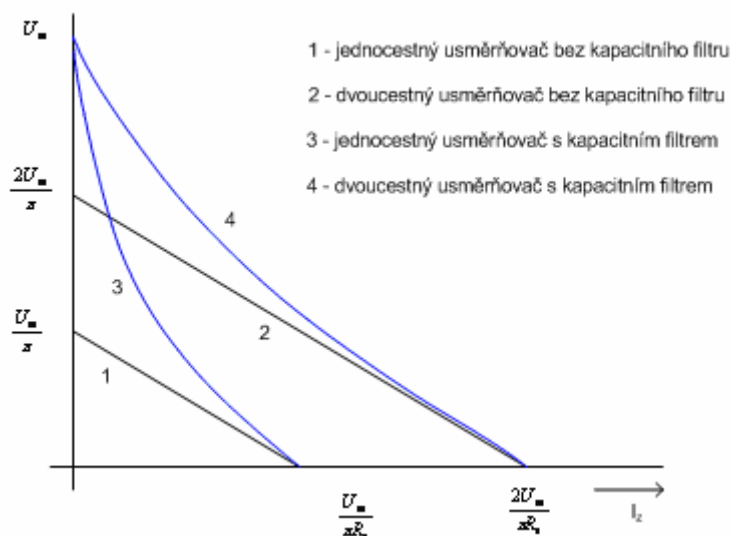
Při prvním připojení usměrňovače k napájecí síti může dojít ke zničení usměrňovacích diod nadměrným nabíjecím proudem vyhlazovacího kondenzátoru, který nesmí přesáhnout hodnotu I_{FSM} diody. Může-li k tomuto jevu dojít, předřazuje se ochranný odpor R_{omin} , který omezí nabíjecí proud.

Při filtraci napětí o nízkém kmitočtu nebo protéká-li filtrem vysoká hodnota zatěžovacího proudu, je nutno použít L nebo LC filtr, který vykazuje malý úbytek napětí na indukčnosti a vysokou filtrační schopnost. Nevýhodou je velká hmotnost (užití prakticky jen u výkonových usměrňovačů). Minimální indukčnost tlumivky lze přibližně určit z nerovnosti.

$$L_{min} \geq \frac{R_z}{20f} \quad (4.27.)$$

Za R_z dosazujeme v případě proměnného odběru největší hodnotu (nejmenší proud).

Obr. 4.6. ukazuje zatěžovací charakteristiky jednotlivých usměrňovačů.



Obr. 4.6. Zatěžovací charakteristiky usměrňovačů

4.1.2. Filtrace napětí

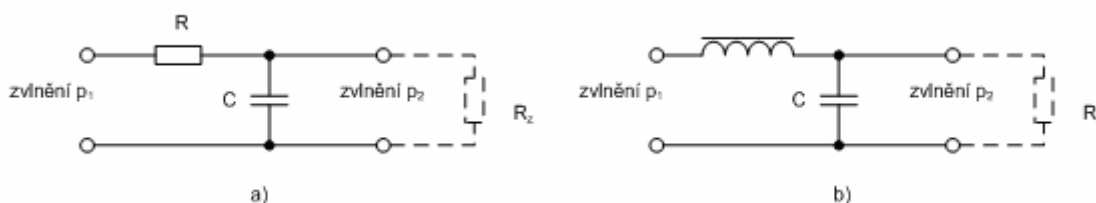
Pro napájení některých citlivějších obvodů je nutné napájecí napětí dále filtrovat. Informační přípustné zvlnění pro některé obvody udává následující tabulka :

Typ zařízení	p [%]
Mikrofonní předzesilovač	0,001
Nf zesilovač přijímačů	0,05
Koncové zesilovače třídy A	0,5
Stabilizátory	1
Koncové zesilovače třídy B	5

Tabulka 4.1. Přípustná zvlnění napětí

Pro zmenšení zvlnění používáme vyhlazovací filtry. V zásadě se používají pasivní filtry:

- odporové - RC (obr. 4.7a)
- tlumivkové - LC (obr. 4.7b)



Obr. 4.7. Pasivní filtry
a) RC b) LC

Výhodou odporových filtrů jsou malé rozměry, hmotnost a nízká cena, nevýhodou je úbytek napětí na odporu, o který se snižuje výsledné napětí zdroje. Účinnost filtru posuzujeme podle činitele filtrace (vyhlazení), který udává kolikrát zmenšuje filtr amplitudu první harmonické.

$$\varphi = \frac{U_{zv1}}{U_{zv2}} = \frac{p_1}{p_2} \quad (4.28.)$$

Pro RC filtry lze odvodit vztah pro činitel filtrace ve tvaru

$$\varphi = \sqrt{\left(1 + \frac{R}{R_z}\right)^2 + (m\omega RC)^2} = m\omega RC \quad \text{pro } R_z \gg R \quad (4.29.)$$

Pro RC filtry dosahuje činitel filtrace hodnot $10 \div 200$.

Označíme-li činitel zvlnění na sběracím kondenzátoru p_1 , pak činitel zvlnění na výstupu filtru je dán přibližně vztahy ($f = 50$ Hz):

$$p_2 \cong \frac{3200 p_1}{RC} \quad [%, \%, \Omega, \mu\text{F}] \quad (4.30.)$$

pro jednocestné usměrnění

$$p_2 \cong \frac{1600 p_1}{RC} \quad [%, \%, \Omega, \mu\text{F}] \quad (4.31.)$$

pro dvoucestné usměrnění.

Tlumivkové filtry dosahují poměrně velkého potlačení střídavé složky, bez zdatelného úbytku usměrněného napětí. Jejich nevýhodou jsou větší rozměry, hmotnost a vyšší cena v porovnání s RC filtry.

Činitel filtrace φ je dán vztahem

$$\varphi = \sqrt{(1 - m^2 \omega^2 LC)^2 + \left(\frac{m\omega L}{R_z}\right)^2} = m^2 \omega^2 LC \quad (4.32.)$$

$$(m^2 \omega^2 LC)^2 \gg \left(\frac{m\omega L}{R_z}\right)^2$$

Činitel filtrace pro LC filtry dosahuje hodnot řádově 10^2 .

Výsledný činitel zvlnění je určen přibližně vztahy ($f = 50$ Hz):

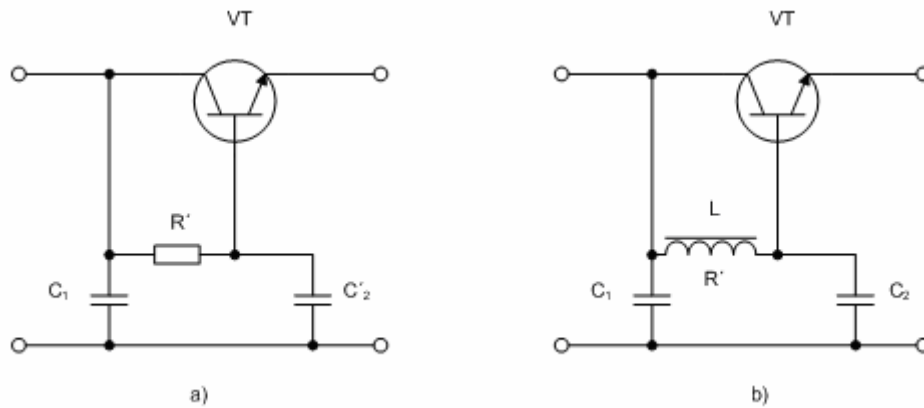
$$p_2 = \frac{10 p_1}{LC} \quad [%, \%, \text{H}, \mu\text{F}] \quad (4.33.)$$

pro jednocestné usměrnění

$$p_2 = \frac{2,5 p_1}{LC} \quad [%, \%, \text{H}, \mu\text{F}] \quad (4.34.)$$

pro dvoucestné usměrnění.

Ke zmenšení rozměrů a hmotnosti vyhlazovacích filtrů lze s výhodou využít tranzistory (obr. 4.8.)



Obr. 4.8. Tranzistorové vyhlazovací filtry
a) RC b) LC

Použitím tranzistorového vyhlazovacího filtru s RC článkem lze dosáhnout stejného činitele filtrace s kondenzátorem o kapacitě dané vztahem

$$C_2' \cong \frac{C}{\beta} \quad [\mu\text{F}, \mu\text{F}] \quad (4.35.)$$

Kromě toho lze v tranzistorovém filtru použít podélného tranzistoru R s mnohem větší hodnotou odporu než je hodnota R v původním filtru, poněvadž proud procházející tranzistorem R' je β - krát menší než proud celého filtru.

Tranzistorový filtr s LC článkem umožní použít pro stejný činitel zvlnění a stejný proud procházející filtrem stejnou indukčnost, ovšem s větším odporem vinutí R' , jenž je dán vztahem

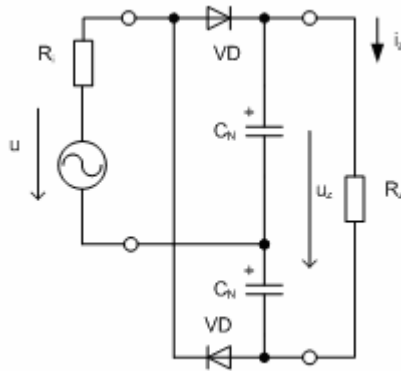
$$R' \cong \beta R \quad (4.36.)$$

kde R je odpor vinutí tlumivky původního filtru a β je proudový zesilovací činitel tranzistoru v zapojení SE.

Pokud by při požadavku velmi malého zvlnění při nevhodně velkém poměru R_s/R_z (tj. při velkém odebírání proudu při malém napětí) vycházel kondenzátor C větší kapacity než $5 \cdot 10^3 \mu\text{F}$ je lépe ve funkci filtru použít elektronický (tranzistorový nebo integrovaný) stabilizátor napětí.

4.1.3. Zdvojovače a násobiče napětí

Zvýšení napětí beze změny sekundárního napětí napájecího transformátoru je možné např. Greinacherovým zdvojovačem napětí, zejména v těch případech, kdy nejsou požadavky na malé zvlnění stejnosměrného napětí (obr. 4.9.).



Obr. 4.9. Zdvojovač napětí

Hodnota napětí při výstupu naprázdno ($R_Z \rightarrow \infty$)

$$U_{Z \max} \cong 2 U_m \quad (4.37.)$$

Zvlnění

$$p \cong 1250 \frac{I_Z}{U_Z \cdot C_N} \quad [\%, \text{mA}, \text{V}, \mu\text{F}] \quad (4.38.)$$

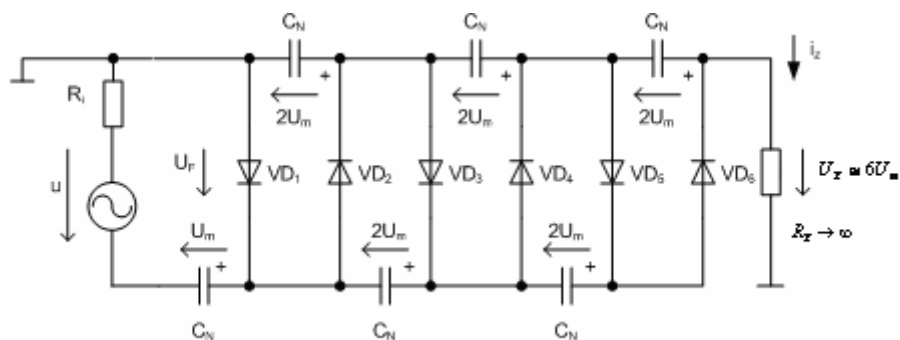
Mnohonásobné zvýšení usměrněného napětí lze získat Delonovým násobičem napětí (obr. 4.10.). Aplikuje se vždy tehdy, kdy při jiném zvoleném typu usměrňovače by bylo nutné velké napájecí napětí, a tím by rostly požadavky na izolaci transformátoru.

Maximální hodnota usměrněného napětí pro $R_Z \rightarrow \infty$ je dána vztahem

$$U_{Z \max} \cong n U_m \quad (4.39.)$$

Namáhání diod v závěrném směru

$$U_{Rm} = 2 U_m \quad (4.40.)$$



Obr. 4.10. Delonův násobič napětí

Při zatížení:

$$U_Z = n (U_m - U_F) - R_i I_Z \quad (4.41.)$$

$$I_Z = \frac{U_Z}{R_Z} \quad (4.42.)$$

$$n = \frac{U_z + R_i I_Z}{U_m - U_F} \quad (4.43.)$$

$$C_N \cong 600 \frac{I_Z}{U_Z \cdot p} \quad [\mu\text{F}, \text{mA}, \text{V}, \%] \quad (4.44.)$$

4.1.4. Stabilizátory a regulátory stejnosměrného napětí

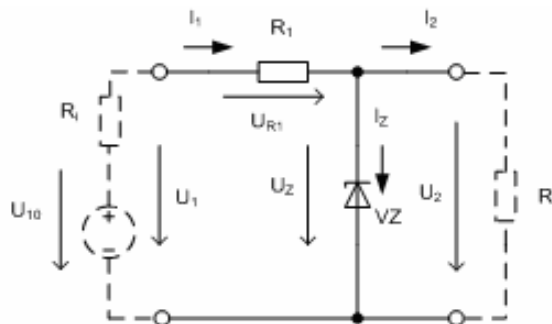
Většina elektronických obvodů vyžaduje pro zajištění správné funkce napájení ze zdroje konstantního napětí. Je-li zařízení napájeno ze sítě, je nutné za usměrňovač s filtrem zařadit vhodný stabilizátor nebo regulátor napětí, protože napětí na výstupu usměrňovače se může měnit v důsledku kolísání napětí napájecí sítě, případně v důsledku zvýšeného odběru ze zdroje. U jednotlivých elektronických zařízeních, které nevyžadují velkou přesnost stabilizace, se často používají tzv. **parametrické stabilizátory** využívající vlastnosti nelineárních prvků, zejména Zenerovy diody. Základní zapojení parametrického stabilizátoru napětí se Zenerovou diodou ukazuje obr. 4.11.

Vlastnosti stabilizátoru jsou charakterizovány činitelem stabilizace S a vnitřním odporem R_i . Činitel stabilizace je definován vztahem

$$S = \frac{dU_1}{dU_2} \frac{U_2}{U_1} \cong \frac{\Delta U_1}{\Delta U_2} \frac{U_2}{U_1} \quad \text{při } R_Z = \text{konst.} \quad (4.45.)$$

Vnitřní odpor stabilizátoru je definován vztahem

$$R_i = \frac{dU_2}{dI_2} \cong \frac{\Delta U_2}{\Delta I_2} \quad \text{při } U_i = \text{konst.} \quad (4.46.)$$



Obr. 4.11. Parametrický stabilizátor se Zenerovou diodou

Pro parametrický stabilizátor se Zenerovou diodou platí (obr. 4.11.) platí

$$I_1 = I_Z + I_2 \quad \text{při } U_1 = \text{konst.}, R_Z = \text{konst.} \quad (4.47.)$$

$$U_2 = U_Z \quad (4.48.)$$

Při proměnném napětí na vstupu stabilizátoru ($U_1 \neq \text{konst.}, R_Z = \text{konst.}$) platí:

$$\Delta I_1 = \Delta I_Z \quad (4.49.)$$

$$\Delta U_2 = \Delta U_Z = R_{dZ} \Delta I_Z = R_{dZ} \Delta I_1 \quad (4.50.)$$

$$\Delta U_1 = (R_1 + R_{dZ}) \Delta I_1 \quad (4.51.)$$

Činitel stabilizace

$$S = \frac{(R_1 + R_{dZ}) U_Z}{R_{dZ} U_1} \quad (4.52.)$$

Při proměnném proudovém odběru ($U_1 = \text{konst.}, R_Z \neq \text{konst.}$) platí:

$$|\Delta I_2| = |\Delta I_Z| \quad (4.53.)$$

$$\Delta U_2 = \Delta U_Z \quad (4.54.)$$

Vnitřní odpor

$$R_i = \frac{\Delta U_Z}{\Delta I_Z} = R_{dZ} \quad (4.55.)$$

Při návrhu stabilizátoru podle obr. 4.11. vycházíme za následujících předpokladů:

Usměrňovač s filtrem představuje zdroj s napětím naprázdno U_{10} v sérii s vnitřním odporem R_i , přičemž svorkové napětí U_1 se mění v důsledku změn napětí napájecí sítě v rozsahu $\pm \Delta U_1$. V důsledku těchto změn se mění i proudy tekoucí rezistorem R_1 a Zenerovou diodou. V ustáleném stavu, kdy $\Delta U_1 = 0$, platí:

$$I_1 = I_Z + I_2 = \text{konst.} \quad (4.56.)$$

Proud I_Z se mění vlivem kolísání napětí. A změn zátěže v rozsahu:

$$0,2 I_{Z_{\max}} \leq I_Z \leq I_{Z_{\max}} \quad (4.57.)$$

(Zenerovo napětí je definováno obvykle jako napětí při $I_Z \cong 0,2 I_{Z_{\max}}$, při menších proudcích nemá Zenerova dioda zaručené parametry).

Proud zátěže se mění v rozsahu

$$I_{2\min} \leq I_2 \leq I_{2\max} \quad (4.58.)$$

Při návrhu stabilizátoru vycházíme ze zadaných hodnot napětí $U_1 \pm \Delta U_1$, U_2 a z proudového odběru ze stabilizátoru $I_{2\min} + I_{2\max}$, přičemž zvolíme typ Zenerovy diody tak, že $U_Z = U_2$. Pro zajištění správné funkce stabilizátoru je nutné, aby při minimálním napětí na vstupu a maximálním odběru $I_{2\max}$ proud tekoucí Zenerovou diodou nebyl menší než $0,2 I_{Z\max}$, a naopak při maximálním napětí na vstupu stabilizátoru a minimálním odběru $I_{2\min}$, nesmí být překročen maximální proud Zenerovou diodou $I_{Z\max}$.

Pro hodnotu odporu rezistoru platí R_1 platí:

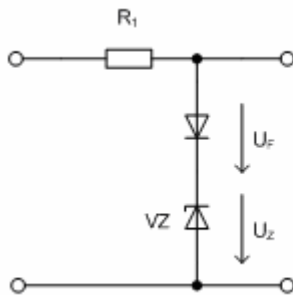
$$\frac{U_1 - \Delta U_1 - U_Z}{0,2 I_{Z\max} + I_{2\max}} \geq R_1 \geq \frac{U_1 + \Delta U_1 - U_Z}{I_{Z\max} + I_{2\min}} \quad (4.59.)$$

$$R_{1\max} \geq R_1 \geq R_{1\min} \quad (4.60.)$$

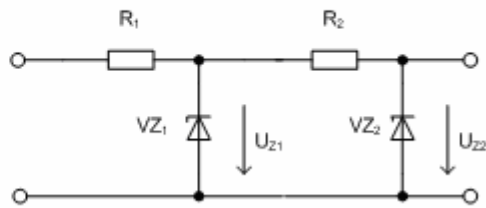
Zenerova dioda je nejvíce zatěžována v případě minimálního odběru $I_{2\min}$.

Velikost výstupního napětí je také ovlivňována změnami teploty okolí, přičemž změna je dána teplotním koeficientem diody. Zenerovy diody s napětím $U_Z < 6$ V mají teplotní součinitel TKU_Z záporný a s $U_Z > 6$ V kladný. Vliv změny teploty lze částečně eliminovat sériovým spojením běžné diody v propustném směru se Zenerovou diodou. Poněvadž teplotní koeficient propustného napětí diod je záporný, lze této kompenzace použít jen u Zenerových diod s kladným teplotním koeficientem TKU_Z (obr. 4.12.).

Pro zvýšení činitele stabilizace je možné použít kaskádní zapojení dvou parametrických stabilizátorů (obr. 4.13.).

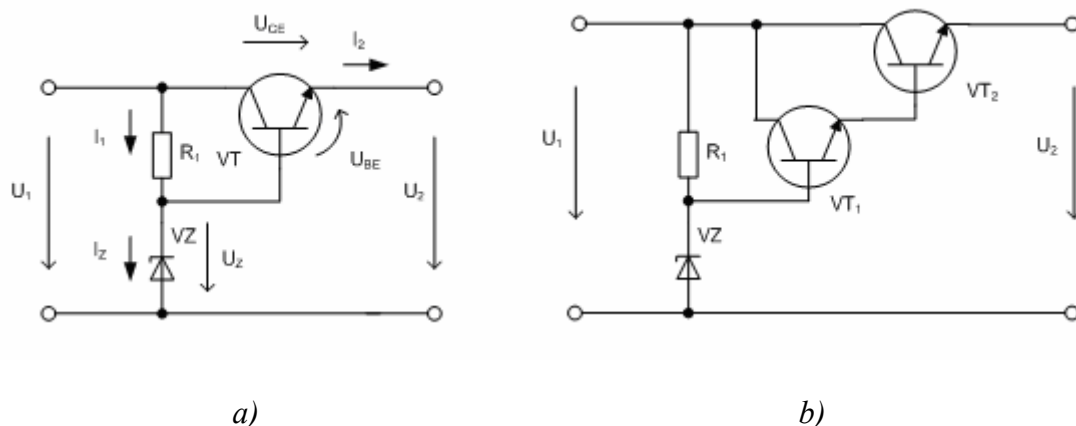


Obr. 4.12. Kompenzace teplotního součinitele Zenerova napětí



Obr. 4.13. Kaskádní zapojení parametrických stabilizátorů

Požadujeme-li větší proudový odběr z parametrického stabilizátoru, je výhodné na výstup stabilizátoru připojit emitorový sledovač s vysokým výkonovým zesílením (obr. 4.14.).



Obr. 4.14. Parametrický stabilizátor s emitorovým sledovačem

Výstupní napětí stabilizátoru podle obr. 4.14a. je dáno vztahem

$$U_2 = U_Z - U_{BE} \quad (4.61.)$$

Výstupní proud určuje vztah ($I_C \approx I_E$, $I_B \rightarrow 0$)

$$I_2 \approx \beta I_B \quad (4.62.)$$

Výstupní odpor (vnitřní odpor) stabilizátoru je dán vztahem

$$R_i = -\frac{dU_2}{dI_2} \approx -\frac{dU_{BE}}{dI_C} = \frac{1}{y_{21e}} = \frac{U_T}{T_C} \quad (4.63.)$$

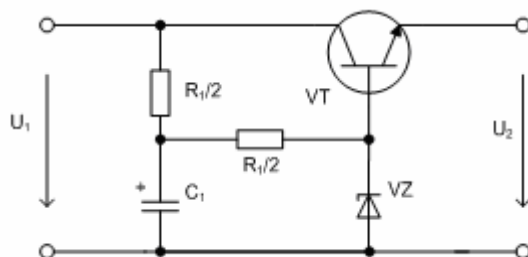
Návrh odporu rezistoru R_1 a Zenerovy diody je stejný jako v předchozím případě bez emitorového sledovače. Ještě většího odběru ze stabilizátoru je možné docílit připojením zesilovače v Darlingtonově zapojení, u kterého lze dosáhnout toho, že parametrický stabilizátor se Zenerovou diodou nebude takřka zatížen ($I_B \rightarrow 0$), přičemž výsledné proudové zesílení je dáno vztahem

$$\beta = \beta_{T1} \beta_{T2} \quad (4.64.)$$

Činitel stabilizace dosahuje téměř teoretické hodnoty

$$S \approx \frac{U_Z}{I_Z \cdot R_{dZ}} \quad (4.65.)$$

Zvýšení filtrace pulsujícího napětí na výstupu diodového usměrňovače, který napájí parametrický stabilizátor, je možné, zapojíme-li ho podle obr. 4.15.



Obr. 4.15. Zvýšení činitele filtrace

V tomto případě je možné použít kondenzátor s mnohem menší hodnotou kapacity, neboť toto zapojení kondenzátoru je ekvivalentní připojení kondenzátoru na vstupní napájecí svorky s kapacitou

$$C_2 \cong \beta C_1 \quad (4.66.)$$

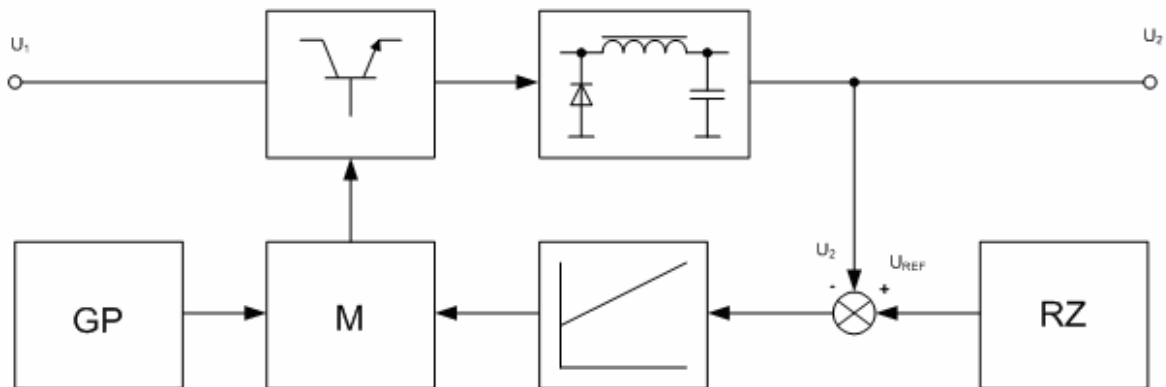
Parametrické stabilizátory (bez emitorového sledovače) mají řadu nevýhod, ke kterým patří zejména:

- vnitřní odpor stabilizátoru je závislý na typu použité Zenerovy diody a nelze ho účinně zmenšovat ($R_i = R_{dz}$)
- při proměnném proudovém odběru klesá činitel stabilizace S na velmi nízkou hodnotu
- výstupní napětí nelze regulovat
- velikost maximálního výstupního proudu je závislá na maximálním proudu Zenerovy diody
- na odporu R_1 se ztrácí velký výkon

V náročnějších aplikacích se proto používají elektronické regulátory stejnosměrného napětí, což jsou v podstatě obvody se zesilovačem a silnou zápornou zpětnou vazbou (tzv. degenerativní stabilizátor). Vnitřní odpor (výstupní odpor) regulátorů napětí je velmi malý, proto jsou tato zařízení citlivá na proudové přetížení. Regulátory jsou pak často doplněny elektronickou proudovou ochranou. Regulátory je možné rozdělit podle provozu na:

- regulátory se spojitým provozem (proporcionální - obr. 4.19.)
- regulátory s nespojitým provozem (impulsní - obr. 4.16.)

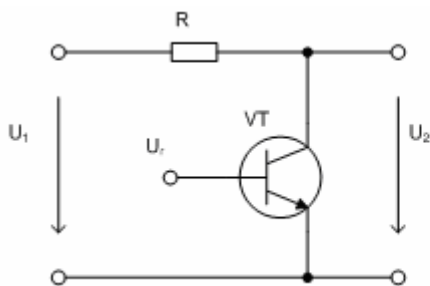
V případě spojitého regulátoru je výkonový prvek pro ovládání výstupního napětí (nejčastěji výkonový tranzistor) zapojen jako proměnný odpor, na kterém se ztrácí celý přebytečný výkon. U impulsního regulátoru pracuje výkonový prvek jako spínač, který periodicky spíná a vypíná přívod elektrické energie přes filtr do zátěže. Doba sepnutí je pak řízena signálem z měřicího členu, přičemž se reguluje střední hodnota napětí na zátěži na konstantní hodnotu. Pulsující napětí je pak filtrováno pomocí filtru, přičemž zmenšení rozměrů filtru je možné v případě, že použijeme dostatečně vysoký kmitočet spínání (řádově jednotky až desítky kHz). Výhodou je, že ve výkonovém obvodu jsou podstatně nižší výkonové ztráty, které jsou prakticky dány spínacími ztrátami výkonového prvku, a tedy i účinnost impulsního regulátoru je mnohem vyšší než účinnost spojitého regulátoru. Nevýhodou je ovšem vyšší cena a složitost impulsního regulátoru, což vymezuje oblast použití těchto regulátorů v zařízeních s velkým proudovým odběrem ($I > 5 \text{ A}$). Návrh a konstrukce impulsních regulátorů přesahuje rámec přednášené látky a předpokládá určité znalosti z oblasti spínací techniky, proto se v dalším budeme zabývat jen spojitými regulátory.



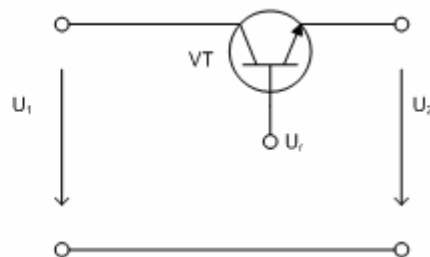
Obr. 4.16. Blokové schéma impulsního regulátoru napětí

Základní princip spojitého regulátoru stejnosměrného napětí spočívá v porovnání velikosti výstupního napětí a napětím tzv. referenčního zdroje. Vzniklá odchylka se zesiluje a převádí na akční člen, který řídí velikost napětí tak, aby odchylka žádané hodnoty napětí od skutečné byla minimální. Akčním členem bývá nejčastěji výkonový bipolární tranzistor, který pracuje v aktivní oblasti jako proměnný odpor. Výkonový tranzistor je možné zapojit buď paralelně nebo sériově. Princip paralelního regulátoru ukazuje obr. 4.17.

Tranzistor společně s odporem R tvoří říditelný dělič napětí. Podle kolísání vstupního napětí nebo výstupního odběru se řídicím napětím ovládá vodivost tranzistoru tak, aby $\Delta U_2 \rightarrow 0$. Zapojení má malou účinnost a jeho jedinou podstatnou výhodou je automatické omezení proudu při zkratu na výstupních svorkách.

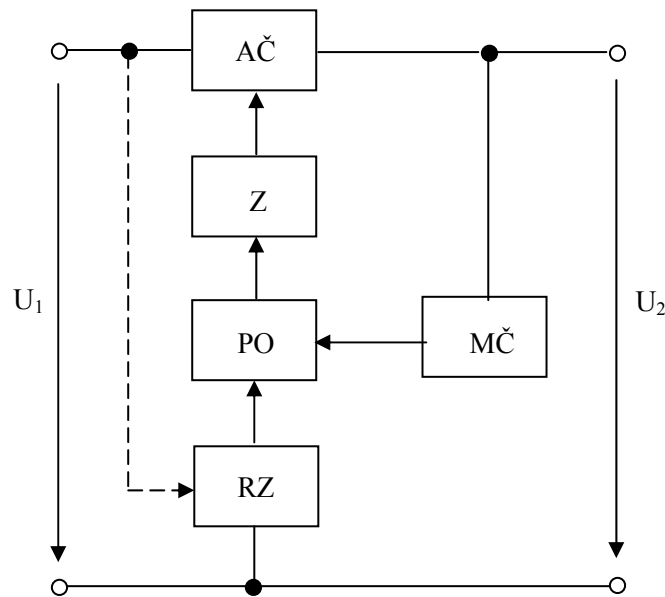


Obr. 4.17. Paralelní regulátor



Obr. 4.18. Sériový regulátor

Podstatně výhodnější z hlediska účinnosti i regulačních vlastností je zapojení sériového regulátoru, který se používá mnohem častěji než paralelní regulátor. Jeho nevýhodou je minimální odolnost vůči zkratu na výstupu. Obr. 4.19 ukazuje blokové schéma sériového regulátoru.



Obr.4.19. Blokové schéma sériového regulátoru napětí

Výstupní napětí U_2 je měřeno měřicím členem MČ, jehož výstup udává poměrnou hodnotu napětí na výstupu regulátoru. Toto napětí se porovnává s napětím referenčního zdroje RZ v porovnávacím obvodu PO, vzniklá odchylka se zesílí zesilovačem Z a řídí akční člen AČ. Základní zapojení sériového regulátoru ukazují obr. 4.20.

Dělič R_3, R_4 představuje měřicí člen, parametrický stabilizátor R_2, ZD tvoří referenční zdroj, tranzistor T_2 představuje porovnávací obvod se zesilovačem odchylky, T_1 je akční člen. Činnost obvodu při poklesu výstupního napětí (např. zvýšením odběru) je následovná. Poklesem U_Z se zmenší i U_D , napětí U_Z je prakticky konstantní, proto se tranzistor T_2 zavírá a napětí U_{C2} roste, tím se více otevírá T_1 a roste výstupní napětí.

Výstupní napětí U_2 určuje vztah:

$$U_2 = (U_Z + U_{BE2}) \frac{R_3 + R_4}{R_4} \quad (4.67.)$$

Výstupní napětí se částečně bude měnit vlivem změny teploty okolí (U_Z, U_{BE2}). Vybereme-li Zenerovou diodu s kladným teplotním součinitelem tak, aby odpovídal zápornému teplotnímu součiniteli U_{BE2} , bude výstupní napětí teplotně nezávislé. Avšak $TKU_Z = f(U_Z)$, proto často při použití této teplotní kompenzace je regulátor překompenzován nebo nedokompenzován. Výhodnější je proto teplotně závislý měřicí obvod (čárkovaně obr. 4.20.). Vzhledem k tomu, že napětí U_Z s teplotou roste a napětí U_{BE}, U_F klesá, lze volbou počtu diod a proudem měřicího obvodu nastavit kompenzovaný stav. Výstupní napětí U_2 je pak určeno vztahem:

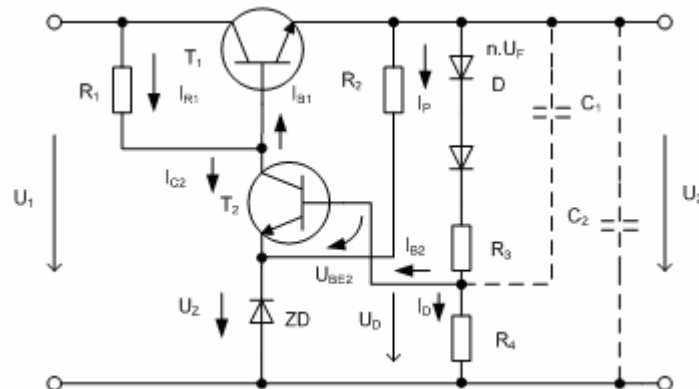
$$U_2 = \frac{R_3 + R_4}{R_4} (U_Z + U_{BE2}) + n U_F \quad (4.68.)$$

Při zkratu na výstupních svorkách regulátoru je napětí $U_D = 0$, tranzistor T_2 se úplně uzavře a T_1 se úplně otevře. Tímto tranzistorem pak protéká zkratový proud, který způsobí zničení

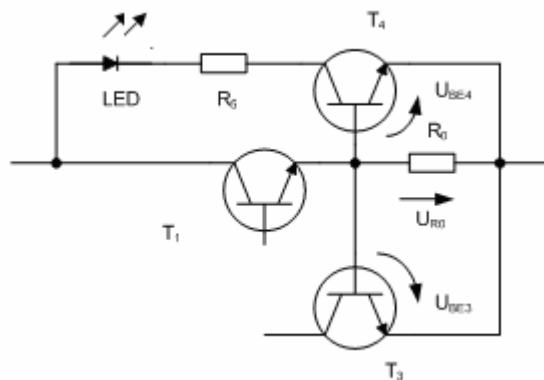
tranzistoru T1. Regulátor je tedy vhodné doplnit elektronickou pojistkou, která pracuje většinou jako omezovač výstupního proudu. Jedno z možných řešení ukazuje obr. 4.21. Snímací odpor R_O je volen tak, aby při jmenovitém proudu byl úbytek U_{R_O} menší než napětí $U_{BE3} \approx 0,6$ V. Překročením napětí U_{BE3} tranzistor t3 spíná a zamezuje dalšímu otevření T1. Nevýhodou této pojistky je, že na výkonovém tranzistoru se ztrácí výkon.

$$P_Z = U_1 I_{2\max} \quad (4.69.)$$

Světelnou indikaci přetížení umožňuje tranzistor T4 s elektroluminiscenční diodou LED (obr. 4.21.). Odpor R_5 navrhne podle velikosti mezního propustného proudu diody LED a vstupního napětí U_1 .



Obr. 4.20. Základní zapojení sériového regulátoru



Obr. 4.21 Proudová ochrana sériového regulátoru se signalizací

Příklad návrhu spojitého regulátoru napětí (obr. 4.20.):

Zadáno : $U_1, \pm \Delta U_1, U_2, I_{2\max}, R_i$ (vnitřní odpor napětí U_1)

1) Návrh referenčního zdroje

$$U_Z \cong 0,5 U_2 \Rightarrow \text{typ Zenerovydiody } (R_{dz}, I_{zopt}, U_Z) \quad (4.70.)$$

2) volba I_{C2}

$$I_{C2} \cong \frac{I_{Zopt}}{2} \cong I_{E2} \quad (4.71.)$$

3) volba T_2 (např. KC 507) $\Rightarrow U_{CEO}, \beta_2 \approx h_{21eT2}, U_{EBO}, I_{Cmax}$

4) určíme proud I_p , odpor R_2

$$I_p = I_{Zopt} - I_{E2} \quad (4.72.)$$

$$R_2 = \frac{U_2 - U_Z}{I_p} \quad (4.73.)$$

5) určíme proud báze T_2

$$I_{B2} \cong \frac{I_{C2}}{h_{21eT2}} \quad (4.74.)$$

6) volba proudu děličem R_3, R_4

$$I_D > 10I_{B2} \quad (4.75.)$$

7) určíme napětí děliče

$$U_D = U_Z + U_{BE2} \quad (4.76.)$$

8) určíme R_3, R_4

$$R_3 = \frac{U_2 - U_D}{I_D + I_{B2}}, \quad R_4 = \frac{U_D}{I_D} \quad (4.77.)$$

9) volba T_1

$$P_Z = (U_1 - U_2) I_{2max} < P_{cmax} \quad (4.78.)$$

(v případě omezení $P_{Zmax} = U_1 I_{2max}$)

$T_1 \Rightarrow U_{CEO}, \beta_1 \approx h_{21eT1}, I_{Bmax}, I_{Cmax}, P_{Cmax},$

10) určíme bazový proud I_{B1}

$$I_{B1} = \frac{I_{2max} + I_p + I_D}{h_{21eT1}} \quad (4.79)$$

11) určíme proud rezistorem I_R

$$I_{R1} = I_{B1} + I_{C2} \quad (4.80)$$

12) určíme R_1

$$R_1 = \frac{U_1 - \Delta U_1 - (U_{BE1} + U_2)}{I_{R1}} \quad (4.81)$$

13) proudové omezení

$$R_0 = \frac{U_{BE3}}{I_{2\max}} \quad (4.82)$$

14) Volba LED $\Rightarrow I_{F\max}, U_F$

$$R_{5\min} = \frac{U_1 - U_{BE4} - U_F}{I_{F\max}} \quad (4.83)$$

T_3, T_4 libovolné křemíkové tranzistory malého výkonu.

Kromě omezovacích omezovacích pojistek existují i elektronické pojistky klopného typu, které odstraňují nevýhodu velkého ztrátového výkonu na výkonovém tranzistoru při zkratu výstupních svorek. Princip pojistky klopného typu spočívá v úplném uzavření akčního výkonového tranzistoru při překročení mezního výstupního proudu $I_{2\max}$. Obvykle obsahují vhodný bistabilní prvek (např. tyristor).

Pro posouzení regulačních vlastností sériového regulátoru nahradíme zapojení blokovým schématem (obr. 4.23). Blok K_1 prezentuje zesilovač odchylky, K_2 určuje přenos regulačního tranzistoru T_1 . Poruchovou veličinou je proud I_2 (při rozpojení zpětné vazby bude napětí U_2 klesat v důsledku vzrůstu proudu R_i , což je součet vnitřního odporu zdroje U_1 a tranzistoru T_1). Napětí na výstupu je dáno:

$$U_2 = U_{11} - U_i \quad (4.84)$$

Výstupní napětí U_2 je přivedeno přes dělič s přenosem K_D do porovnávacího obvodu, kde se porovnává s napětím U_Z . Přenos děliče je určen vztahem

$$K_D = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \quad (4.85)$$

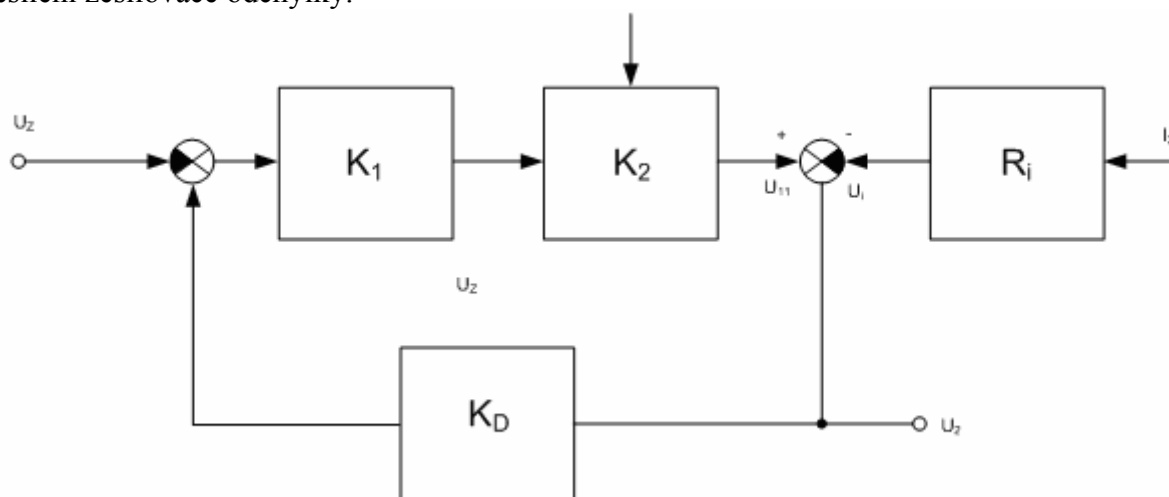
Celkové zesílení ve smyčce je dáno

$$K_C = K_D K_1 K_2 \quad (4.86)$$

Výstupní napětí je určeno vztahem

$$U_2 = K_C U_2 - R_i I_2 = \frac{R_i}{K_C - 1} I_2 = R_i' I_2 \quad (4.87)$$

Zavedením zpětné vazby se původní vnitřní odpor R_i zmenší na R_i' . Pro $R_i' \rightarrow 0$ musí zesílení $K_C \rightarrow \infty$, přičemž zesílení výkonového členu $K_2 \cong 1$. Je tedy nutné zajistit dostatečné zesílení zesilovače odchylky.



Obr. 4.22 Blokové schéma seriového regulátoru

Zesílení však není možné zvyšovat neomezeně, neboť se celý regulační obvod může rozkmitat (komplexní zátěž, vlastní kapacity zesilovače). Nepříznivě může působit i šum referenčního zdroje a jiných součástek. V praxi je proto regulátor doplněn kapacitami C_1 , C_2 , pomocí nichž se upraví přenos regulátoru, přičemž C_1 upravuje přenos měřicího členu na přenos PD členu (je-li ve zpětné vazbě PD člen, pak přímá cesta se chová jako PI člen). Tím se upraví frekvenční charakteristika regulátoru tak, že potlačuje vyšší frekvence.

V případě regulátoru v zapojení podle obr. 4.20. je zesílení K_C dáno zesílením zesilovače odchylky, pro které platí

$$K_C \approx \frac{h_{21eT2}(R_1 // R_{VST1})}{R_{VST2}} \quad (4.88)$$

$$R_{VST2} \approx h_{11eT2} + h_{21eT2} R_{dz} \quad (4.89)$$

$$R_{VST1} \approx h_{11eT1} + h_{21eT1} R_z \quad (4.90)$$

$$R_z = \frac{U_2}{I_{2\max}} \quad (4.91)$$



Shrnutí pojmů 4.

Klíčová slova: **Sít'ový napájecí zdroj, sít'ový transformátor, usměrňovač, vyhlazovací filtr, stabilizátor napětí, zdvojovač a násobič napětí, parametrický stabilizátor, spojitý a nespojitý regulátor.**

Pro napájení elektronických zařízení z rozvodné sítě se používají *sít'ové napájecí zdroje*, které slouží k získání stejnosměrných napětí potřebných pro činnost elektronických obvodů, ze kterých je dané zařízení složeno.

Sít'ový napájecí zdroj obsahuje tyto základní části: *sít'ový transformátor, usměrňovač, vyhlazovací filtr, stabilizátor napětí*.

Střídavé napětí z rozvodné sítě je pomocí sít'ového transformátoru sníženo na napětí vhodné pro získání požadovaného stejnosměrného napětí. K přeměně střídavého napětí na stejnosměrné napětí slouží usměrňovače. Poněvadž výstupní napětí usměrňovače obsahuje střídavou složku, která se může částečně přenášet do užitečného signálu zpracovávaného elektronickými obvody, je k výstupu usměrňovače připojen vyhlazovací filtr, který zmenšuje zvlnění stejnosměrného napětí. Většina elektronických zařízení vyžaduje pro svou činnost konstantní stejnosměrné napětí, jehož hodnota je nezávislá na změnách sít'ového napětí a změnách zatěžovacího proudu. Proto je za usměrňovač s filtrem připojen stabilizátor napětí.

Usměrňovače jsou zařízení, která slouží k přeměně střídavé elektrické energie na stejnosměrnou, přičemž základními stavebními prvky, které se při jejich stavbě používají jsou usměrňovací diody (případně tyristory).

Pro napájení usměrňovačů s malým výstupním napětím je nutná transformace sít'ového napětí na požadovanou hodnotu napětí pomocí *sít'ového transformátoru*, který zároveň může sloužit k izolačnímu oddělení elektronického zařízení od napájecí rozvodné sítě.

Pro napájení některých citlivějších obvodů je nutné napájecí napětí dále filtrovat. Pro zmenšení zvlnění používáme *vyhlazovací filtry*. V zásadě se používají pasivní filtry: odporové (RC filtry) a tlumivkové (LC filtry).

Zvýšení napětí beze změny sekundárního napětí napájecího transformátoru je možné např. Greinacherovým *zdvojovačem napětí*, zejména v těch případech, kdy nejsou požadavky na malé zvlnění stejnosměrného napětí. Mnohonásobné zvýšení usměrňovaného napětí lze získat Delonovým *násobičem napětí*. Aplikuje se vždy tehdy, kdy při jiném zvoleném typu usměrňovače by bylo nutné velké napájecí napětí, a tím by rostly požadavky na izolaci transformátoru.

Většina elektronických obvodů vyžaduje pro zajištění správné funkce napájení ze zdroje konstantního napětí. Je-li zařízení napájeno ze sítě, je nutné za usměrňovač s filtrem zařadit vhodný *stabilizátor* nebo *regulátor napětí*, protože napětí na výstupu usměrňovače se může měnit v důsledku kolísání napětí napájecí sítě, případně v důsledku zvýšeného odběru ze zdroje. U jednotlivých elektronických zařízeních, které nevyžadují velkou přesnost stabilizace, se často používají tzv. *parametrické stabilizátory* využívající vlastnosti nelineárních prvků, zejména Zenerovy diody.

V náročnějších aplikacích se používají *elektronické regulátory stejnosměrného napětí*, což jsou v podstatě obvody se zesilovačem a silnou zápornou zpětnou vazbou (tzv. degenerativní

stabilizátor). Regulátory jsou často doplněny elektronickou proudovou ochranou. Regulátory je možné rozdělit podle provozu na:

- c) regulátory se spojitým provozem (spojité regulátory),
- d) regulátory s nespojitým provozem (impulsní regulátory).



Otázky 4.

1. Uveďte postup výpočtu při návrhu síťového transformátoru napájecího zdroje.
2. Charakterizujte typy používaných usměrňovačů napětí.
3. Nakreslete základní zapojení jedno a dvoupulzního usměrňovače.
4. Objasněte princip činnosti filtrů výstupního napětí usměrňovače.
5. Uveďte příklady použití zdvojovačů a násobičů napětí.
6. Objasněte princip činnosti parametrického stabilizátoru napětí se Zenerovou diodou.
7. Vysvětlete princip činnosti parametrického stabilizátoru s proudovým zesilovačem.
8. Vysvětlete základní rozdíly mezi paralelním a sériovým regulátorem napětí.
9. Nakreslete zpětnovazební regulátor napětí a vysvětlete jeho činnost.



Úlohy k řešení 4.

151) Pro určení průřezu jádra transformátoru platí přibližný vztah:

- a) $S = \sqrt{\frac{P}{B}}$
- b) $S = \sqrt{\frac{B}{P}}$
- c) $S = \sqrt{P \cdot B}$

152) Střední hodnota proudu jednopulsního usměrňovače s odporovou zátěží je přibližně dána vztahem:

- a) $I_{AV} = I_m \cdot \pi$
- b) $I_{AV} = \frac{I_m}{\pi}$
- c) $I_{AV} = \frac{2I_m}{\pi}$

153) Střední hodnota proudu dvoupulsního usměrňovače s odporovou zátěží je přibližně dána vztahem:

- a) $I_{AV} = I_m \cdot \pi$
b) $I_{AV} = \frac{I_m}{\pi}$
c) $I_{AV} = \frac{2I_m}{\pi}$

154) Pro dimenzování diod u dvoupulsního uzlového usměřovače platí:

- a) $U_{RRM} > 2U_m$
b) $U_{RRM} > U_m$
c) $U_{RRM} < U_m$

155) Maximální teoreticky dosažitelná hodnota výstupního napětí u zdvojovače napětí je:

- a) $2U_{RMS}$
b) $2U_{AV}$
c) $2U_m$

156) Vnitřní odpor stabilizátoru je definován vztahem:

- a) $R_i = \frac{dU_2}{dI_2} \cong \frac{\Delta U_2}{\Delta I_2}$
b) $R_i = \frac{U_2}{I_2}$
c) $R_i = \frac{U_1}{I_2}$

157) Pro zajištění správné funkce stabilizátoru se Zenerovou diodou je nutné, aby při minimálním napětí na vstupu a maximálním odběru I_{2max} proud tekoucí Zenerovou diodou nebyl menší než:

- a) $0,2 I_{Zmax}$
b) $0,4 I_{Zmax}$
c) $0,6 I_{Zmax}$

158) Zenerovy diody s napětím $U_Z < 6$ V mají teplotní součinitel TKU_Z :

- a) kladný
b) záporný

c) nulový

159) Pro zvětšení výstupního proudu parametrického stabilizátoru napětí se používá:

- a) proudový zesilovač
- b) paralelní řazení většího počtu zdrojů
- c) kaskádní zapojení stabilizátorů

160) Pro zvětšení činitele stabilizace u parametrického stabilizátoru lze použít:

- a) proudový zesilovač
- b) paralelní řazení většího počtu zdrojů
- c) kaskádní zapojení stabilizátorů

161) Pro zvýšení činitele filtrace zejména RC filtrů se používá:

- a) proudový zesilovač
- b) napěťový zesilovač
- c) Delonův násobič

162) U impulsního regulátoru napětí pracuje akční člen:

- a) ve spojitém režimu
- b) ve spínacím režimu
- c) ve spojitém nebo spínacím režimu – záleží to na velikosti odebíraného proudu

163) Při návrhu sériového regulátoru se volí napětí Zenerovy diody, vzhledem k výstupnímu napětí:

- a) $U_{ZD} = U_2$
- b) $U_{ZD} = 2U_2$
- c) $U_{ZD} = 0,5U_2$



Klíč k řešení

Odpovědi k testovým otázkám

- 1) Součástky vyrobené v řadě E6 mají toleranci 20%.
- 2) Součástky vyrobené s tolerancí 1% jsou vyráběny v řadě E96.
- 3) Elektrický odpor vodiče se určí (S – průřez, l – délka, ρ – měrný odpor) $R = \rho \frac{l}{S}$.
- 4) Ztrátový výkon rezistoru se určí $P = RI^2$.
- 5) Který z výrazů pro určení ztrátového výkonu je chybný? $P = \frac{I_R^2}{R}$.
- 6) Potenciometr slouží jako regulovatelný dělič napětí.
- 7) Pro napěťový dělič složený z rezistorů R_1 , R_2 napájený napětím U platí: $U_{R_2} = U \frac{R_2}{R_1 + R_2}$.
- 8) Odpor vodiče má teplotní závislost $R = R_0(1 + \alpha \cdot \Delta t)$.
- 9) Převrácená hodnota odporu je vodivost.
- 10) Reaktance indukčnosti je $X_L = \omega L$.
- 11) Pro výpočet indukovaného elektromotorického napětí platí $u = -L \frac{di}{dt}$.
- 12) Statická definice indukčnosti je $L = \frac{\phi}{I}$.
- 13) Kondenzátor s označením 223 má kapacitu 22 nF (první dvě čísla jsou hodnota a třetí určuje počet nul, tj. 22 000 pF).
- 14) Kapacitu deskového kondenzátoru určíme $C = \varepsilon \frac{S}{d}$.
- 15) Jakou hodnotu má tento rezistor? 100 k Ω , 20% (hnědá 1, černá 0, žlutá 4, tj. 10 0000 Ω).



- 16) Jakou hodnotu má tento rezistor? 3,3 k Ω , 10% (oranžová 3, červená 2, tj. 33 00 Ω).



17) Jakou hodnotu má tento rezistor? 68 kΩ, 5% (modrá 6, šedá 8, oranžová 3, tj. 68 000 Ω).



18) Energii magnetického pole indukčnosti můžeme určit ze vztahu $W = \frac{1}{2}LI^2$.

19) Energii elektrického pole kondenzátoru můžeme určit ze vztahu $W = \frac{1}{2}CU^2$.

20) Vztah mezi napětím a proudem kondenzátoru je dán vztahem $i = C \frac{du}{dt}$.

21) Za statickou definici kapacity považujeme vztah $C = \frac{Q}{U}$.

22) Kapacitní reaktance kondenzátoru je $X_C = \frac{1}{2\pi fC}$.

23) Kondenzátory s nejvyššími kapacitami jsou elektrolytické.

24) Ztrátový úhel kondenzátoru δ doplňuje fázový úhel do teoretické hodnoty 90° .

25) Nejmenší ztrátový úhel mají kondenzátory vzduchové.

26) Převrácená hodnota ztrátového činitele $\operatorname{tg} \delta$ je činitel jakosti Q .

27) Vzájemnou indukčnost dvou cívek určíme $M = k\sqrt{L_1 \cdot L_2}$.

28) Typické pracovní napětí superkondenzátorů je 2 – 3 V.

29) Superkondenzátory jsou schopny rychlého nabití a vybití vysokými proudy.

30) Vysoké kapacity superkondenzátorů se dosahuje použitím uhlíkových elektrod s velkou plochou.

31) Kapacita vyráběných superkondenzátorů bývá přibližně 100 – 1000 F.

32) Polovodičová dioda využívá vlastností jednoho PN přechodu.

33) Vlivem změny teploty se posouvá VA charakteristika křemíkové diody přibližně konstantně o 3,7 mV/K.

34) Komutace je děj, který popisuje vypínání diody.

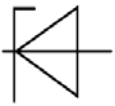
35) Ve výkonové elektronice se provádí linearizace VA charakteristiky diody v přímém směru podle rovnice $U_F = U_P + R_d I_F$.

36) Usměrňovací dioda se používá pro usměrňování proudu průmyslového kmitočtu.

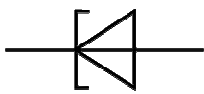
37) Zenerova dioda je typ diody používaný pro referenční zdroje napětí.

38) Katalogový údaj I_{FAV} znamená střední hodnotu propustného proudu.

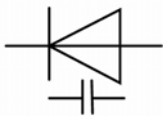
- 39) Katalogový údaj I_{FSM} znamená neopakovatelnou maximální hodnotu propustného proudu.
- 40) Katalogový údaj U_{RRM} znamená opakovatelné pracovní napětí v závěrném směru.
- 41) Katalogový údaj U_{RSM} znamená neopakovatelné napětí v závěrném směru.
- 42) Napěťový úbytek na křemíkové diodě v přímém směru je přibližně 0,7 – 1V.
- 43) Závěrné napětí miniaturních univerzálních diod bývá přibližně desítky voltů.
- 44) Závěrné napětí výkonových diod bývá přibližně jednotky kV.
- 45) Zenerova dioda využívá vlastností PN přechodu v závěrném směru.
- 46) Diferenciální odpor Zenerovy diody v pracovní oblasti je přibližně jednotky Ω .
- 47) Je-li Zenerovo napětí $U_Z < 6$ V platí: převládá Zenerův průraz a teplotní koeficient Zenerova napětí je záporný.
- 48) Je-li Zenerovo napětí $U_Z > 6$ V platí: převládá lavinový průraz a teplotní koeficient Zenerova napětí je kladný.
- 49) Teplotní koeficient Zenerova napětí má fyzikální rozměr [V/K].
- 50) VA charakteristiku obsahující oblast záporného diferenciálního odporu má tunelová dioda.
- 51) Schématická značka znázorňuje symbol pro Zenerovu diodu.



- 52) Schématická značka znázorňuje tunelovou diodu.

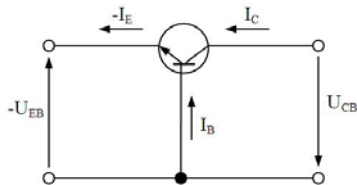


- 53) Schématická značka znázorňuje kapacitní diodu.

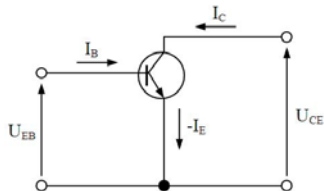


- 54) Kapacita přechodu kapacitní diody klesá se zvyšujícím se závěrným napětím.
- 55) Varikap je kapacitní dioda.
- 56) Zotavovací doba t_{rr} udává rychlost obnovení závěrných vlastností diody.
- 57) Bipolární tranzistor je tvořen dvěma PN přechody.
- 58) Vedení proudu v bipolárním tranzistoru se účastní oba typy nosičů náboje.
- 59) Bipolární tranzistor má tři elektrody označené jako kolektor, báze a editor.

- 60) Jako výkonový zesilovač tranzistor pracuje nejčastěji v zapojení se společným emitorem.
 61) Zapojení tranzistoru se společnou bází se používá jako měnič impedance.
 62) Napět'ové zesílení zapojení se společným kolektorem je vždy menší než 1.
 63) Proudový zesilovací činitel v zapojení se společnou bází α je vždy menší než 1.
 64) Na obrázku je zapojení bipolárního tranzistoru se společnou bází.

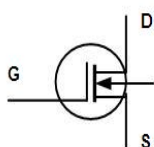


- 65) Na obrázku je zapojení bipolárního tranzistoru společným emitorem.

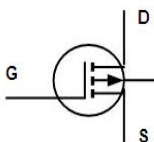


- 66) Proudový zesilovací činitel v zapojení se společným emitorem β je vždy větší než 1.
 67) Zapojení tranzistoru se společným emitorem obrací fázi napětí.
 68) Zapojení tranzistoru se společným kolektorem obrací fázi proudu.
 69) Zapojení tranzistoru se společným kolektorem má velkou vstupní a malou výstupní impedanci.
 70) Zapojení tranzistoru se společným emitorem má malou vstupní a velkou výstupní impedanci.
 71) Výstupní charakteristiky tranzistoru zachycují závislost mezi kolektorovým proudem I_C a napětím U_{CE} pro různé proudy báze.
 72) Hybridní parametr h_{11} vyjadřuje vstupní impedanci.
 73) Hybridní parametr h_{12} vyjadřuje zpětný napět'ový činitel.
 74) Hybridní parametr h_{21} vyjadřuje proudový zesilovací činitel.
 75) Hybridní parametr h_{22} vyjadřuje výstupní admitance.
 76) Jednotkový mezní kmitočet bipolárního tranzistoru je definován poklesem parametru h_{21e0} na hodnotu $h_{21e} = 1$.
 77) Ztrátový výkon tranzistoru je možno vyjádřit vztahem $P_{Cmax} = U_{CE} \cdot I_C$.
 78) Maximální dovolená kolektorová ztráta P_{Cmax} je dána maximální dovolenou teplotou přechodu a ochlazovacími podmínkami.

- 79) Mezní napětí U_{CE0} se udává pro rozpojený obvod báze editor.
- 80) Mezní napětí U_{CER} se udává pro obvod báze emitor spojený rezistorem.
- 81) Mezní napětí U_{CEX} se udává pro záporné napětí v obvodu báze editor.
- 82) Vzájemný vztah mezních napětí U_{CE} je: $U_{CEX} > U_{CER} > U_{CE0}$.
- 83) Pracovní oblast bipolárního tranzistoru je ve výstupních charakteristikách omezena mezním proudem kolektoru, mezním napětím U_{CE} a maximální kolektorovou ztrátou.
- 84) Unipolární tranzistory s izolovaným hradlem mají označení IGFET.
- 85) Unipolární tranzistory s přechodovým hradlem mají označení JFET.
- 86) Unipolární tranzistor má tři elektrody označené jako source, drain a gate.
- 87) U tranzistorů se strukturou MOSFET je řídicí elektroda od substrátu oddělena tenkou vrstvou oxidu.
- 88) Na obrázku je schématická značka tranzistoru MOSFET s vodivým kanálem N.



- 89) Na obrázku je schématická značka tranzistoru MOSFET s indukovaným kanálem P.



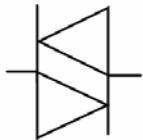
- 90) Tranzistorem typu MOSFET s obohacováním kanálu prochází proud tehdy, je-li napětí na řídicí elektrodě větší než určitá prahová hodnota U_P .
- 91) Tranzistorem typu MOSFET s ochuzováním kanálu prochází proud i při nulovém napětí na řídicí elektrodě.
- 92) Tranzistorem typu MOSFET s indukovaným kanálem typu N prochází proud při $U_{DS} > 0$ a $U_{GS} > 0$.
- 93) Tranzistorem typu MOSFET s vodivým kanálem typu N prochází proud při $U_{DS} > 0$ a $U_{GS} = 0$.
- 94) Vlastnosti unipolárních tranzistorů se obvykle popisují pomocí admitančních parametrů.
- 95) Vstupní odpor tranzistorů FET má velikost až $10^{15} \Omega$.
- 96) Vlastnosti unipolárního tranzistoru v sepnutém stavu vyjadřuje odpor v sepnutém stavu R_{DSon} .
- 97) Hlavní výhodou unipolárních tranzistorů oproti bipolárním je nižší řídicí výkon.

98) Schématická značka znázorňuje dvoubázovou diodu.

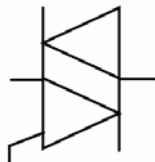


99) Zkratkou UJT se označuje dvoubázová dioda.

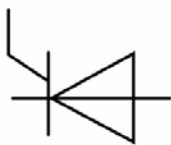
100) Schématická značka znázorňuje diak.



101) Schématická značka znázorňuje triak.



102) Schématická značka znázorňuje tyristor.



103) Diak je součástka s dvěma PN přechody.

104) Diak je neřiditelný.

105) VA charakteristika diaku je symetrická podle počátku.

106) Diak se používá pro spínání tyristorů a triaků.

107) Tyristor je prvek se třemi PN přechody.

108) Tyristor se používá jako řízený spínač.

109) Strukturu tyristoru je možno principiálně nahradit dvěma bipolárními tranzistory.

110) Nejpoužívanější tyristorová struktura je (od anody ke katodě) PNPN.

111) Tyristor má tři elektrody anodu, katodu a gate.

112) Parametry tyristoru v přímém směru se označují indexem F.

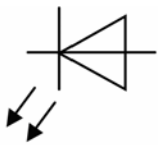
113) Parametry tyristoru v závěrném směru se označují indexem R.

114) Parametry tyristoru v blokovacím směru se označují indexem D.

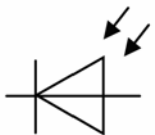
115) VA charakteristiky tyristoru tvoří větve propustná, závěrná a blokovací.

116) Parametr tyristoru U_{RRM} znamená opakovatelné špičkové závěrné napětí.

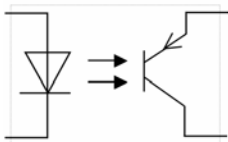
- 117) Parametr tyristoru U_{RBR} znamená průrazné závěrné napětí.
- 118) Parametr tyristoru U_{BO} znamená průrazné blokovací napětí.
- 119) Parametr tyristoru U_{DRM} znamená opakovatelné špičkové blokovací napětí.
- 120) Parametr tyristoru I_{TAV} (I_{FAV}) znamená střední hodnotu propustného proudu.
- 121) Parametr tyristoru I_{TSM} znamená neopakovatelnou hodnotu propustného proudu.
- 122) Parametr tyristoru I_{GT} znamená zapínací proud.
- 123) Překročením průrazného blokovacího napětí dojde k sepnutí tyristoru.
- 124) Příliš velkou strmostí nárůstu blokovacího napětí může dojít k zapnutí tyristoru.
- 125) Vypnutí tyristoru je možné poklesem anodového proudu pod hodnotu proudu vratného.
- 126) Při dosažení přídržného proudu zůstává tyristor sepnutý i bez přítomnosti řídicího signálu.
- 127) Parametr tyristoru t_q je vypínací doba.
- 128) Na tyristor je možné přivést blokovací napětí po uplynutí doby t_q .
- 129) Triak je součástka čtyřmi PN přechody.
- 130) VA charakteristika triaku je tvořena blokovací a propustnou větví (v obou polaritách).
- 131) Schématická značka znázorňuje LED diodu.



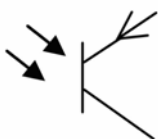
- 132) Schématická značka znázorňuje fotodiodu.



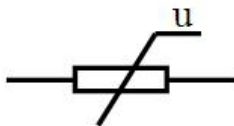
- 133) Schématická značka znázorňuje optron .



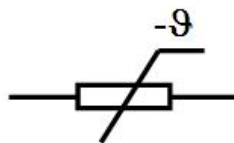
- 134) Schématická značka znázorňuje fototranzistor.



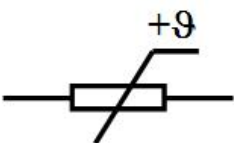
- 135) VA charakteristika fotodiody se úměrně s osvětlením posunuje směrem k závěrným proudům.
- 136) Fotodioda v hradlovém režimu dodává proud do připojené zátěže.
- 137) Fotodioda v odporovém režimu se chová jako spotřebič.
- 138) Fototranzistory jsou citlivější než fotodiody.
- 139) Vyšší citlivost fototranzistorů je dána tranzistorovým jevem.
- 140) Elektroluminiscenční dioda má jeden PN přechod.
- 141) Základním materiálem pro LED diody je GaAs.
- 142) Co je to optron: kombinace zdroje světla a světelného detektoru.
- 143) Varistor je nelineární polovodičový prvek, který nemá PN přechod.
- 144) Varistor se používá pro ochranu obvodů před přepětím.
- 145) Termistor je polovodičový prvek používaný pro měření teploty.
- 146) Součástka označovaná jako NTC se používá pro měření teploty a má záporný teplotní koeficient.
- 147) Součástka označovaná jako PTC se používá pro měření teploty a má kladný teplotní koeficient.
- 148) Schématická značka znázorňuje varistor.



- 149) Schématická značka znázorňuje termistor NTC.



- 150) Schématická značka znázorňuje termistor PTC.



- 151) Pro určení průřezu jádra transformátoru platí přibližný vztah: $S = \sqrt{\frac{P}{B}}$.

-
- 152) Střední hodnota proudu jednopulsního usměrňovače s odporovou zátěží je přibližně dána vztahem: $I_{AV} = \frac{I_m}{\pi}$.
- 153) Střední hodnota proudu dvoupulsního usměrňovače s odporovou zátěží je přibližně dána vztahem: $I_{AV} = \frac{2I_m}{\pi}$.
- 154) Pro dimenzování diod u dvoupulsního uzlového usměrňovače platí: $U_{RRM} > 2U_m$.
- 155) Maximální teoreticky dosažitelná hodnota výstupního napětí u zdvojovače napětí je: $2U_m$.
- 156) Vnitřní odpor stabilizátoru je definován vztahem: $R_i = \frac{dU_2}{dI_2} \cong \frac{\Delta U_2}{\Delta I_2}$.
- 157) Pro zajištění správné funkce stabilizátoru se Zenerovou diodou je nutné, aby při minimálním napětí na vstupu a maximálním odběru I_{2max} proud tekoucí Zenerovou diodou nebyl menší než: $0,2 I_{Zmax}$.
- 158) Zenerovy diody s napětím $U_Z < 6 \text{ V}$ mají teplotní součinitel TKU_Z : záporný.
- 159) Pro zvětšení výstupního proudu parametrického stabilizátoru napětí se používá: proudový zesilovač.
- 160) Pro zvětšení činitele stabilizace u parametrického stabilizátoru lze použít: kaskádní zapojení stabilizátorů.
- 161) Pro zvýšení činitele filtrace zejména RC filtrů se používá: proudový zesilovač.
- 162) U impulsního regulátoru napětí pracuje akční člen: ve spínacím režimu.
- 163) Při návrhu sériového regulátoru se volí napětí Zenerovy diody, vzhledem k výstupnímu napětí: $U_{ZD} = 0,5U_2$.

Seznam použité literatury

- [1] Bernard, J. M., Hugon, J., Le Corvec, R. *Od logických obvodů k mikroprocesorům I-IV*. 1. vydání, Praha, SNTL 1984.
- [2] Brandštetter, P.: *Elektronika*. 2.vydání, skriptum VŠB-TU Ostrava, 1997, ISBN 80-7078-124-6.
- [3] Brandštetter, P. *Analogové elektronické obvody*. Učební texty pro kombinované a distanční studium. VŠB-TU Ostrava, 2005.
- [4] Brandštetter, P. *Technické prostředky pro řízení elektrických pohonů*. Učební texty pro kombinované a distanční studium. VŠB-TU Ostrava, 2005.
- [5] Burger, I., Hudec, L. *Elektronické prvky*. 1.vydání. Bratislava, ALFA1980.
- [6] Čermák, T. *Kurs polovodičové techniky*. 1. vydání. Praha, SNTL 1976.
- [7] Dostál, J. *Operační zesilovače*. 1. vydání, Praha, SNTL 1981.
- [8] Dostál, T., Pospíšil, J., Šebesta, V. *Elektronika*. 1. vydání, Praha, SNTL 1986.
- [9] Foit, J. *Mikroelektronika*. 4. vydání, Praha, ČVUT 1982.
- [10] Ghausi, M. S. *Electronics Device and Circuits*. New York, Mc Graw-Hill, 1985.
- [11] Graeme, J. D., Gene, E. T., Huelsman, L. P. *Operational Amplifiers*. New York, Mc Graw-Hill 1971.
- [12] Gray, P. R. *Microelectronics*. 1. vydání, New York, Mc Graw-Hill 1988.
- [13] Heumann, K. *Basic Principles of Power Electronics*. 1. vydání, Berlin, Springer-Verlag 1986.
- [14] Horowitz, P., Hill, W. *The Art of Electronics*. Cambridge University Press, ISBN 0-521-37095-7, 1989.
- [15] Kale, C.O. *Introduction to passive, linear, and digital electronics*. Reston Publishing Company, ISBN 0-8359-3263-X, 1985.
- [16] Křišťan, L., Vachala, V. *Příručka pro navrhování elektronických obvodů*. 1. vydání, Praha, SNTL 1982.
- [17] Michálek, V., Novotný, V., Vrba, K. *Užitá elektronika*. 2. vydání, Praha, SNTL 1984.
- [18] Pinker, J. *Číslicová elektronika*. 2. vydání, Plzeň, VŠSE 1982.
- [19] Piňos, Z. *Elektronické a mikroelektronické prvky*. 1. vydání, Praha, SNTL 1984.
- [20] Pospíšil, J. *Základy obvodové techniky II*. 3. vydání Brno, VUT 1985.
- [21] Stránský, J. a kol. *Polovodičová technika I*. 4. vydání, Praha, SNTL 1982.
- [22] Tietze, U., Schenk, Ch. *Halbleiter Schaltungstechnik*. Berlin, Spinger-Verlag 1980.
- [23] Vrba, K. ml. *Technika analogových obvodů*. Učební texty PGS, Ostrava 1987.
- [24] Vrba, R. *Technika číslicových obvod - CMOS řada 4000/4500*. 1. vydání, Brno, VUT 1987.
- [25] Vrba, K., Lattenberg, I., Matějčíček, L. *Analogová technika*. Učební texty, FEKT VUT Brno, 2005.