



INVESTICE DO ROZVOJE VZDĚLÁVÁNÍ

**Vysoká škola báňská – Technická univerzita Ostrava**



# **ELEKTRICKÉ OBVODY II**

## **ZÁKLADY ELEKTRONIKY**

**učební text**

**Jitka Mohylová, Josef Punčochář**

**Ostrava 2012**

Recenze: Doc. Ing. Lenka Lhotská, CSc.  
Mgr. Tomáš Fismol

Název: Elektrické obvody II – Základy elektroniky  
Autor: Jitka Mohylová, Josef Punčochář  
Vydání: první, 2012  
Počet stran: 274  
Náklad: 20

Studijní materiály pro studijní obor Řídicí a informační systémy fakulty FEI  
Jazyková korektura: nebyla provedena.

**Určeno pro projekt:**

Operační program Vzdělávání pro konkurenceschopnost  
Název: Personalizace výuky prostřednictvím e-learningu  
Číslo: CZ.1.07/2.2.00/07.0339  
Realizace: VŠB – Technická univerzita Ostrava  
Projekt je spolufinancován z prostředků ESF a státního rozpočtu ČR

© Jitka Mohylová, Josef Punčochář  
© VŠB – Technická univerzita Ostrava

**ISBN 978-80-248-2602-8**

## OBSAH

### 1 ZÁKLADY ANALÝZY OBVODŮ S NELINEÁRNÍMI PRVKY..... 11

VÝKLAD .....	11
1.1. Definice základních pojmů.....	12
1.2 Analýza nelineárních obvodů.....	14
1.3 Aproximace nelineárních charakteristik.....	14
1.4 Grafické řešení nelineárních obvodů.....	17
Pojmy k zapamatování.....	23
Otázky 1 .....	23
Úlohy k řešení 1 .....	24
Text k prostudování.....	26
Další zdroje .....	26
Korespondenční úkol .....	26

### 2 POLOVODIČOVÉ DIODY ..... 27

VÝKLAD .....	27
2.1 Polovodičové materiály .....	27
2.2 Přechod P-N (dióda).....	29
2.2.1 Přechod P-N bez vnějšího napětí .....	30
2.2.2 Přechod P-N polarizovaný v propustném směru.....	31
2.2.3 Přechod P-N polarizovaný v závěrném směru.....	32
2.2.4 Ampérvoltová charakteristika přechodu P-N (diody) .....	33
2.2.5 Diferenční vodivost (odpor) diody v propustném a závěrném směru, usměrňovací jev .....	34
2.3 Lavinový jev, Zenerův jev .....	38
2.4 Fotodióda (fotojev) .....	44
2.5 Druhy diod .....	47
Pojmy k zapamatování.....	48
Otázky 2 .....	48
Úlohy k řešení 2 .....	48
CD-ROM .....	53
Text k prostudování.....	53
Další zdroje .....	54
Korespondenční úkol .....	54

### 3 TRANZISTORY..... 55

VÝKLAD .....	55
3.1 Bipolární tranzistory .....	55
3.2 Tranzistorový jev.....	56
3.2.1 Popis a model tranzistoru (stejnoseměrný).....	58
3.2.2 Chování tranzistoru při malých (signálových) změnách $u_{be}$ , $i_b$ , $i_e$ – signálový model tranzistoru .....	62
3.2.3 Tranzistor PNP a společný signálový model pro PNP a NPN.....	65

3.2.4	Mezní parametry bipolárních tranzistorů .....	66
3.3	Nastavení pracovního bodu tranzistoru (princip) .....	69
3.4	Základní zapojení s jedním bipolárním tranzistorem .....	73
3.4.2	Zapojení s externím emitorovým odporem .....	78
3.4.3	Zesílení v zapojení SE jako funkce napájecího napětí .....	80
3.4.4	Zapojení se společným kolektorem – emitorový sledovač .....	84
3.4.5	Vliv výstupního odporu zdroje signálu v zapojení SC .....	87
3.4.6	Zesílení v zapojení SC jako funkce napájecího napětí .....	89
3.4.7	Zapojení se společnou bází .....	90
	Pojmy k zapamatování .....	92
	Otázky 3 .....	92
	Úlohy k řešení 3 .....	93
	CD-ROM .....	97
	Text k prostudování .....	97
	Další zdroje .....	98
	Korespondenční úkol .....	98

## 4 UNIPOLÁRNÍ TRANZISTOR – TRANZISTOR ŘÍZENÝ

### ELEKTRICKÝM POLEM (FET – FIELD EFFECT TRANZISTOR)..... 99

	VÝKLAD .....	99
4.1	Úvod .....	99
4.2	Konstrukce a princip činnosti tranzistorů JFET .....	101
4.3	Chování tranzistoru při $U_{DS} \approx 0$ .....	102
4.4	Chování tranzistoru při $U_{GS} \approx 0$ .....	103
4.5	Chování tranzistoru při $U_{GS} \leq 0$ a $U_{DS} > 0$ .....	105
4.6	Konstrukce a princip činnosti tranzistorů s indukovaným .....	107
4.7	Konstrukce a princip tranzistoru se zabudovaným kanálem .....	109
4.8	Ampérvoltové charakteristiky unipolárních tranzistorů .....	111
4.9	Chování tranzistorů FET pro malé signálové změny, signálový .....	114
4.10	Mezní parametry unipolárních tranzistorů .....	116
4.11	Nastavení pracovního bodu unipolárních tranzistorů .....	117
4.11.1	Nastavení pracovního bodu JFETů .....	117
4.11.2	Nastavení pracovního bodu tranzistoru DMOSFET (se zabudovaným kanálem) .....	122
4.11.3	Nastavení pracovního bodu tranzistoru EMOSFET (s indukovaným kanálem) .....	122
4.11.4	Nastavení pracovního bodu sledovače napětí .....	127
4.12	Základní zapojení s FETy .....	130
4.12.1	Zapojení SS .....	130
4.12.2	Zapojení SS se zdroji proudu .....	135
4.12.3	Zapojení se společným hradlem .....	139
4.12.4	Zapojení se společným vývodem D (SD – sledovač) .....	142
	Pojmy k zapamatování .....	143
	Otázky 4 .....	143
	Úlohy k řešení 4 .....	144
	Text k prostudování .....	148
	Další zdroje .....	148

CD-ROM .....	149
Korespondenční úkol .....	149
<b>5 OBVODY S VÍCE TRANZISTORY.....</b>	<b>150</b>
VÝKLAD .....	150
Shrnutí .....	173
Korespondenční úkol .....	173
<b>6 VLIV PARAZITNÍCH KAPACIT BIPOLÁRNÍHO TRANZISTORU</b>	<b>174</b>
VÝKLAD .....	174
6.1 Vliv kapacity $C_{CB}$ v zapojení SE .....	175
6.2 Vliv kapacity $C_{CB}$ v zapojení SC .....	179
6.3 Vliv kapacity $C_{CB}$ v zapojení SB .....	179
Pojmy k zapamatování .....	181
Otázky 6 .....	181
Úlohy k řešení 6 .....	181
Text k prostudování .....	182
Další zdroje .....	182
CD-ROM .....	182
<b>7 SHRUTÍ ZÁKLADNÍCH VLASTNOSTÍ ZAPOJENÍ S TRANZISTORY .....</b>	<b>183</b>
VÝKLAD .....	183
7.1 Shrnutí základních vlastností zapojení s jedním bipolárním tranzistorem .....	183
7.2 Shrnutí základních vlastností zapojení s unipolárním tranzistorem .....	187
Otázky 7 .....	188
Text k prostudování .....	188
CD-ROM .....	188
Korespondenční úkol .....	189
<b>8 VLIV VAZEBNÍCH KAPACIT .....</b>	<b>190</b>
VÝKLAD 190	
8.1 Vliv blokovací kapacity $C_E$ emitorového odporu .....	195
Pojmy k zapamatování .....	200
Otázky 8 .....	200
Úlohy k řešení 8 .....	200
Text k prostudování .....	202
Další zdroje .....	202
CD-ROM .....	202
Korespondenční úkol .....	202
<b>9 OPERAČNÍ ZESILOVAČE (OZ).....</b>	<b>203</b>
VÝKLAD .....	203

9.1	Invertující zesilovač s ideálním operačním zesilovačem (IOZ)	205
9.2	Neinvertující zesilovač s OZ	206
9.3	Reálné vlastosti OZ	207
9.4	Filtry s operačními zesilovači (aktivní filtry)	209
	<b>Pojmy k zapamatování</b>	213
	Otázky 9	214
	Úlohy k řešení 9	214
	Text k prostudování	216
	<b>Další zdroje</b>	216
	<b>Korespondenční úkol</b>	216
<b>10</b>	<b>ZPĚTNÁ VAZBA</b>	<b>217</b>
	VÝKLAD	217
10.1	Vliv zpětné vazby na frekvenční vlastnosti přenosu	219
10.1.1	Horní kmitočet přenosu $\hat{P}_a$	219
10.1.2	Dolní kmitočet přenosu $\hat{P}_a$	220
10.2	Vliv zpětné vazby na vstupní impedanci	221
10.3	Vliv zpětné vazby na výstupní impedanci	223
	<b>Pojmy k zapamatování</b>	227
	Otázky 10	227
	Úlohy k řešení 10	227
	Text k prostudování	229
	<b>Další zdroje</b>	229
	<b>CD-ROM</b>	229
	<b>Korespondenční úkol</b>	229
<b>11</b>	<b>OSCILÁTORY</b>	<b>230</b>
	VÝKLAD	230
11.1	Harmonické (sinusové) oscilátory	231
11.1.1	Oscilátory s indukční vazbou	232
11.1.2	Tří bodové zapojení oscilátorů LC	232
11.2	Oscilátory RC	233
11.2.1	Oscilátor RC s Wienovým členem	234
11.2.2	Oscilátor RC s přemostěným článkem T	235
11.2.3	Oscilátor RC s fázovým posunem $180^\circ$ ( $\pi$ ) ve zpětnovazební smyčce	236
11.2.4	Tranzistorové verze oscilátorů RC	238
	<b>Pojmy k zapamatování</b>	242
	Otázky 11	242
	Úlohy k řešení 11	243
	Text k prostudování	244
	<b>Další zdroje</b>	244
	<b>CD-ROM</b>	244
	<b>Korespondenční úkol</b>	244

## **12 GENERÁTORY OBDÉLNÍKOVÉHO A PILOVÉHO NAPĚTÍ..... 245**

VÝKLAD .....	245
<b>12.1 Schmittův klopný obvod (SKO) .....</b>	<b>245</b>
<b>12.1.1 Invertující varianta Schmittova klopného obvodu.....</b>	<b>246</b>
<b>12.1.2 Neinvertující varianta Schmittova klopného obvodu .....</b>	<b>248</b>
<b>12.1.3 Tranzistorová verze Schmittova klopného obvodu.....</b>	<b>250</b>
<b>12.2 Astabilní klopný obvod – AKO .....</b>	<b>252</b>
<b>12.2.1 Astabilní klopný obvod s operačním zesilovačem .....</b>	<b>252</b>
<b>12.2.2 Astabilní klopný obvod s tranzistorem .....</b>	<b>255</b>
<b>12.3 Generátor pilového napětí .....</b>	<b>257</b>
<b>Pojmy k zapamatování.....</b>	<b>258</b>
Otázky 12 .....	258
Úlohy k řešení 12 .....	259
Text k prostudování.....	260
<b>Další zdroje .....</b>	<b>260</b>
<b>CD-ROM .....</b>	<b>260</b>
<b>Korespondenční úkol .....</b>	<b>261</b>

### **KLÍČ K ŘEŠENÍ..... 255**

Úlohy k řešení 1 .....	255
Úlohy k řešení 2 .....	255
Úlohy k řešení 3 .....	263
Úlohy k řešení 4 .....	266
Úlohy k řešení 6 .....	267
Úlohy k řešení 8 .....	267
Úlohy k řešení 9 .....	268
Úlohy k řešení 10 .....	269
Úlohy k řešení 11 .....	270
Úlohy k řešení 12 .....	270

## **LITERATURA .....**

Rejstřík .....	273
----------------	-----

## POKYNY KE STUDIU

### Elektrické obvody II

Pro předmět **Elektrické obvody II**, III. semestru oboru Biomedicínský technik jste obdrželi studijní balík obsahující

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

### PREREKvizITY

Pro studium tohoto předmětu se předpokládá absolvování předmětu. Elektrické obvody I.

### CÍLEM PŘEDMĚTU

je seznámení se základy teorie obvodů s aktivními součástkami (tedy elektroniky). Po prostudování modulu by měl student být schopen provést analýzu obvodů ve frekvenční i v časové oblasti; zvládnout syntézu základních elektronických obvodů.

#### Pro koho je předmět určen

Modul je zařazen do bakalářského studia oboru Biomedicínský technik, studijního programu B2649 - Elektrotechnika, ale může jej studovat i zájemce z kteréhokoliv jiného oboru, pokud splňuje požadované prerekvizity nebo absolvoval obsahově podobný kurz.

Skriptum se dělí na části, kapitoly, které odpovídají logickému dělení studované látky, ale nejsou stejně obsáhlé. Předpokládaná doba ke studiu kapitoly se může výrazně lišit, proto jsou velké kapitoly děleny dále na číslované podkapitoly a těm odpovídá níže popsaná struktura.

#### Při studiu každé kapitoly doporučujeme následující postup:



**Čas ke studiu:** xx hodin

Na úvod kapitoly je uveden **čas** potřebný k prostudování látky. Čas je orientační a může vám sloužit jako hrubé vodítko pro rozvržení studia celého předmětu či kapitoly. Někomu se čas může zdát příliš dlouhý, někomu naopak. Jsou studenti, kteří se s touto problematikou ještě nikdy neselekali a naopak takoví, kteří již v tomto oboru mají bohaté zkušenosti.



**Cíl:** Po prostudování tohoto odstavce budete umět

- popsat ...



- definovat ...
- vyřešit ...

Immediately jsou uvedeny cíle, kterých máte dosáhnout po prostudování této kapitoly – konkrétní dovednosti, znalosti.



## VÝKLAD

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



## Řešený příklad



## Shrnutí pojmů

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



## Pojmy k zapamatování



## Otázky

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



## Úlohy k řešení

Protože většina teoretických pojmů tohoto předmětu má bezprostřední význam a využití v databázové praxi, jsou Vám nakonec předkládány i praktické úlohy k řešení. V nich je hlavní význam předmětu a schopnost aplikovat čerstvě nabyté znalosti při řešení reálných situací hlavním cílem předmětu.



## Příklad k samostatnému řešení



## CD-ROM

Otevři soubor



## Text k prostudování

[1] Mohylová, J, Punčochář, J.: .....



## Další zdroje

[2]

[3]

[4]



## KLÍČ K ŘEŠENÍ

Výsledky zadaných příkladů i teoretických otázek výše jsou uvedeny v závěru učebnice v Klíči k řešení. Používejte je až po vlastním vyřešení úloh, jen tak si samokontrolou ověříte, že jste obsah kapitoly skutečně úplně zvládli.



## Korespondenční úkol

Zadání domácí úlohy, testu nebo seminárního projektu k odevzdání tutorovi a hodnocené v rámci kurzu.

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

*Jitka Mohylová & Josef Punčochář*

# 1 Základy analýzy obvodů s nelineárními prvky



**Čas ke studiu:** 2 hodiny



**Cíl** Po prostudování tohoto odstavce budete umět

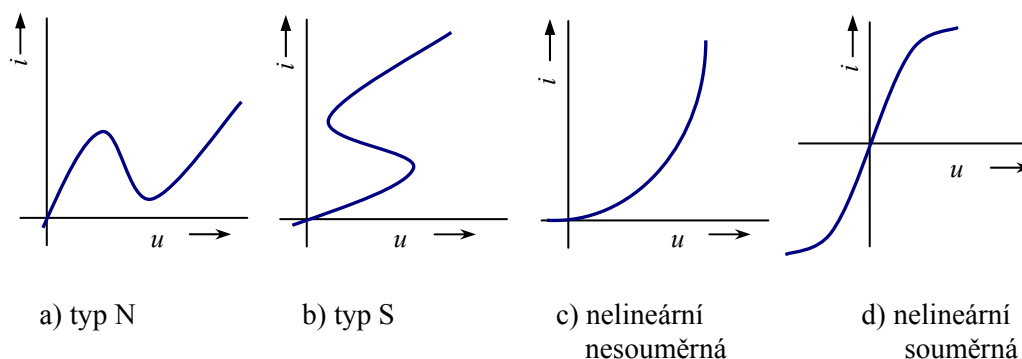
- rozlišit lineární a nelineární obvod
- definovat základní pojmy
- stanovit pracovní bod
- aproximovat nelineární charakteristiky
- analyzovat základní obvody s nelineárními odporovými prvky



## VÝKLAD

V předmětu Elektrické obvody I (nebo v odpovídajícím základním kurzu) jsme se zabývali lineárními obvody a jejich řešením. Zopakujme tedy, že lineární obvod obsahuje pouze lineární prvky. Lineární odporový prvek je takový prvek, jehož parametry – *odpor*  $R$  a *vodivost*  $G$  jsou konstantní, nezávislé na velikosti působících napětí a proudů. AV charakteristika lineárního prvku je přímka procházející počátkem.<sup>1)</sup> Připomeňme, že v lineárním obvodu platí princip superpozice.

Pokud obvod obsahuje alespoň jeden prvek s nelineární AV charakteristikou – viz obr. 1.1, je celý obvod nelineární. V nelineárních obvodech neplatí princip superpozice!



Obr. 1.1: Základní typy nelineárních AV charakteristik

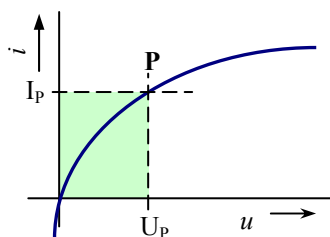
<sup>1)</sup> Pro indukčnosti a kapacity se posuzují jiné charakteristiky:  $A - W_b$ ,  $V - C$ .

## 1.1. Definice základních pojmů

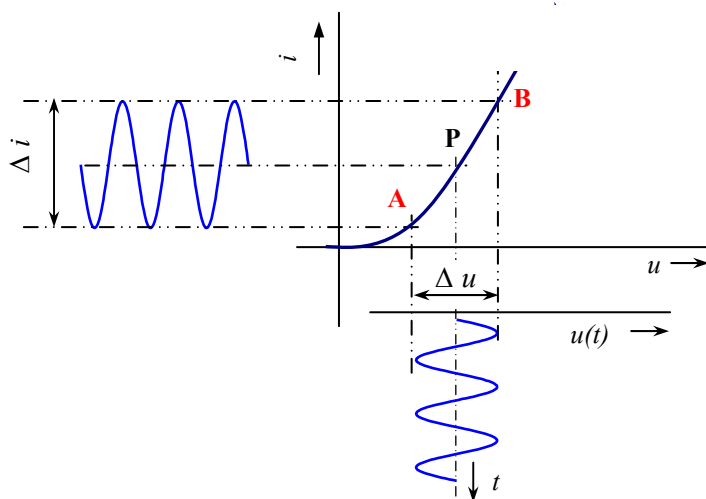
U nelineárních obvodů definujeme pojmy: pracovní bod, pracovní úsek VA charakteristiky, statický odpor  $R_S$  (statická vodivost  $G_S$ ) a diferenciální (dynamický) odpor  $R_d$  (diferenciální vodivost  $G_d$ )

### Pracovní bod:

známe-li VA charakteristiku, můžeme ke každé hodnotě obvodové veličiny určit odpovídající hodnotu druhé veličiny – této dvojici bodů říkáme pracovní bod  $P = [U_P, I_P]$  – viz obr. 1.2.



Obr. 1.2: Definice pracovního bodu P



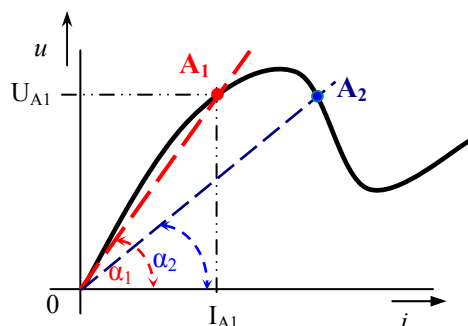
Obr. 1.3: Definice pracovního úseku AV charakteristiky

Pracovní úsek VA charakteristiky: definujeme jako oblast mezi body  $\overline{AB}$  – viz obr. 1.3

### Statický odpor:

je definován jako poměr pracovního napětí ku pracovnímu proudu – viz obr. 1.4. Jeho velikost však není obecně **konstantní** – pro každý bod charakteristiky je různý (pro lineární prvek se měnit nebude). Hodnota statického odporu je vždy kladná.

$$R_S = u/i \quad \text{resp.} \quad G_S = i/u \quad \Longrightarrow$$



Obr. 1.4: Definice statického odporu nelineárního prvku

$$R_{S1} = \frac{U_{A1}}{I_{A1}} = \frac{m_U \cdot \overline{OU}_{A1}}{m_I \cdot \overline{OI}_{A1}} = \frac{m_U}{m_I} \cdot \operatorname{tg} \alpha_1 = k \cdot \operatorname{tg} \alpha_1$$

kde

$m_U$  je měřítko napětí (např.  $V/cm$ )

$m_I$  je měřítko proudu (např.  $A/cm$ )

$\alpha_1$  je úhel, který svírá spojnice bodu A s počátkem

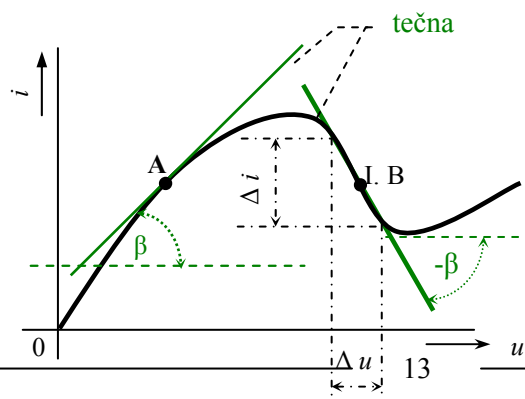
$k = m_U/m_I$  definuje poměr zvolených měřítek v grafu

Pomocí těchto parametrů můžeme vyjádřit i hodnotu ztrátového výkonu (v bodě  $A_1$ ):

$$P = U_{A1} \cdot I_{A1} = m_U \cdot \overline{OU}_{A1} \cdot m_I \cdot \overline{OI}_{A1} = m_U \cdot m_I \cdot \overline{OU}_{A1} \cdot \overline{OI}_{A1}$$

Tento výkon je úměrný vyznačené ploše – viz např. pracovní bod  $\mathbf{P}$ , o souřadnicích  $U_P, I_P$  – obr. 1.2.

**Diferenciální odpor:** (*dynamický*) je závislý na poloze klidového pracovního bodu a je určený sklonem tečny k charakteristice v daném bodě. V klesající části VA charakteristiky je záporný, ve stoupající části je kladný – obr. 1.5.



Obr. 1.5: Definice diferenciálního odporu nelineárního prvku

$$R_d = \frac{\Delta u}{\Delta i} = k \cdot \operatorname{tg} \beta$$

kde

$\beta$  – úhel, který svírá směrnice tečny k charakteristice v daném bodě

## 1.2 Analýza nelineárních obvodů

Analýza nelineárních obvodů představuje složitější problém než analýza lineárních obvodů. V nelineárních obvodech neplatí princip superpozice, platí zde Kirchhoffovy zákony (KZ), které spolu s popisem nelineárních prvků umožňují popsat každý nelineární obvod soustavou nelineárních algebraických nebo transcendentních rovnic. Tvar těchto rovnic závisí především na způsobu popisu VA charakteristik nelineárního prvku, který může být dán buď analytickým výrazem nebo grafem či tabulkou naměřených hodnot.

Metody analýzy nelineárních obvodů můžeme rozdělit do tří základních skupin: *metody analytické, grafické a numerické*. Každá z uvedených metod má své výhody a nevýhody. Hlavní výhodou analytických metod je možnost získání obecných výsledků. Nevýhodou je omezení jejich použití pouze na případy, v nichž jsou algebraické a transcendentní rovnice analyticky řešitelné. Grafické metody jsou výhodné pro svou názornost a pro přímé zpracování graficky zadaných nebo naměřených charakteristik skutečných nelineárních prvků. Nevýhodou je jejich omezená přesnost daná kvalitou grafických konstrukcí a nemožnost získání obecných výsledků. Numerické metody využívají výpočetní techniky a jejího programového vybavení. Tyto metody dosahují vysoké přesnosti výsledků analýzy, ale opět nedávají obecné výsledky, každá změna musí být řešena samostatně.

## 1.3 Aproximace nelineárních charakteristik

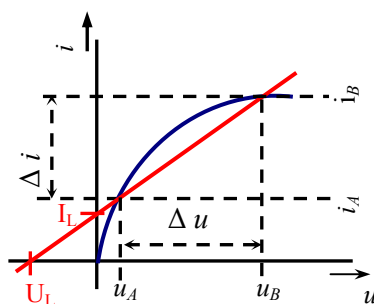
VA charakteristiky skutečných nelineárních prvků jsou zpravidla dány grafem nebo tabulkou naměřených hodnot. Při použití analytických a numerických metod potřebujeme vyjádřit tyto charakteristiky nebo jejich části ve formě analytických výrazů.

Nejobvyklejší postup při získávání aproximačních analytických výrazů je, že změřenou VA charakteristiku nahradíme vhodným matematickým modelem spolu s určením všech jeho parametrů. Základní matematické aproximace nelineárních charakteristik jsou:

a) **Linearizace:**

Náhradou VA charakteristiky nelineárního rezistoru přímkou procházející počátkem souřadné soustavy linearizujeme prvek v celé pracovní oblasti. Můžeme použít všech principů a metod analýzy a syntézy lineárních obvodů. Je zřejmé, že tato linearizace nebere do úvahy nelineární vlastnost prvku a hodí se pouze pro přibližné řešení obvodů s nepodstatnými nelinearitami.

Vhodnější aproximací nelineární charakteristiky je linearizace v určité pracovní oblasti popř. v pracovním bodě – viz obr.1. 6.



Obr. 1.6: Linearizace charakteristiky v pracovní oblasti

Aproximační přímkou lze popsat rovnicí (směrnice tvar přímkou)

$$u = U_L + R_d \cdot i \quad \text{nebo} \quad i = I_L + G_d \cdot u$$

kde

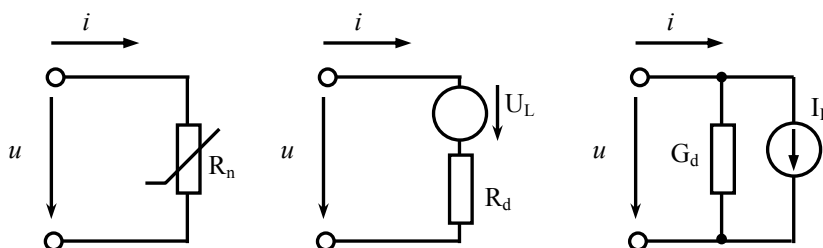
$U_L$  a  $I_L$  jsou souřadnice průsečíků aproximační přímkou se souřadnicovými osami

$R_d = 1/G_d = -U_L/I_L$  odpovídá směrnici této přímkou

je to jen speciální případ obecného vztahu

$$R_d = \frac{u_B - u_A}{i_B - i_A} = \frac{\Delta u}{\Delta i}$$

Přibližnou náhradou nelineárního rezistoru v uvažované pracovní oblasti je potom sériové zapojení lineárního rezistoru  $R_d$  a napětového zdroje  $U_L$  nebo paralelní zapojení lineárního rezistoru o vodivosti  $G_d$  a zdroje proudu  $I_L$  – viz obr. 1.7. Je-li pracovní oblast jen malá část VA charakteristiky, můžeme ji s dostatečnou přesností nahradit (sečnou) – tečnou v pracovním bodě, pak parametry  $R_d$  a  $G_d$  představují diferenciální odpor a vodivost v uvažované pracovní oblasti.



Obr. 1.7: Náhradní zapojení nelineárního rezistoru při linearizaci v pracovní oblasti

Hlavní výhodou linearizace je jednoduchost použitého modelu. Model obsahuje pouze aktivní a pasivní lineární prvky a tudíž můžeme využít všech metod analýzy lineárních obvodů. Je použitelný pouze tam, kde je nelinearita nefunkční vlastností obvodu – nevyužívá se.

V závislosti na tvaru VA charakteristiky můžeme někdy použít tzv. *linearizace po úsecích*. VA charakteristiku rozdělíme v tomto případě do několika oblastí a v každé z nich ji nahradíme vhodnou úsečkou (např. VA charakteristika diody). Náhradní charakteristikou je pak lomená čára složená z přímkových úseků. Je zřejmé, že přesnost aproximace roste s počtem úseků. Roste ale i složitost početních úkonů při řešení rovnic, která spočívá hlavně ve stanovení hranic platnosti jednotlivých úseků. Tento způsob linearizace lze použít i pro „funkční“ nelinearity.

b) **Aproximace mocninnými funkcemi**

Tato aproximace využívá obecnou mocninu ve tvaru

$$y = ax^b = ax^{m/n}$$

kde  $m, n$  jsou celá čísla.

Uvedená funkce má pouze dva neznámé koeficienty, takže stačí znalost dvou bodů pro jejich určení pomocí interpolační metody (např. proud vakuovou diodou v oblasti prostorového náboje vyjádříme vztahem  $i = au^{3/2}$ ).

c) **Aproximace exponenciálními polynomy:**

Exponenciální polynom

$$y = a_0 + a_1 e^{b_1 x} + a_2 e^{b_2 x} + \dots + a_n e^{b_n x} = \sum_{k=0}^n a_k e^{b_k x}$$

je vhodný v řadě praktických případů. Zpravidla vystačíme se dvěma nebo třemi členy polynomu (např. VA charakteristika polovodičové diody má tvar  $i = I_0 (e^{u/U_T} - 1)$ )

d) **Aproximace transcendentními funkcemi:**

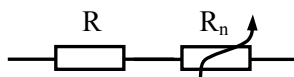
Některé typy nelineárních charakteristik lze aproximovat různými transcendentními funkcemi obsahující některé konstanty jako parametry, např.

$$y = a \cdot \arctg bx, \quad y = a \cdot \sinh bx, \quad y = a \cdot \tgh bx$$



## 1.4 Grafické řešení nelineárních obvodů

Jednoduché odporové obvody mohou být graficky analyzovány metodou postupného zjednodušování stejně jako lineární obvody. Místo výpočtů náhradních odporů pro sériové a paralelní zapojení rezistorů musíme postupně sčítat (sestrojovat) jednotlivé VA charakteristiky dokud nedostaneme výslednou VA charakteristiku.



### a) Řešení sériového řazení součástek

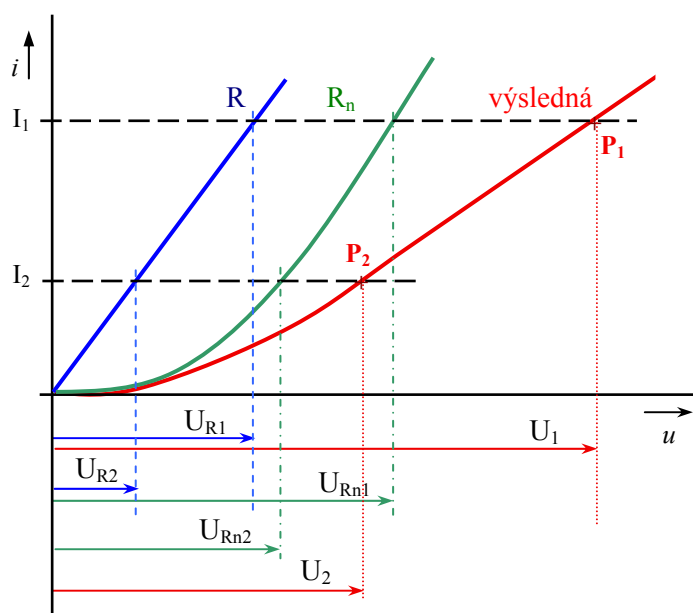
Výsledným řešením je zkonstruování výsledné V-A charakteristiky sériově řazených součástek. Do jednoho obrázku nakreslíme obě dvě charakteristiky. Řešíme například sériovou kombinaci lineárního odporu  $R$  a nelineárního odporu  $R_n$  – tj. opakovaně sčítáme souřadnice napětí při zvolených proudech – aplikace II. KZ pro zvolené hodnoty sériového proudu, tedy proudu stejného pro oba odpory (znak sériovosti) – obr. 1.8.

Platí:

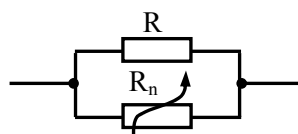
$$U_1 = U_{R_1} + U_{R_{n1}}$$

$$U_2 = U_{R_2} + U_{R_{n2}}$$

atd.



Obr. 1.8: Metoda postupného zjednodušování charakteristik pro sériové řazení součástek

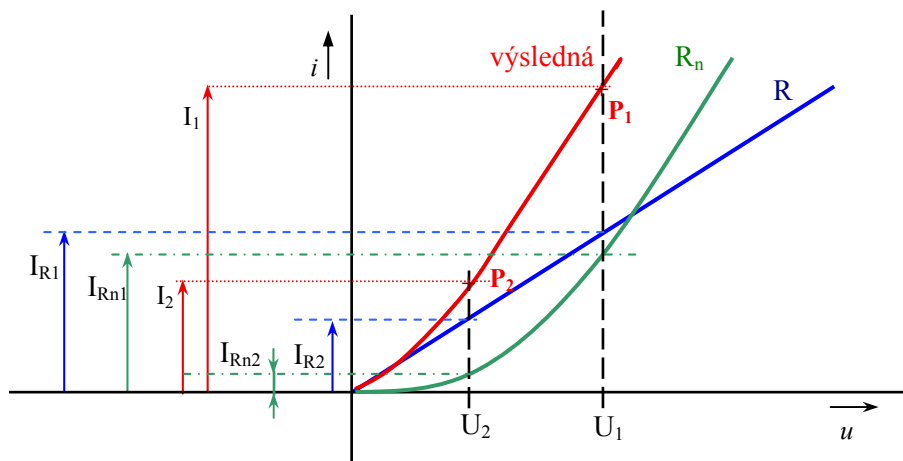


### b) Řešení paralelního řazení součástek

Řešením je opět zkonstruování výsledné AV charakteristiky paralelních součástek. Nejprve nakreslíme do obrázku V-A charakteristiky obou rezistorů. Protože v paralelním obvodu je na obou součástkách stejné napětí, získáme body výsledné AV charakteristiky součtem proudů obou rezistorů

při zvoleném napětí – aplikace I. KZ pro zvolené hodnoty stejného "paralelního" napětí (stejně napětí – znak paralelnosti) – obr. 1.9.

$$\text{Platí: } I_1 = I_{R_1} + I_{R_{n1}} \quad I_2 = I_{R_2} + I_{R_{n2}}$$

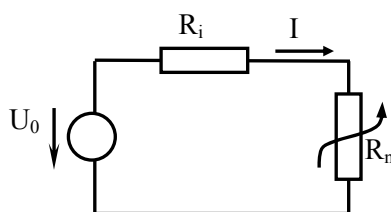


Obr. 1.9: Metoda postupného zjednodušování charakteristik pro paralelní řazení součástek

### c) Určení pracovního bodu nelineární součástky graficko-početní metodou

Nelineární obvody obsahující pouze jeden nelineární rezistor lze vždy zjednodušit použitím Théveninovy věty na obvod obsahující pouze jeden napěťový zdroj  $U_0$ , lineární rezistor  $R_i$  a daný nelineární prvek – např.  $R_n$  – viz obr. 1.10.

Volbou statického (klidového) pracovního bodu volíme i určité pracovní podmínky činnosti součástky. Pracovní bod je určen stejnosměrným pracovním napětím  $U_{P1}$  a procházejícím stejnosměrným proudem  $I_{P1}$ . Nastavit požadovaný pracovní bod  $P_1$  znamená přivést do (na) součástky(u) odpovídající veličiny z napájecího zdroje.



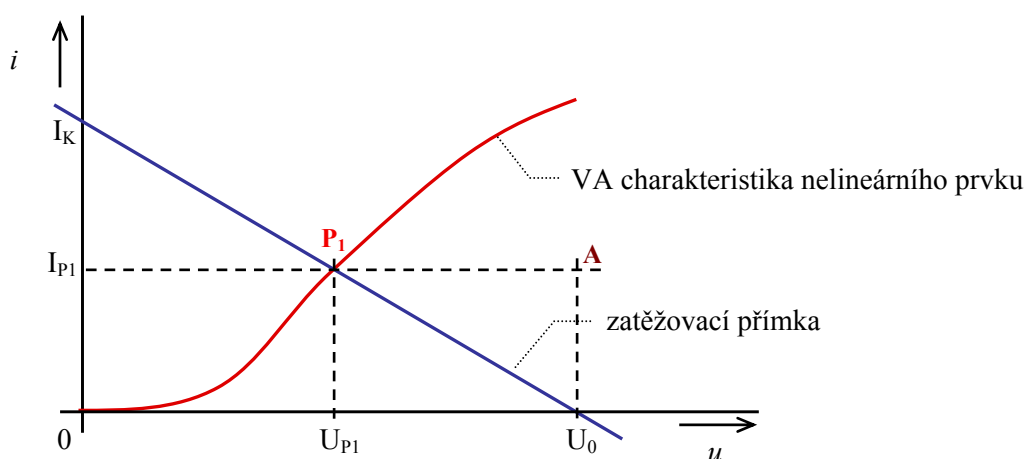
Obr. 1.10: Náhradní zapojení obvodu s jedním nelineárním rezistorem

Pracovní bod určíme pomocí zatěžovací přímky. Ta popisuje všechny možné dvojice  $U, I$  lineární části obvodu a lze proto určit ze dvou bodů. Zatěžovací přímku určíme nejnadhěji ze stavu (dva výhodně vybrané body přímky):

1. naprázdno: – (odpor  $R_n$  je odpojen, proud procházející obvodem  $I = 0$ ) na výstupu obvodu je napětí  $U = U_0$
2. nakrátko: – (odpor  $R_n$  je zkratován) proud procházející obvodem je nyní

$$I_K = \frac{U_0}{R_i} \quad \text{nebo} \quad R_i = \frac{U_0}{I_K}$$

V průsečíku zatěžovací přímky a nelineární VA charakteristiky je pracovní bod  $P$ , který současně vyhovuje lineární části obvodu (zatěžovací přímce) i nelineárnímu prvku – obr. 1.11.



Obr. 1.11: Určení pracovního bodu nelineární součástky

- Ztrátový výkon, který dodává do obvodu napájecí zdroj pro bod  $P_1$  je  $P = U_0 \cdot I_{P_1}$ . Graficky se tento výkon rovná ploše obdélníku  $0, U_0, A, I_{P_1}$ .
- Výkon nelineární součástky  $R_n$  se rovná součinu  $P = U_{P_1} \cdot I_{P_1}$ . Graficky je tento výkon roven ploše obdélníku  $0, U_{P_1}, P_1, I_{P_1}$ .
- Ztrátový výkon rezistoru  $R_i$  se rovná součinu  $P = (U_0 - U_{P_1}) \cdot I_{P_1}$ . Graficky je dán plochou obdélníku  $U_{P_1}, U_0, A, P$

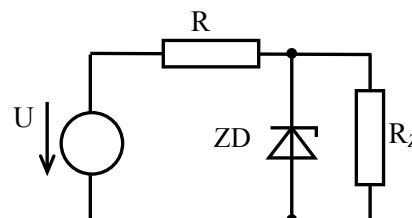


### Příklad 1.1.

Stabilizátor stejnosměrného napětí je napájen stejnosměrným napětím  $U = 20\text{ V}$ . Rezistory  $R$  a  $R_Z$  mají hodnotu  $500\ \Omega$ . Určete pracovní bod stabilizační diody. Stanovte výkon  $P$  rozptýlený diodou. VA charakteristika diody je dána tabulkou.

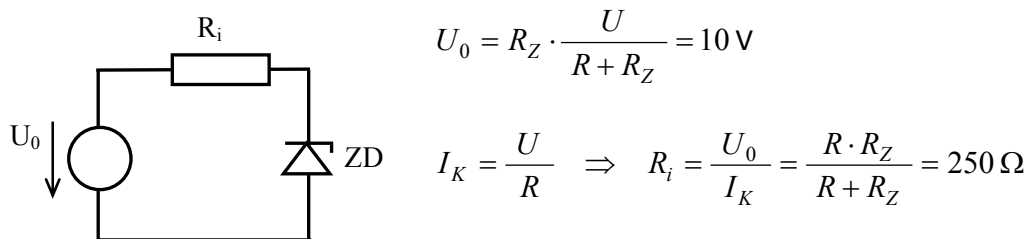
VA charakteristika Zenerovy diody

$I\text{ (mA)}$	-1	-10	-20	-30	-40	-50
$U\text{ (V)}$	-4,5	-5,30	-5,65	-5,95	-6,15	-6,30



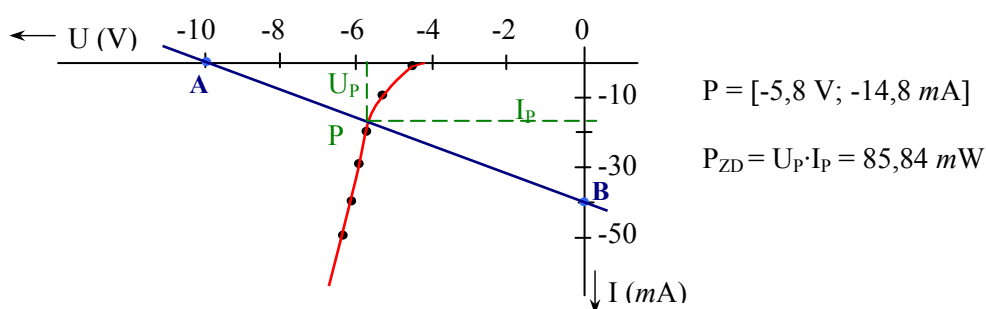
### ☑ Řešení:

Lineární část obvodu nahradíme pomocí Théveninovy věty –  $U_0, R_i$ . Nakreslíme VA charakteristiku stabilizační (Zenerovy) diody. Ze stavu naprázdno a nakrátko určíme zatěžovací přímku – pracovní bod, ztrátový výkon diody  $P_{ZD}$ .



naprázdno:  $I = 0 \rightarrow U = U_0 = 10 \text{ V} \Rightarrow$  bod **A**

nakrátko:  $U = 0 \rightarrow I_K = U_0/R_i = 0,04 \text{ A} \Rightarrow$



### Příklad 1.2.

Nalezněte pracovní bod nelineárního prvku a stanovte jeho ztrátový výkon. Linearizujte v pracovním bodě nelineární prvek a určete parametry náhradního zapojení. (Řešte pomocí principu superpozice a Théveninovou (Nortonovou) větou).

$$I_{01} = 1,4 \text{ A}$$

$$U_{02} = 4,2 \text{ V}$$

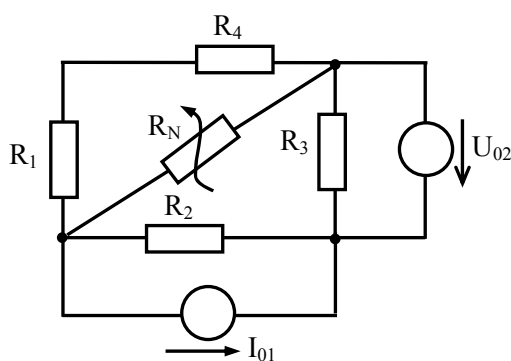
$$R_1 = 1 \Omega$$

$$R_2 = 2 \Omega$$

$$R_3 = 3 \Omega$$

$$R_4 = 4 \Omega$$

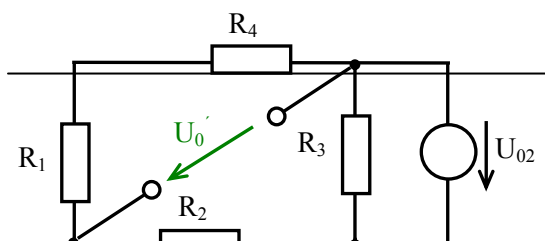
$$R_5 = 5 \Omega$$



### ☑ Řešení:

- a) Nejprve nahradíme lineární část obvodu pomocí Théveninovy (nebo Nortonovy) věty náhradním napěťovým zdrojem  $U_0$  a k němu do série řazeným odporem  $R_i$ . Prvky náhradního obvodu budeme řešit principem superpozice. (Tyto prvky můžeme určit také metodou smyčkových proudů, uzlových napětí).

Určení  $U_0$ :



(vnitřní odpor zdroje proudu je  $\infty$ )

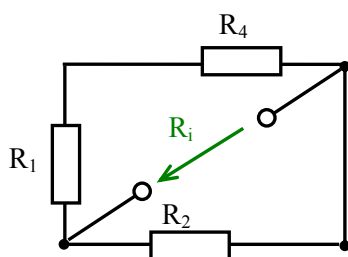
$$U'_0 = U_{02} \cdot \frac{R_1 + R_4}{R_1 + R_2 + R_4} = 3 \text{ V}$$

(vnitřní odpor zdroje napětí je  $\infty$ )

$$U''_0 = I_{01} \cdot R_2 \cdot \frac{R_1 + R_4}{R_1 + R_2 + R_4} = 2 \text{ V}$$

$$U_0 = U'_0 + U''_0 = 3 + 2 = 5 \text{ V}$$

Určení  $R_i$ :



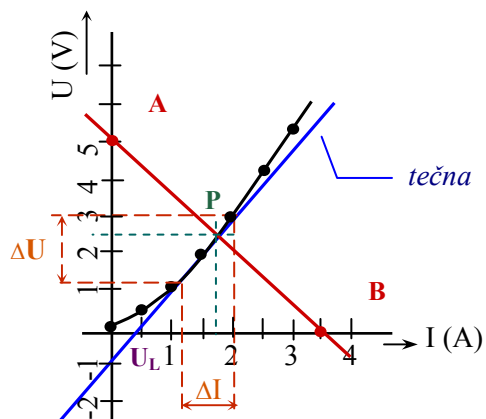
$$R_i = \frac{R_2 \cdot (R_1 + R_4)}{R_1 + R_2 + R_4} = \frac{10}{7} = 1,42 \ \Omega$$

b) Ze stavu naprázdno a nakrátko v náhradním schématu určíme zatěžovací přímku a pracovní bod P.

naprázdno:  $I = 0 \rightarrow U = U_0 = 5 \text{ V} \quad \Rightarrow \text{bod A}$

nakrátko:  $U = 0 \rightarrow I_K = U_0 / R_i = 3,5 \text{ A} \quad \Rightarrow \text{bod B}$

c) V průsečíku zatěžovací přímky a VA charakteristiky nelineárního prvku získáme pracovní bod P. Odečtením hodnot  $U_P$  a  $I_P$  získáme ztrátový výkon nelineárního prvku  $P_{RN}$ .



Výkon nelineárního prvku  $R_N$ :

$$P_{RN} = I_P \cdot U_P = 1,75 \cdot 2,5 = 4,375 \text{ W}$$

- d) *Linearizace* – tečna v pracovním bodě  $P$  – nelineární odpor  $R_N$  nahradíme lineárním modelem – sériovým zapojením diferenčního odporu  $R_d$  a napěťovým zdrojem  $U_L$



$$R_d = \frac{\Delta U}{\Delta I} = \frac{3 - 1,2}{2 - 1,1} = 2 \Omega$$

$$I_N = \frac{U_0 - U_L}{R_d + R_i} = \frac{5 - (-1)}{2 + 1,42} = 1,75 \text{ A}$$

$$U_N = R_d \cdot I_N + U_L = 2 \cdot 1,75 + (-1) = 2,5 \text{ V}$$

Výkon nelineárního prvku  $R_N$ :

$$P = U_N I_N = 1,75 \cdot 2,5 = 4,375 \text{ W}$$

$U_L$  – odečteno z grafu – -1V

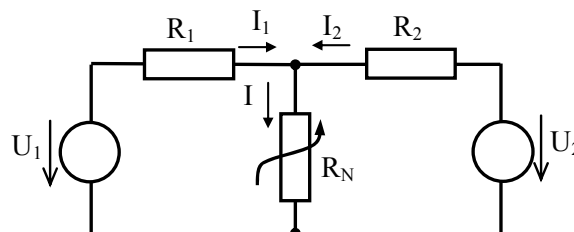


### Příklad 1.3.

Určete proud procházející nelineárním prvkem, jsou-li zadány hodnoty:  $U_1 = 42 \text{ V}$ ,  $U_2 = 30 \text{ V}$ ,  $R_1 = 5 \Omega$ ,  $R_2 = 10 \Omega$ . Nelineární prvek je zadán VA charakteristikou (lineární část řešte analyticky – pomocí KZ a pomocí Théveninovy věty).

VA charakteristika nelineárního odporu  $R_N$ :

$U \text{ (V)}$	0	2	3	4	5	6
$I \text{ (mA)}$	0	12	20	35	52	70



### Řešení:

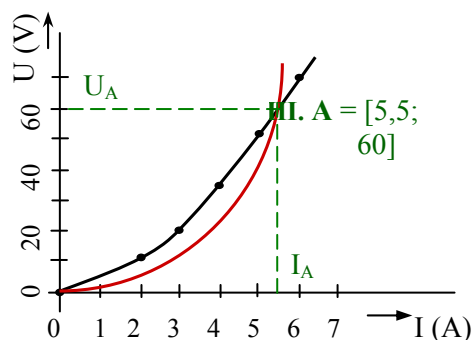
VA char. nelineárního odporu aproximujeme vhodnou křivkou – parabolou:  $I^2$  (musí platit, že obě křivky musí procházet dvěma společnými body – počátkem souřadnicového hodu a dalším bodem – např. A – viz obrázek).

- a) Z obrázku určíme konstantu  $k$ :

$$k = \frac{U_A}{I_A^2} = \frac{60}{5,5^2} = 2 \text{ V/A}^2$$

Pomocí Kirchhoffových zákonů napíšeme rovnice:

$$(1) \quad I_1 + I_2 - I = 0$$

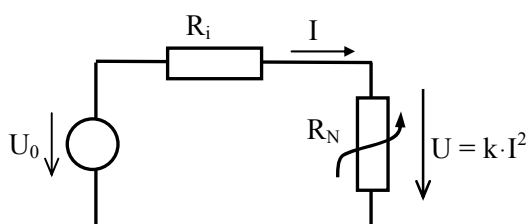


$$\left. \begin{aligned} R_1 I_1 + k \cdot I^2 &= U_1 \\ R_2 I_2 + k \cdot I^2 &= U_2 \end{aligned} \right\} \begin{array}{l} \text{z rovnic vyjádříme proudy } I_1 \text{ a } I_2, \\ \text{hodnoty dosadíme do vztahu (1)} \end{array}$$

$$I = 3,62 \text{ A}, I_1 = 3,16 \text{ A}, I_2 = 0,46 \text{ A}$$

Théveninova věta:

Nejprve nahradíme lineární část obvodu pomocí Théveninovy (nebo Nortonovy) věty náhradním napěťovým zdrojem  $U_0$  a k němu do série řazeným odporem  $R_i$ . Ze stavu naprázdno a nakrátko v náhradním schématu určíme zatěžovací přímku a pracovní bod P.



$$U_0 = 38 \text{ V}, R_i = 3,3 \Omega$$

$$k \cdot I^2 + R_i \cdot I - U_0 = 0 \Rightarrow I = 3,616 \text{ A}$$



### Pojmy k zapamatování

Obvod – lineární, nelineární; VA charakteristika; pracovní bod, odpor – statický, diferenciální (dynamický), linearizace, zatěžovací přímka. Pokud některému z nich ještě nerozumíte, vraťte se k nim ještě jednou.



### Otázky 1

1. Definujte rozdíl mezi lineárním a nelineárním obvodem.
2. Definujte statický a diferenciální odpor.
3. Platí v nelineárních obvodech Ohmův a Kirchhoffovy zákony?
4. Platí v nelineární obvodu princip superpozice?
5. Jak spolu souvisí zatěžovací přímka a Théveninova věta při analýze nelineárních obvodů?

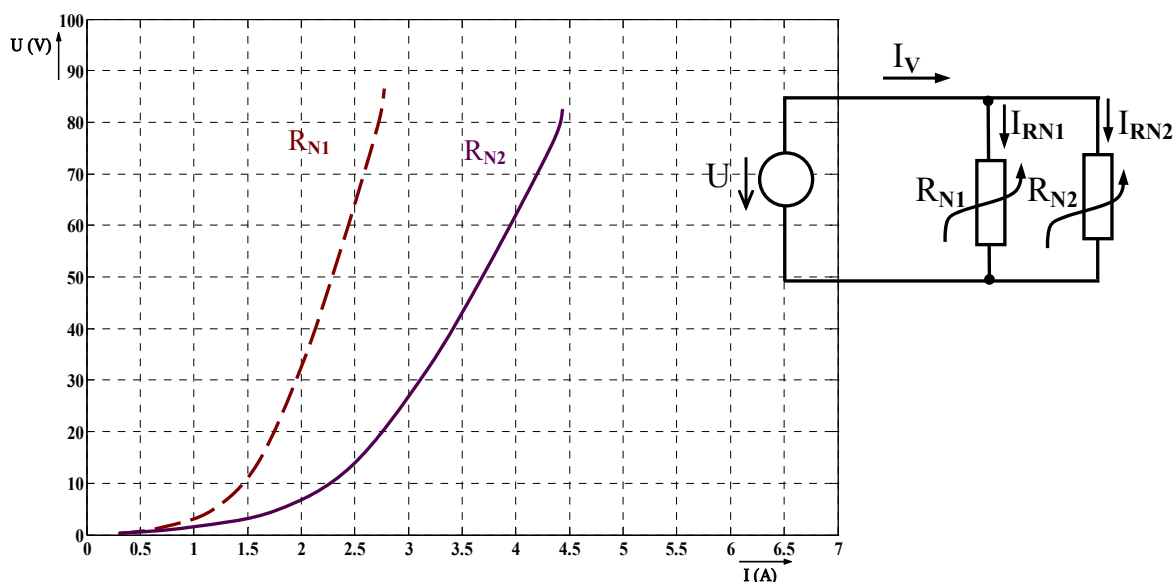
6. Jak získáte pracovní bod, znáte-li zatěžovací přímku a VA charakteristiku nelineárního prvku?
7. Jak využijete základní zákony (a které) při grafickém řešení nelineárních obvodů (paralelní, sériové a smíšené řazení prvků)?
8. Co je to linearizace a kdy se používá?



## Úlohy k řešení 1

### Příklad 1.1

Určete proud procházející obvodem, je-li napětí zdroje  $U = 50$  V. Jednotlivé prvky jsou dány svými charakteristikami na obrázku.



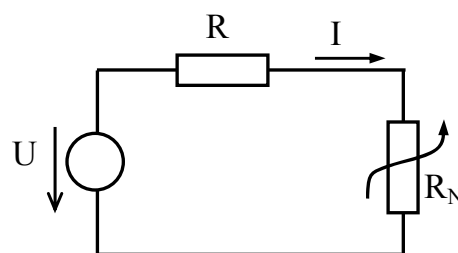
### Příklad 1.2

Proud, který protéká obvodem je  $I = 0,5$  mA. Určete

- a) napětí zdroje  $U$ , jsou-li zadány VA charakteristiky prvků (řešte graficky):
- b) hodnotu odporu  $R$

VA charakteristika odporu  $R$ :

$U$ (V)	0	3	5
$I$ (mA)	0	3	5





VA charakteristika nelineárního odporu  $R_N$ :

<b>U (V)</b>	-5	-4	-3	-2	-1	-0,5	0	0,5	1
<b>I (mA)</b>	-0,7	-0,6	-0,5	-0,4	-0,3	-0,2	0	0,6	2

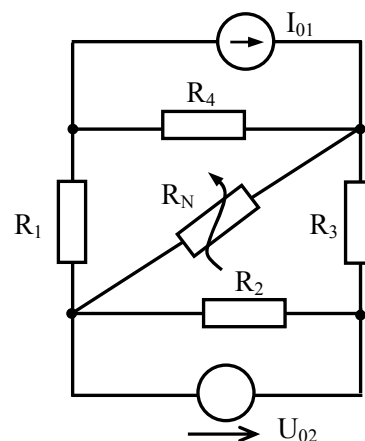
**Příklad 1.3**

Určete ztrátový výkon nelineárního prvku, je-li zadáno:

$$U_{02} = 12 \text{ V}$$

$$I_{01} = 1 \text{ A}$$

$$R_1 = 1 \Omega, R_2 = 2 \Omega, R_3 = 3 \Omega, R_4 = 4 \Omega$$



Nelineární prvek je zadán VA charakteristikou :

<b>I (A)</b>	0	0,25	0,50	0,75	1,00	1,25	1,50	1,75	2,00
<b>U (V)</b>	0	1,50	2,50	3,30	4,00	4,40	4,70	5,00	5,20

**Příklad 1.4**

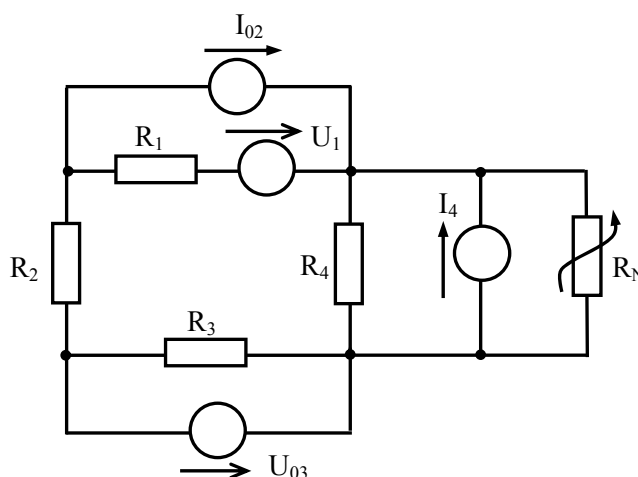
Určete ztrátový výkon nelineárního prvku, je-li zadáno:

$$U_{03} = 3 \text{ V}, U_1 = 1 \text{ V}$$

$$I_{02} = 2 \text{ A}, I_4 = 4 \text{ A}$$

$$R_1 = 1 \Omega, R_2 = 2 \Omega$$

$$R_3 = 3 \Omega, R_4 = 4 \Omega$$



Nelineární prvek je zadán VA charakteristikou:

<b>I (A)</b>	0	1,0	2,0	2,5	2,8	3,0	3,2	3,3	3,4	3,5	3,7	3,8	4,0
<b>U(V)</b>	0	0,5	1,0	1,5	2,0	2,5	3,0	3,5	4,0	4,5	5,0	5,5	6,0



### Text k prostudování

- [1] Frohn, M. – Siedler, H.-J. – Wiemer, M. – Zastrow, P.: Elektronika, polovodičové součástky a základní zapojení. Ben, Praha 2006, ISBN 80-7300-123-3



### Další zdroje

- [1] Horowitz, P.- Winfield,H.: The art of electronics (second edition). Cambridge University Press, Cambridge 1982
- [2] Mikulec, M., – Havlíček, V.: Basic circuit theory. Vydavatelství ČVUT, Praha, 2005, ISBN 80-01-03172-1
- [3] Doleček, J.: Moderní učebnice elektroniky 2. díl, BEN, Praha, 2005, ISBN 80-730-161-6
- [4] Mayer, D.: Úvod do teorie elektrických obvodů, SNTL, Praha, 1981,
- [5] Kuphaldt, Tony R.: Lessons In Electric Circuits, [www.ibiblio.org/kuphaldt/](http://www.ibiblio.org/kuphaldt/)



### Korespondenční úkol

Bude zadán vyučujícím z množiny příkladů určených k samostatnému řešení..

## 2 Polovodičové diody



**Čas ke studiu:** 3 hodiny



**Cíl** Po prostudování této části budete umět objasnit princip přechodu PN – diody.

Dále budete umět:

navrhnout

- spínač malých signálů
- zdroj referenčního napětí
- usměrňovač

využít PN přechod jako

- fotovoltaický člen
- kapacitu řízenou napětím

posoudit režimy diody v různých aplikacích



### VÝKLAD

#### 2.1 Polovodičové materiály

- Podle elektrických vlastností dělíme látky do tří skupin
  - Vodiče
  - Polovodiče
  - Izolanty
- Nejběžněji používaným polovodičovým materiálem v soudobé elektronice je křemík (Si, dříve germanium Ge)
- Vlastní (intrinsický) polovodič neobsahuje příměsi, počet volných elektronů a děr („prázdné místo“ po elektronech) je stejný (vlastní koncentrace  $n_i$ )
- Nevlastní (extrinsický) polovodič je dotován („znečištěn“) tak, že při pokojové teplotě převažuje počet:

- **elektronů** – polovodič typu N – dotace arsenem, fosforem („daný“ elektron – donor)
  - **děr** – polovodič typu P – dotace bórem, indiem („přijímají“ – akceptují elektrony – akceptor)
- Základní rovnice:  $n \times p = n_i^2$   
Jestliže koncentrace děr ( $p$ ) roste, potom koncentrace elektronů ( $n$ ) úměrně rovnici klesá a naopak.
  - Kovové vodiče: odpor roste s růstem teploty (teplem rozkmitané atomy „kladou“ elektronům větší odpor).
  - Polovodiče: odpor klesá s růstem teploty (teplem se uvolňují další volné nosiče – elektrony nebo díry podle typu vodivosti).

Polovodič může být v prvním přiblížení definován jako materiál, jehož elektrické vlastnosti leží mezi vlastnostmi kovů (dobře vedou proud) a izolantů (nevedou proud).

Křemík (čtvrtý sloupec periodické soustavy prvků, čtyři volné elektrony) tvoří diamantovou krystalovou strukturu. Všechny elektrony (valenční) jsou v ní poměrně silně vázány. Proto za normálních poměrů vůbec nevede proud (nižší teploty). Při zvětšování teploty (dodávání tepelné energie) se některé elektrony z vazby uvolní, vodivost křemíku roste (klesá specifický odpor). Tuto vodivost označujeme jako vlastní. Elektrony přecházejí do tzv. vodivostního pásu – zůstává po nich stejný počet děr – prázdná místa – vakance.

Vodivost vlastního polovodiče lze zvětšit přidáním (dotací) atomů prvků (příměsí) ze 3. sloupce periodické soustavy prvků (bór, indium) nebo z 5. sloupce periodické soustavy (fosfor, arsen). Prvky třetího sloupce mohou zapojit do krystalové vazby s křemíkem pouze tři valenční elektrony. Ve vazební struktuře jeden elektron chybí – vzniká kladná díra – **materiál typu P** (pozitive).

Prvky z pátého sloupce zapojí do vazby s křemíkem čtyři elektrony, ale jeden elektron stále přebývá. Tento přebytečný elektron lze poměrně snadno (dodáním vhodné energie – tepelné záření, el. pole) uvolnit a tím zvýšit vodivost (zmenšit odpor) – je záporný (negative) - **materiál typu N**.

Vedení proudu v dotovaných (extrinšických) polovodičích probíhá dvěma způsoby. Pohyb děr<sup>2)</sup> nebo volných elektronů vyvolaný elektrickým polem (tedy napětím přiloženým na polovodič) se nazývá drift.

Pohyb částic z oblasti s vysokou koncentrací do oblastí s nízkou koncentrací se nazývá difúze (Fickův zákon [3]).

V oblasti teplot 150 až 500 K je vodivost dotovaných polovodičů (nevlastních) určována dominantně koncentrací příměsí. Právě „sousedství“ nevlastního polovodiče typu *P* a typu *N* vytváří přechod P-N, který je principiálně důležitý např. pro diody, bipolární tranzistory (BJT) a unipolární tranzistory „s přechodem“ (JFETy).

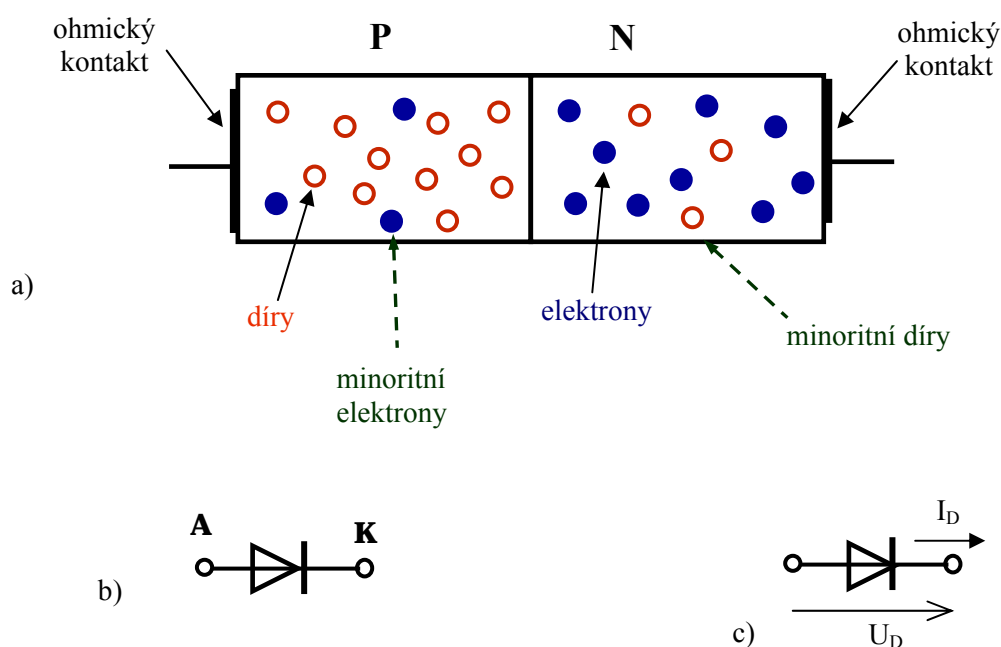
Pro teploty nad 500 K se začíná uplatňovat (dominuje) vodivost vlastní. Přechod P-N je vlastně „zrušen“. Dochází k tepelnému přetížení součástek. Tato oblast teplot je v aplikacích zakázána. Proto se musíme při všech aplikacích polovodičových součástek postarat o to, aby nebyly tepelně přetíženy (volit vhodné typy podle ztrátového výkonu, chladit).

<sup>2)</sup> Díra se pohybuje tak, že je obsazena elektronem uvolněným ze struktury. Po tom zase zůstává díra – tím se díra přesouvá

## 2.2 Přechod P-N (dioda)

- Přechod je vytvořen v krystalu vlastního polovodiče (Si, Ge) tak, že vhodnými dotacemi se vytvoří oblast  $P$  a oblast  $N$ , které spolu sousedí – obr. 2.1.a)
- Konvenčně dohodnutý směr proudu (pohyb kladného náboje – historická konvence) je shodný se šipkou v symbolu diody – obr. 2.1.b)
- Přechod je polarizován v propustném směru, jestliže na polovodiči typu  $P$  (anoda) je kladné napětí a na polovodiči typu  $N$  (katoda) je záporné napětí (názvy anoda a katoda jsou převzaty z elektronek).
- Je-li přechod P-N bez vnějšího napětí nebo polarizován v záporném směru, vzniká oblast bez náboje (volného), která se nazývá ochuzená vrstva (depletion layer) a ta vlastně tvoří přechod P-N.
- Ochuzená vrstva vytváří kapacitu. Šířka ochuzené vrstvy se zvětšuje s růstem napětí v závěrném směru. Proto kapacita přechodu s růstem napětí v závěrném směru klesá.
- Ohmické kontakty a odpor materiálu anody a katody vytváří reálné odpory řádu jednotek ohmů a limitují tak maximální proud diody v propustném směru.

Funkci přechodu P-N můžeme objasnit z faktu, že v oblasti  $P$  je velký nadbytek děr ( $\equiv$  nedostatek volných elektronů díky dotaci akceptorem) a v oblasti  $N$  je velký nadbytek volných elektronů (díky dotaci donoru). V oblasti  $P$  jsou hlavními (majoritními) nosiči náboje díry a menšinovými nosiči (minoritními) elektrony. V oblasti  $N$  jsou majoritními nosiči elektrony a minoritními díry.



Obr. 2.1: a) Principiální zobrazení uspořádání přechodu P-N

b) symbol diody s vyznačením anody (A) a katody (K)

c) zvolená konvence pro napětí  $U_D$  a proud  $I_D$  diody [ $U_D > 0, I_D > 0$  – propustný směr;  $U_D < 0, I_D < 0$  – závěrný směr,  $I_D$  velmi malá hodnota].

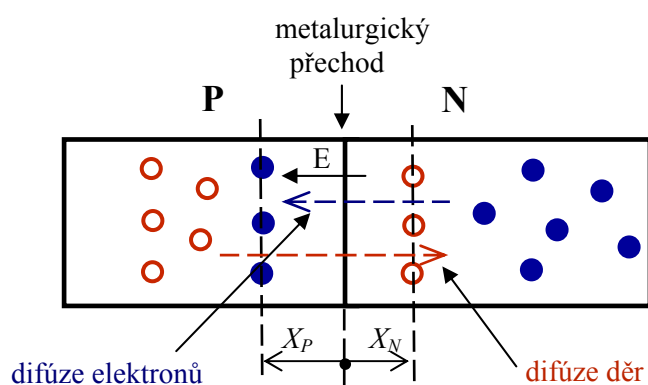
## 2.2.1 Přechod P-N bez vnějšího napětí

Předpokládejme nejdříve, že na přechod P-N není přiloženo napětí – obr. 2.2. Díky velkému rozdílu v koncentracích děr ( $p$ ) a elektronů ( $n$ ) dochází k difúzi (pohybu) děr z  $P$  do  $N$  a také k difúzi (pohybu) elektronů z  $N$  do  $P$  (difúzní proudy).

V oblasti přechodu (metalurgického) vznikne nábojová dvojrivrstva (stejný náboj opačné polarity) s vysokou intenzitou elektrického pole  $E$  (od kladného náboje k zápornému náboji). Tato intenzita (driftový účinek) působí proti difúzi ( $\vec{F} = q \cdot \vec{E}$  - viz Coulombův zákon). Když se driftové síly (proudy) a difúzní síly (proudy) vyrovnají, je přechod v rovnováze, neprotéká jím proud. Uvnitř dvojrivrstvy nejsou žádné volné náboje (proto ochuzená) a její šířka se „nastaví“ tak, aby právě nastala rovnováha.

Náboj odčerpáný z oblasti odpovídá šířce ochuzené oblasti v  $N - x_N$  a hustotě náboje v  $N$  (dáno koncentrací donorů v  $N$  - označuje se  $N_D$ ). Náboj odčerpáný z oblasti  $P$  odpovídá šířce ochuzené oblasti v  $P - x_P$  a hustotě náboje v  $P$  (dáno koncentrací akceptorů v  $P$  - označuje se  $N_A$ ). Protože si musí být náboje dvojrivrstvy rovny, platí

$$x_P \cdot N_A = x_N \cdot N_D \quad (2.1)$$



Obr. 2.2: Kvalitativní zobrazení poměrů v přechodu P-N bez vnějšího napětí

Při stejné koncentraci příměsí (dotaci) tedy platí  $N_A = N_D$  a také  $x_N = x_P$ . Při rozdílných dotacích v  $P$  a  $N$  zasahuje ochuzená vrstva hlouběji do oblasti s nižší dotací. Například pro  $N_D < N_A$  (oblast  $N$  dotována méně) určíme, že

$$x_N = x_P \cdot \frac{N_A}{N_D} = \left| \frac{N_A}{N_D} > 1 \right| x_P$$

Ochuzená vrstva zasahuje hlouběji do oblasti  $N$ .

Napětí na ochuzené vrstvě („rovnováha“) se nazývá difúzní napětí  $U_{DIF}$  a platí [2], že

$$U_{DIF} = \frac{k \cdot T}{e} \cdot \ln \left( \frac{N_A \cdot N_D}{n_i^2} \right) \quad (2.2)$$

kde  $k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J} \cdot \text{K}^{-1}$  je Boltzmanova konstanta

$T$  = absolutní teplota [K]

$e = 1,602 \cdot 10^{-19}$  C je náboj elektronu

Toto napětí ovšem voltmetrem nenaměříme. Na vnějších svorkách (A, K) je v rovnovážném stavu nulové napětí (vliv „zbývajících“ nábojů, které nejsou vázány v dvojvrstvě).

Šířka ochuzené vrstvy je dána vztahem

$$d = x_p + x_n = K \cdot \sqrt{U_{DIF}} \quad (2.3)$$

pro tzv. strmý přechod (slitinové technologie)

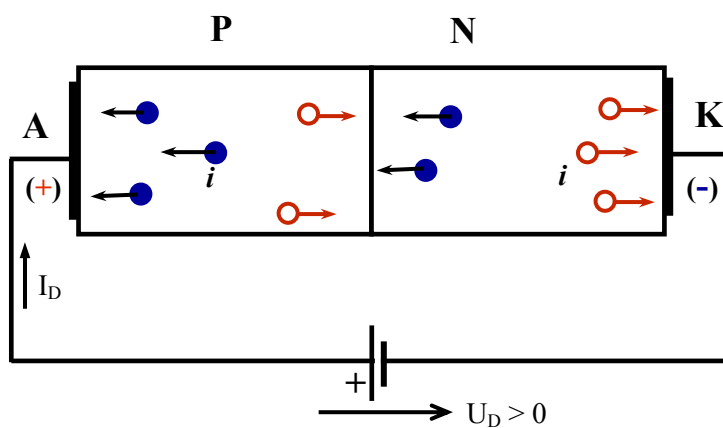
nebo

$$d = x_p + x_n = K \cdot \sqrt[3]{U_{DIF}} \quad (2.4)$$

pro tzv. pozvolný přechod (difúzní technologie),  $K$  je konstanta závislá na konstrukci diody (přechodu).

## 2.2.2 Přechod P-N polarizovaný v propustném směru

Polarizujeme nyní P-N přechod v propustném směru – obr. 2.3 – externím zdrojem napětí  $U_D > 0$  (viz i obr. 2.1.c). Díry z oblasti  $P$  se pohybují (driftují) do oblasti  $N$  a elektrony z oblasti  $N$  se pohybují (driftují) do oblasti  $P$ . Difúzní napětí  $U_{DIF}$  bylo překonáno externím napětím  $U_D > 0$ .

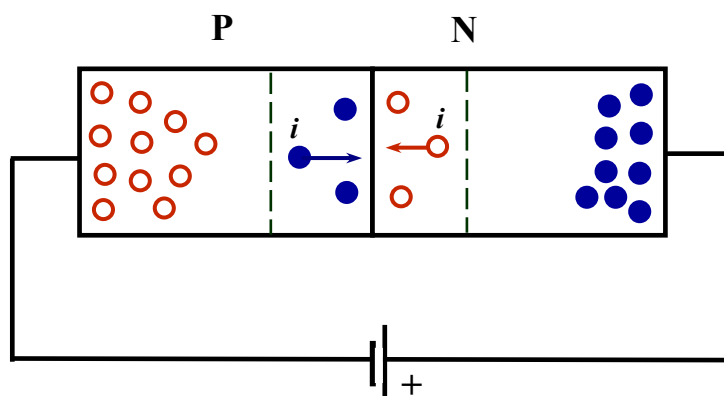


Obr. 2.3: Kvalitativní zobrazení poměrů v přechodu P-N v propustném směru

Všimněme si, že na obr. 2.3 jsou označeny některé díry a elektrony indexem  $i$ . V oblasti  $P$  je  $i$  několik (málo) intrinických elektronů a v oblasti  $N$  je několik (málo) intrinických děr. Za normálních poměrů je proud vyvolaný (málo) intrinickými nosiči v propustném směru prakticky zanedbatelný. Ovšem při přehřátí struktury jejich počet prudce roste, může dojít ke zničení přechodu.

### 2.2.3 Přechod P-N polarizovaný v závěrném směru

Externí napětí  $U_D$  se přičítá (superponuje) k difúznímu napětí  $U_{DIF}$ . Přeš přechod protéká pouze nepatrný proud vyvolaný intrinsickými nosiči (index  $i$  – obr. 2.4). Ochuzená vrstva přechodu P-N se rozšiřuje, její kapacita klesá.



Obr. 2.4: Kvalitativní zobrazení poměrů v přechodu P-N v závěrném směru

Šířka ochuzené oblasti v závěrném směru je [9]

$$d = K \cdot \sqrt{U_{DIF} - U_D}, \quad U_D < 0 \quad (\text{platí pro } 0 < U_D < U_{DIF})$$

pro strmý přechod

nebo

$$d = K \cdot \sqrt[3]{U_{DIF} - U_D}, \quad U_D < 0 \quad (\text{platí pro } 0 < U_D < U_{DIF})$$

pro pozvolný přechod.

Někdy se přeznačuje pro závěrný směr napětí  $U_D$  na závěrné napětí

$$U_R = -U_D$$

( $R$  – reverse) a potom platí

$$d = K \cdot \sqrt{U_{DIF} + U_R} \quad \text{nebo} \quad d = K \cdot \sqrt[3]{U_{DIF} + U_R}$$

Kapacitu přechodu v závěrném směru pak určíme ze známého vztahu

$$C = \frac{\varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot S}{d} \quad (2.5)$$

tedy pro strmý přechod

$$C = \frac{\varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot S}{K \cdot \sqrt{U_{DIF} + U_R}}$$

a pro pozvolný přechod



$$C = \frac{\varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot S}{K \cdot \sqrt[3]{U_{DIF} + U_R}} \quad (2.6)$$

kde  $S$  je plocha přechodu P-N

$\varepsilon_r$  je relativní permitivita (pro Si je  $\varepsilon_r = 2$ )

$\varepsilon_0$  je permitivita vakua ( $\varepsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12}$  F/m)

Tohoto jevu se využívá u kapacitních diod (varikap, varaktor).

## 2.2.4 Ampérvoltová charakteristika přechodu P-N (diody)

Na základě fyzikálních zákonů a jejich matematických modelů lze odvodit, že proud diodou je definován vztahem

$$I_D = I_0 \cdot (e^{U_D/U_T} - 1) \quad (2.7)$$

kde  $I_D$  je proud diodou orientovaný podle obr.2.1.c

$U_D$  je napětí na diodě orientované podle obr.2.1.c

$I_0$  je nasycený (saturační) proud diody (proud intrinických nosičů – obr. 2.4)

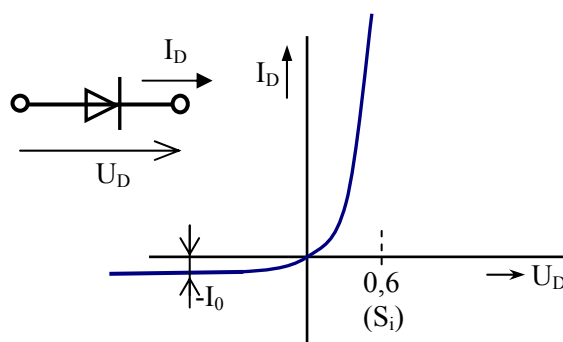
$U_T = k \cdot T/e$  ( $\approx 26$  mV pro  $T = 300$  K) je teplotní napětí

Někdy se v literatuře [1] udává vztah v podobě

$$I_D = I_0 \cdot (e^{U_D/mU_T} - 1) \quad (2.8)$$

kde  $m$  je empiricky určená konstanta z intervalu 1 až 2.

Ampérvoltová charakteristika odpovídající vztahu (2.7) a (2.8) je znázorněna na obr. 2.5



Obr. 2.5: Kvalitativní zobrazení ampérvoltové (AV) charakteristiky diody

Pro  $U_D \gg U_T$  (propustný směr) je  $e^{U_D/U_T} \gg 1$  a platí

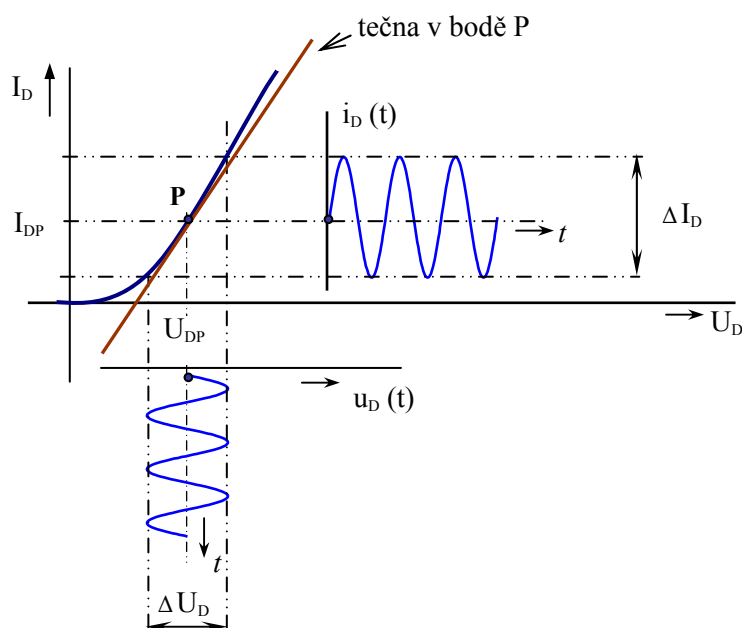
$$I_D \cong I_0 \cdot e^{U_D/U_T} \quad (2.9)$$

Pro  $U_D < 0$  a  $|U_D| \ll U_T$  (závěrný směr) je  $e^{-|U_D/U_T|} \ll 1$  a

$$I_D \cong -I_0 \quad (2.10)$$

## 2.2.5 Diferenční vodivost (odpor) diody v propustném a závěrném směru, usměrňovací jev

Chování diody pro velmi malé změny napětí (proudu) v okolí pracovního bodu – obr. 2.6 – můžeme popsat pomocí diferenční (přírůstkové) vodivosti (odporu), kterou považujeme pro malé změny za konstantní (lineární).



Obr. 2.6: Zobrazení časového průběhu proudu  $i_D(t)$  při změně napětí  $u_D(t)$  v okolí pracovního bodu P v propustné oblasti

Definujeme diferenční vodivost  $g_d$  z podílu přírůstků  $\Delta I_D$  a  $\Delta U_D$

$$g_d = \Delta I_D / \Delta U_D$$

Pro velmi malé změny  $\Delta$  platí ( $m \rightarrow 1$ )

$$g_d = \lim_{\Delta \rightarrow 0} \frac{\Delta I_D}{\Delta U_D} = \frac{d}{dU_D} \left[ I_0 \left( e^{U_D/U_T} - 1 \right) \right] = \frac{I_0}{U_T} \cdot e^{U_D/U_T} \quad (2.11)$$

Jestliže v pracovním bodě platí, že  $U_{DP} \gg U_T$ , potom  $I_{DP} = I_0 \left( e^{U_{DP}/U_T} - 1 \right) \cong I_0 \cdot e^{U_{DP}/U_T}$  a ze vztahu (2.11) vyplývá

$$g_d = \frac{I_{DP}}{U_T} \quad (2.12)$$

Toto je velmi důležitý výsledek. Diferenční vodivost je určena podílem pracovního (stejnoseměrného) proudu  $I_{DP}$  a teplotního napětí  $U_T$  ( $\approx 26 \text{ mV}$  při 300 K).

Pro malé změny v oblasti pracovního bodu platí

$$i_D(t) = g_d \cdot u_D(t) \quad (2.13)$$

nebo

$$u_D(t) = \frac{i_D(t)}{g_d} = r_d \cdot i_D(t) \quad (2.14)$$

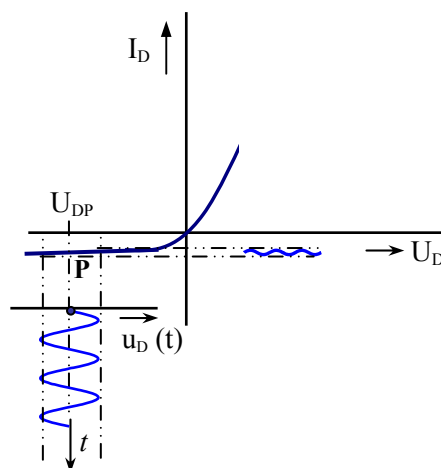
$$r_d = \frac{1}{g_d} = \frac{U_T}{I_{DP}} \quad (2.15)$$

je diferenční odpor diody v pracovním bodě  $I_{DP}$ .

Je-li například  $I_{DP} = 1 \text{ mA}$  ( $10 \text{ mA}$ ) je

$$r_d = 26 \text{ V} / 1 \text{ mA} = 26 \Omega \quad (= 26 \text{ V} / 10 \text{ mA} = 2,6 \Omega).$$

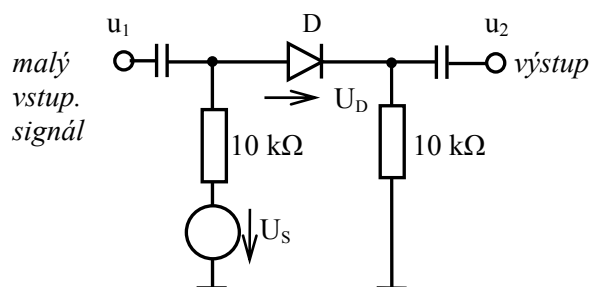
Na obr. 2.7 je ukázáno, že stejné změny napětí  $u_D(t)$  v závěrné oblasti nevyvolají téměř žádný proud diodou.



Obr.2.7: Zobrazení časového průběhu proudu  $i_D(t)$  při změně napětí  $u_D(t)$  v okolí pracovního bodu P v závěrné oblasti

Diferenční odpor  $r_d$  v závěrném směru dosahuje hodnot desítek  $\text{M}\Omega$ .

Tento rozdíl v hodnotě  $r_d$  můžeme využít při konstrukci diodových spínačů malých signálů – viz příklad 2.1 – obr. 2.8.



Obr.2.8: Princip spínání signálu (diodový spínač)



### Příklad 2.1

Analyzujte poměry v obrázku 2.8 pro  $U_S = \pm 10 \text{ V}$ .

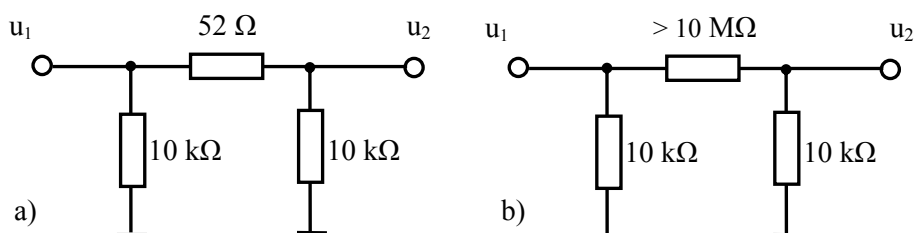
#### Řešení:

Předpokládejme, že oddělovací kapacity jsou voleny tak velké, že je lze zanedbat. Pro  $U_S = 10 \text{ V}$  bude protékat diodou  $D$  stejnosměrný proud

$$I_{DP} = \frac{(U_S - U_D)}{20 \text{ k}\Omega} = |U_D \approx 0,6 \text{ V}| \approx \frac{U_S}{20 \text{ k}\Omega} = 0,5 \text{ mA}$$

Tomu odpovídá diferenční odpor  $r_d = 26 \text{ V} / 0,5 \text{ mA} = 52 \Omega$ .

Pro malé signály potom platí náhradní (signálové) schéma na obr. 2.9a (ideální zdroj napětí představuje pro signál zkrat).



Obr.2.9: Signálové schéma obvodu z obr. 2.8 pro a)  $U_S = +10 \text{ V}$

b)  $U_S = -10 \text{ V}$

Z náhradního schématu určíme, že pro  $U_S = +10 \text{ V}$  je

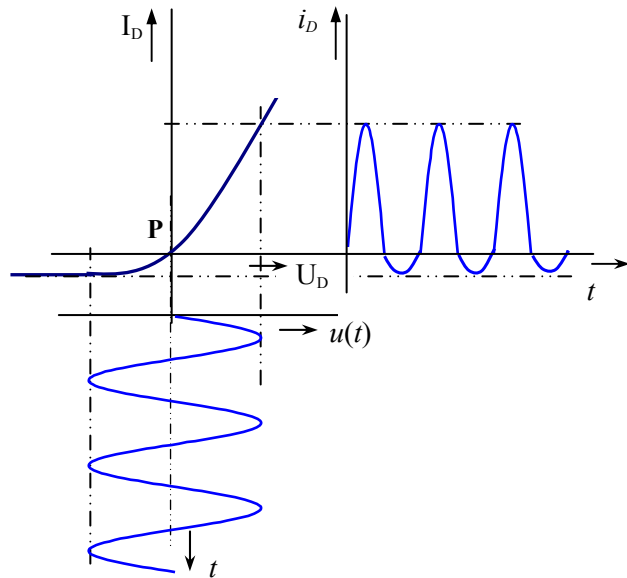
$$\frac{u_2}{u_1} = \frac{10 \text{ k}\Omega}{52 + 10 \text{ k}\Omega} \rightarrow 1$$

Pro  $U_S = -10\text{ V}$  diodou neprotéká proud, celé napětí  $U_S = -10\text{ V}$  je prakticky na diodě, tzn.  $U_{DP} = -10\text{ V}$ . Diferenční odpor diody je větší než  $10\text{ M}\Omega$  – viz signálové schéma na obr. 2.9b a platí

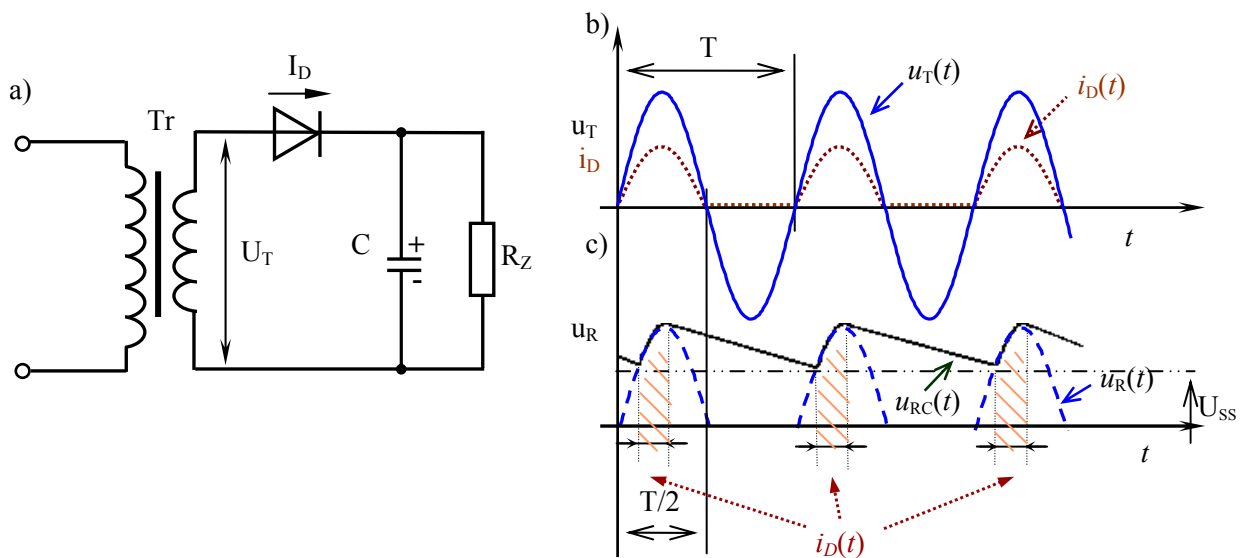
$$\frac{u_2}{u_1} \leq \frac{10\text{ k}\Omega}{10\text{ M}\Omega + 10\text{ k}\Omega} \rightarrow 0$$

Speciální případ nastane, je-li pracovní bod diody v počátku (nebo v jeho blízkosti) a signál zasahuje do propustné i nepropustné oblasti (v čase) – obr. 2.10, kde část signálu je potlačována a část propuštěna.

Hovoříme o usměrňovacím jevu (o usměrňování). Tímto způsobem se převádí střídavé napětí ze sekundárního vinutí transformátoru na stejnosměrné napětí. Jednocestný usměrňovač je zobrazen na obr. 2.11. Připojený elektrolytický kondenzátor „vyhladí“ zvlnění usměrněného napětí.



Obr. 2.10: Kvalitativní zobrazení usměrňovacího jevu



Obr.2.11: a) Jednocestný usměrňovač;

- b) Průběh napětí  $u_T(t)$  na sekundárním vinutí transformátoru a proudu  $i_D(t)$  není-li připojena kapacita  $C$
- c) přerušovaná čára je skutečný průběh napětí bez kondenzátoru  $C$  –  $u_R(t)$ , plná čára pak s připojeným kondenzátorem  $C$  –  $u_{RC}(t)$

**Příklad 2.2**

Analyzujte poměry v jednocestném usměrňovači s filtračním kondenzátorem na obrázku 2.11.

**✓ Řešení:**

Není-li připojen kondenzátor  $C$  – diodou prochází v kladné půlplně proud omezený jeho velikostí odporu  $R$  – obr. 2.11b. Je-li kondenzátor  $C$  připojen – plná čára na obr. 2.11c – je situace složitější. Dioda spíná pouze v intervalu, kdy napětí na sekundární straně vinutí je větší než napětí  $u_{RC}(t)$  – v obr. 2.11c vyšrafovaná oblast. Proud diodou teď není omezen odporem  $R$ , nabíjí kapacitu  $C$ , je spíš omezen jen odporem vinutí transformátoru a diody musí být dostatečně dimenzovány pro tento impulsní provoz.

Napětí má určitou střední hodnotu  $U_{SS}$  se zvlněním  $\Delta U_{SS}$ . Přibližně platí, že kondenzátor se po dobu půl periody ( $T/2$ ) až periody ( $T$ ) vybíjí proudem  $U_{SS}/R$ . Je mu proto přibližně odebrán náboj

$$\Delta Q \approx \frac{U_{SS}}{R} \cdot \frac{T}{2} = \left| \frac{1}{T} \text{ je frekvence} \right| = \frac{U_{SS}}{2f \cdot R}.$$

Současně musí platit

$$\Delta Q = C \cdot \Delta U$$

a musí platit rovnost (změny náboje)

$$C \cdot \Delta U \approx U_{SS} / (2f \cdot R)$$

Po dané  $U_{SS}$ ,  $f$  a  $R$  a požadované  $\Delta U$  tedy potřebujeme kondenzátor

$$C \approx \frac{U_{SS} / \Delta U}{2f \cdot R} = \frac{U_{SS} / R}{2f \cdot \Delta U} = \frac{I_{výst}}{2f \cdot \Delta U}.$$

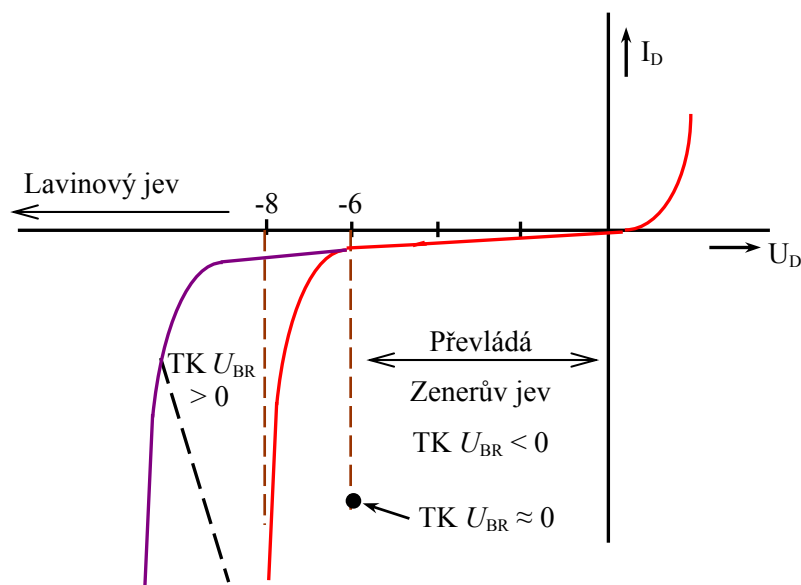
Nebo můžeme z daných hodnot určit zvlnění

$$\Delta U = \frac{I_{výst}}{2 \cdot C \cdot f}$$

**2.3 Lavinový jev, Zenerův jev**

S rostoucím závěrným napětím se ochuzená vrstva rozšiřuje. Má velký odpor a je na ní rozloženo celé přiložené napětí. Intenzita elektrického pole narůstá, elektrony začínají být z vazeb vytrhávány. Při napětí  $U_{BR}$  (BReak down) je již elektronům udělena taková rychlost (energie), že jsou schopny vyrazit z vazby další elektrony (v ochuzené oblasti) – hovoříme o nárazové ionizaci – lavinovém jevu. Není-li proud omezen sériovým odporem ve vnějším obvodu diody, roste proud nade všechny meze, dioda je zničena.

Hodnota  $U_{BR}$  je funkcí koncentrace příměsí v polovodiči. S růstem koncentrací příměsí hodnota  $U_{BR}$  klesá, protože ochuzená oblast se zužuje a intenzita elektrického pole v ní roste. Při dostatečně malé šířce ochuzeného pásma již mohou „vyražené“ elektrony proletět do oblasti  $N$ , aniž stačí na krátké dráze vyvolat lavinový jev. Hovoříme o Zenerově jevu nebo tunelovém jevu.



Obr. 2.12: Ampérvoltová charakteristika diody s vyznačením Zenerova a lavinového jevu

Lavinový jev dominuje pro  $U_{BR}$  větší než 8 V. Jeho teplotní koeficient je kladný -  $U_{BR}$  s růstem teploty narůstá (roste rozkmit atomové mřížky a to brzdí urychlené elektrony a tedy omezuje vznik lavinového jevu).

U Zenerova jevu již není lavinový jev tak důležitý. Rozhodující je, že s rostoucí teplotou je třeba k vytržení elektronů z vazby menší energie (elektrického pole). Zenerovo napětí proto s růstem teploty klesá, má záporný teplotní koeficient (pro  $U_{BR}$  menší než asi 8 V) -  $TK U_{BR}$ .

Pro napětí  $U_{BR} \approx 6$  V působí oba jevy současně a jejich teplotní vlastnosti se právě kompenzují. Toto je velmi výhodné při konstrukci stabilizačních diod (Zenerových). Ampérvoltová charakteristika diody (přechodu P-N) s uvážením právě popsaných jevů je na obr. 2.12.

Pokud dojde při průrazu i k teplotnímu přetížení byt' je některé části přechodu, zvyšuje se intrinická vodivost, charakteristika se „hroutí“ - přerušovaná čára v obr. 2.12 - dochází ke zničení přechodu.

Pokud je dioda vhodně konstruovaná a ztrátový výkon je omezen vhodně voleným odporem, můžeme napětí  $U_{BR}$  využít ke stabilizaci (paralelní) napětí. Diodě se „přidělí“ symbol podle obr. 2.13a a zvolí se šipková konvence zde uvedená - Zenerova dioda.

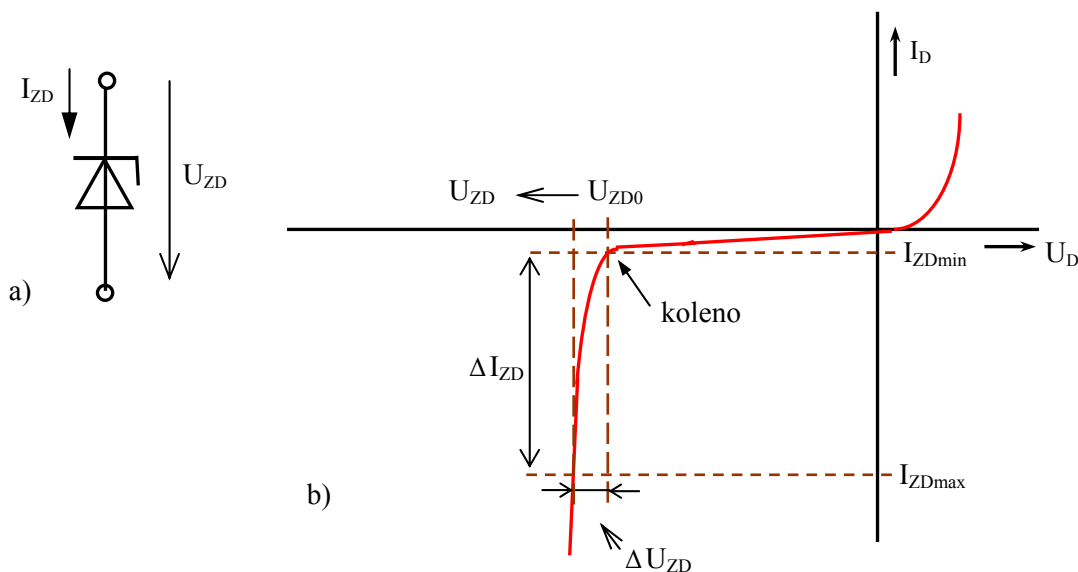
Napětí  $U_{ZD}$  je funkcí proudu  $I_{ZD}$  a můžeme je popsat vztahem (pro  $I_{ZD} > I_{ZD \min}$ )

$$U_{ZD} \approx U_{ZD0} + r_d I_{ZD} \quad (2.16)$$

v okolí  $U_{ZD0}$  je napěťové koleno diody (pro  $I_{ZD} < I_{ZD \min}$  již nestabilizuje), význam  $r_d$  je zřejmý z obr. 2.13b.

$$r_d = \frac{\Delta U_{ZD}}{\Delta I_{ZD}} \quad (2.17)$$

Pro menší hodnoty  $U_{ZD}$  se  $r_d$  pohybuje v oblasti jednotek  $\Omega$ .



Obr. 2.13: a) Symbol a šipková konvence pro Zenerovu (stabilizační) diodu  
b) Rozkreslená AV charakteristika v závěrném směru

### Použití:

Zenerova dioda má širokou oblast použití. Nejčastěji se využívá v stabilizátorech napětí, omezovačích, při ochraně elektrických obvodů proti přepětí, v generátorech neharmonických napětí, atd.



### Příklad 2.3

Analyzujte zapojení elementárního paralelního stabilizátoru napětí na obr. 2.14.

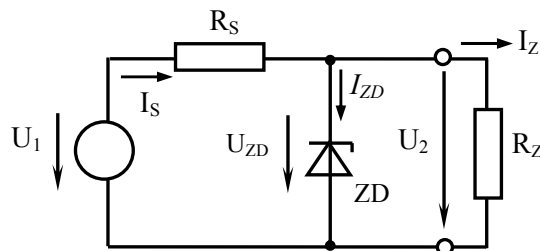
$$U_{ZD} = 6 \text{ V}$$

$$r_d = 5 \Omega$$

$$I_{ZDmin} = 0,5 \text{ mA}$$

$$I_{ZDmax} = 50 \text{ mA}$$

(nesmí být překročen)



Obr. 2.14: Paralelní stabilizátor napětí se Zenerovou diodou

### ✓ Řešení:

Rovnici (2.16) odpovídá elektrický model na obr. 2.15.

Ideální dioda  $I_D$  představuje nulový odpor pro  $U_{ZD} > U_{ZD0}$  a nekonečný odpor pro  $U_{ZD} < U_{ZD0}$ . Ideální zdroj napětí má nulový vnitřní odpor (není již funkcí  $I_{ZD}$ ). Závislost  $U_{ZD}$  na  $I_{ZD}$  je dána odporem  $r_d$ .



Z aplikace Ohmova zákona a Kirchhoffových zákonů získáme vztahy (přesně):

$$I_S = \frac{U_1 - U_{ZD}}{R_S} = \frac{U_1 - U_{ZD0} - r_d I_{ZD}}{R_S} \leftarrow (\text{Ohmův zákon a 2. KZ})$$

$$I_Z = \frac{U_{ZD}}{R_Z} = \frac{U_{ZD0} + r_d I_{ZD}}{R_Z} \leftarrow (\text{Ohmův zákon})$$

$$I_{ZD} = I_S - I_Z \leftarrow (1. \text{ KZ})$$

$$I_{ZD} = \frac{U_1 - U_{ZD0} - r_d I_{ZD}}{R_S} - \frac{U_{ZD0} + r_d I_{ZD}}{R_Z}$$

$$I_{ZD} = \frac{U_1 - U_{ZD0}}{R_S} - \frac{r_d}{R_S} I_{ZD} - \frac{U_{ZD0}}{R_Z} - \frac{r_d}{R_Z} I_{ZD}$$

$$I_{ZD} \left( 1 + \frac{r_d}{R_S} + \frac{r_d}{R_Z} \right) = \frac{U_1}{R_S} - \left( \frac{U_{ZD0}}{R_S} + \frac{U_{ZD0}}{R_Z} \right)$$

$$\begin{aligned} \Delta U_{ZD} \approx r_d \cdot I_{ZD} &= \frac{\frac{U_1}{R_S} - \frac{U_{ZD0}}{\frac{R_Z \cdot R_S}{R_Z + R_S}}}{1 + \frac{r_d}{\frac{R_Z \cdot R_S}{R_Z + R_S}}} \cdot r_d = \left| r_d \ll \frac{R_Z \cdot R_S}{R_Z + R_S} \right| \approx \\ &\approx r_d \cdot \left[ \frac{U_1}{R_S} - \frac{U_{ZD0}}{R_Z} - \frac{U_{ZD0}}{R_S} \right] \approx \left[ \frac{U_1 - U_{ZD0}}{R_S} - \frac{U_{ZD0}}{R_Z} \right] \end{aligned}$$

Předpokládejme, že  $r_d \ll R_S, R_Z$ . Potom platí, že proud zátěží je (Ohmův zákon, přibližné vztahy):

$$I_Z \approx \frac{U_{ZD0}}{R_Z}$$

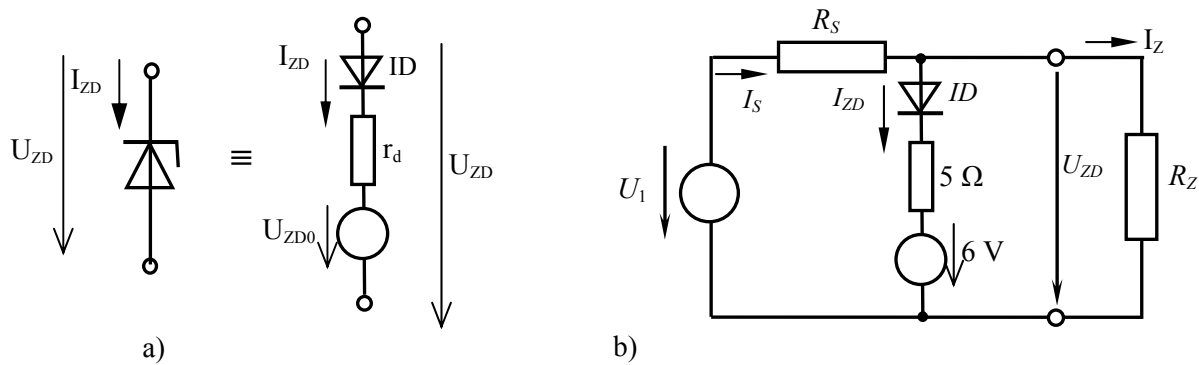
Proud odporem  $R_S$  je (Ohmův zákon a 2. KZ)

$$I_S \approx \frac{U_1 - U_{ZD0}}{R_S}$$

Proud diodou je (1. KZ)

$$I_{ZD} = I_S - I_Z \approx \frac{U_1 - U_{ZD0}}{R_S} - \frac{U_{ZD0}}{R_Z}$$

Tento proud vyvolá na odporu  $r_d$  úbytek napětí  $\Delta U_{ZD}$ , který definuje změny napětí  $U_{ZD}$  jako funkci  $r_d, R_S, R_Z, U_1$  (porovnej s předchozím postupem):



Obr. 2.15: a) Elektrický model Zenerovy diody  
b) Signálový model obvodu z obr. 2.14

$$\Delta U_{ZD} = r_d \cdot I_{ZD} \approx r_d \cdot \left[ \frac{U_1 - U_{ZD0}}{R_S} - \frac{U_{ZD0}}{R_Z} \right]$$

$$U_{ZD} = U_{ZD0} + \Delta U_{ZD}$$

Musí platit, že  $I_{ZD} \geq I_{ZDmin}$ .

Mějme:  $R_S = 100 \Omega$  a  $U_1 = 8 \text{ V}$  až  $10 \text{ V}$ . Pro  $R_Z \rightarrow \infty$  (bez zátěže) je

$$I_{ZD} \approx \frac{8-6}{100} - \frac{6}{\infty} \quad \text{až} \quad \frac{10-6}{100} - \frac{6}{\infty} = 20 \text{ mA} \quad \text{až} \quad 40 \text{ mA}$$

Mezní diodový proud (ztrátový výkon) není překročen. Odpovídající změny napětí jsou

$$\Delta U_{ZD} = r_d \cdot I_{ZD} = 5 \cdot 20 \cdot 10^{-3} \quad \text{až} \quad 5 \cdot 40 \cdot 10^{-3} = 100 \text{ mV} \quad \text{až} \quad 200 \text{ mV} \quad (\text{proti hodnotě } U_{ZD} = 6 \text{ V}).$$

Při minimálním napětí  $U_1 = 8 \text{ V}$  protéká diodou proud  $20 \text{ mA}$ . Připojíme-li zatěžovací odpor  $R_Z$

$$R_Z \approx \frac{U_{ZD0}}{I_Z} = \frac{6 \text{ V}}{20 \text{ mA}} = 300 \Omega$$

nezbude „žádný proud“ pro diodu ( $I_{ZD} < I_{ZDmin}$ ). Proto za daných poměrů můžeme připojit až zátěž větší než  $300 \Omega$ . Připojíme-li  $R_Z = 500 \Omega$ , pak pro napětí  $U_1 = 8 \text{ V}$  až  $10 \text{ V}$  určíme  $I_{ZD}$

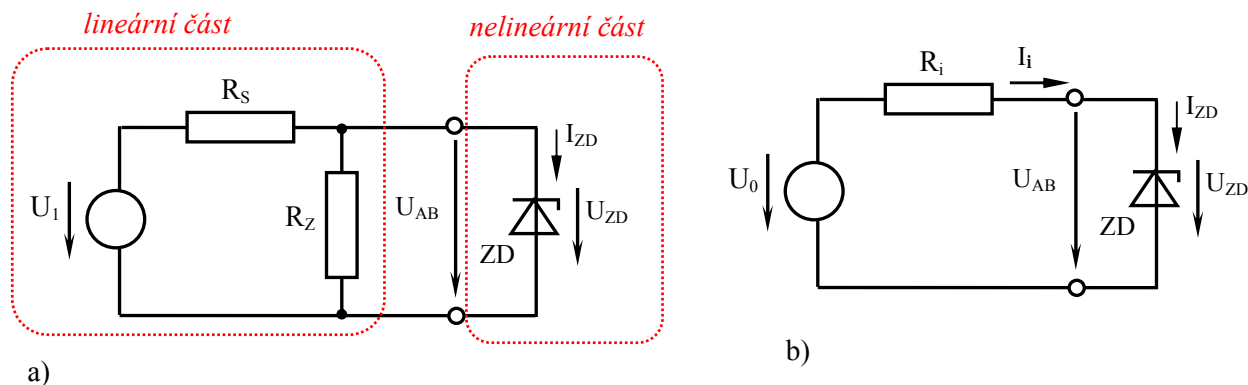
$$I_{ZD} \approx \frac{8-6}{100} - \frac{6}{500} \quad \text{až} \quad \frac{10-6}{100} - \frac{6}{500} = (20-12) \text{ mA} \quad \text{až} \quad (40-12) \text{ mA}$$

$$I_{ZD} = 8 \text{ mA} \quad \text{až} \quad 28 \text{ mA}$$

Připojením zátěže se snížil proud  $I_{ZD}$  diodou a změny napětí jsou nyní

$$\Delta U_{ZD} = r_d \cdot I_{ZD} = 5 \cdot 8 \cdot 10^{-3} \quad \text{až} \quad 5 \cdot 28 \cdot 10^{-3} = 40 \text{ mV} \quad \text{až} \quad 140 \text{ mV}$$

Problém na obr. 2.14 můžeme vyřešit i graficky. Výhodné je rozdělit si obvod na část lineární ( $U_1, R_S, R_Z$ ) a nelineární (Zenerova dioda popsaná AV charakteristikou) – obr. 2.16. Lineární část nahradíme pomocí Théveninovy věty (viz. kap. 1), dále řešíme graficko – počet-ní metodou (viz. kap. 1).

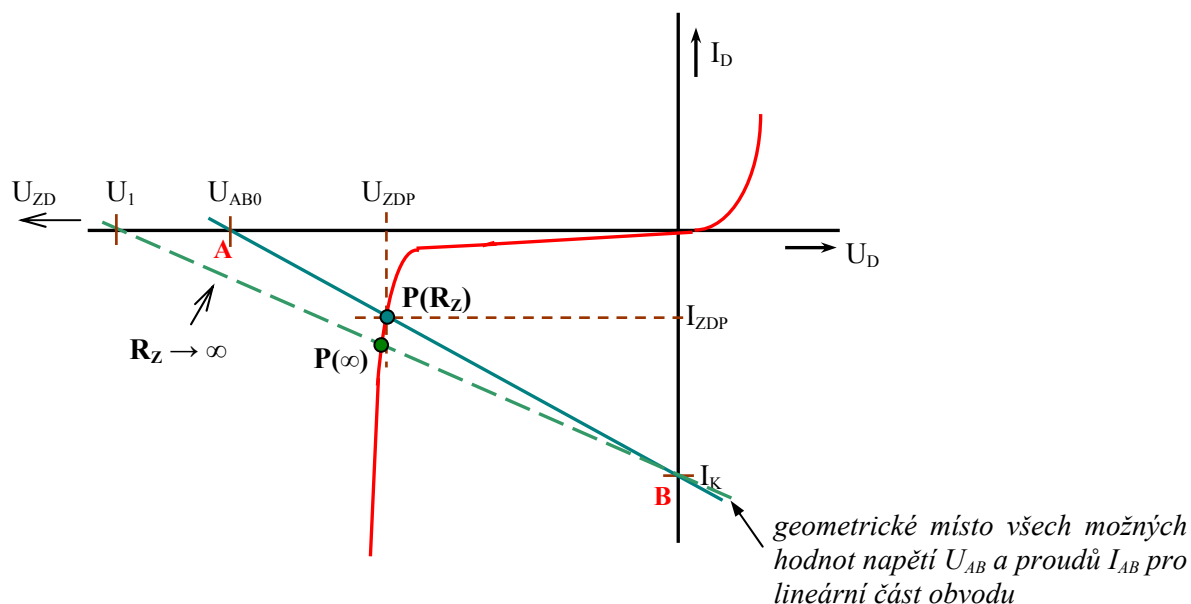


Obr. 2.16: a) Překreslení situace z obr. 2.14  
 b) Náhradní schéma pro řešení nelineární části obvodu

Pomocí Théveninovy věty určíme náhradní prvky lineárního obvodu – napětí náhradního zdroje  $U_0$  a hodnotu sériového odporu  $R_i$  (zkratový proud  $I_K$ )

$$U_0 = R_Z \cdot \frac{U_1}{R_S + R_Z} \quad R_i = \frac{R_S \cdot R_Z}{R_S + R_Z} \quad I_K = U_1 / R_S = U_0 / R_i$$

Chování lineární části obvodu je definováno zatěžovací přímkou



Obr. 2.17: Grafické řešení paralelního stabilizátoru

$$I_i = I_{ZD} = \frac{(U_0 - U_{AB})}{R_i} = I_K - \frac{U_{AB}}{R_i}$$

Při  $I_{ZD} = 0$  je  $U_{AB} = U_{AB0}$ :

$$U_{AB0} = U_0 = R_Z \cdot \frac{U_1}{R_S + R_Z} \rightarrow \text{bod A na obr. 2.17}$$

Při  $U_{AB} = 0$  je  $I_i = I_K$ :

$$I_K = \frac{U_1}{R_S} \rightarrow \text{bod B na obr. 2.17}$$

Nikde jinde se nemůže vyskytnout napětí (ani proud) lineární části obvodu ( $U_1, R_S, R_Z$ ).

Nelineární část obvodu – zde Zenerova dioda – je popsána AV charakteristikou. Přitom musí být v obvodu splněna podmínka

$$U_{AB} \equiv U_{ZD}.$$

Tato podmínka je splněna v pracovním bodě  $P(R_Z)$ , kde současně „platí“ zatěžovací přímka i AV charakteristika stabilizační diody.

Pro  $R_Z \rightarrow \infty$  je  $U_{AB0} = U_1$ , stále platí  $I_K = U_1/R_S$  – viz pracovní bod  $P(\infty)$ .

Pro příliš malé hodnoty  $R_Z$  hodnota  $U_{AB0}$  klesá, pracovní bod se blíží kolenu v VA charakteristice Zenerovy diody. Toto není vhodný pracovní bod pro stabilizaci napětí. Klesne-li hodnota napětí  $U_{AB0}$  pod napětí  $U_{ZD0}$ , neprotéká stabilizační diodou žádný proud. Obvod nestabilizuje. Napětí na zátěži je dáno pouze děličem  $R_S, R_Z \rightarrow$  tedy přímo  $U_{AB0}$ .

## 2.4 Fotodioda (fotojev)



Fotodioda je polovodičová dioda, která je navržena tak, aby na P-N přechod dopadalo světlo. Její AV charakteristiky jsou zobrazeny na obr. 2. 19 – v I. kvadrantu jsou AV charakteristiky "zhuštěné", neboť dioda v propustném režimu málo reaguje na osvětlení. V bodě P fotodioda nereaguje na svícení vůbec – proto se dioda v tomto kvadrantu nepoužívá. Fotoelektrický jev se projevuje v závěrném směru a pro malá napětí v propustném směru – III. a IV. kvadrant – viz obr. 2. 19.

Přechod P-N je uspořádán tak, aby absorboval záření<sup>3)</sup>, jehož energie (kvanta) je

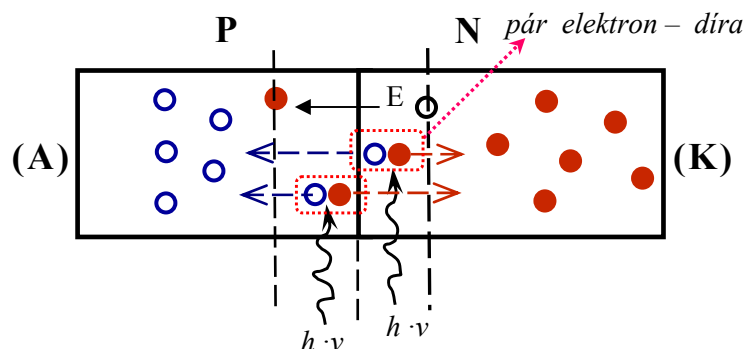
<sup>3)</sup> Ve všech předchozích případech se snažíme zajistit opak. Není žádoucí, aby jevy v přechodech P-N byly ovlivněny zářením. Proto, pokud je to možné, se používají pro záření nepropustná pouzdra.

$$W_g = h \cdot \nu \quad (2.18)$$

kde

$h = 6,62 \cdot 10^{-34}$  J·s je Planckova konstanta  
 $\nu$  [s<sup>-1</sup>] je frekvence záření

Situace je schématicky znázorněna na obr. 2.18. Pokud je energie záření dostatečná, generuje v ochuzené oblasti pár elektron-díra – viz obr. 2.18. Elektrické pole v ochuzené vrstvě urychluje elektron do oblasti *N* a díru do oblasti *P*.



Obr. 2.18: Kvalitativní zobrazení fotojevu

Je-li dioda rozpojena (zapojena naprázdno), vzniká na ní měřitelné napětí naprázdno  $U_{D0}$ , které závisí na intenzitě záření logaritmicky (navíc je teplotně závislé). Tento režim proto není vhodný pro fotometrické účely [2].

Jeli dioda zapojena nakrátko, obvodem protéká proud  $I_{DK}$ , který je v širokém rozsahu přímo úměrný intenzitě záření. Tento režim je proto vhodný pro fotometrické účely. Proud směřuje od *K* k *A* (je tedy záporný podle šipkové konvence diody).

Mezi stavem naprázdno a nakrátko pracuje přechod v tzv. fotovoltaickém režimu. V obvodu přechodu není zapojen žádný zdroj napětí ani proudu, chová se jako zdroj (sluneční články) – viz obr. 2.19. Zatěžovací rezistor se volí tak, aby fotočlánek dodával maximální výkon – viz  $R_{OPT}$ . Protože výkon je dán součinem napětí a proudu, odpovídá maximálnímu výkonu maximální plocha – viz vyšrafovaná oblast náležející k pracovnímu bodu P.

$$R_{OPT} = \frac{U_{DP}}{|I_{DP}|}$$

Ve fotovoltaickém režimu je ochuzená vrstva úzká a má velkou kapacitu, proto i špatné frekvenční vlastnosti. Tuto kapacitu lze snížit rozšířením ochuzené oblasti – přiložením záporného napětí  $U_D$  – hovoříme o fotovodivostním režimu. Frekvenční vlastnosti jsou zde lepší a proud stále lineárně odpovídá intenzitě dopadajícího záření.

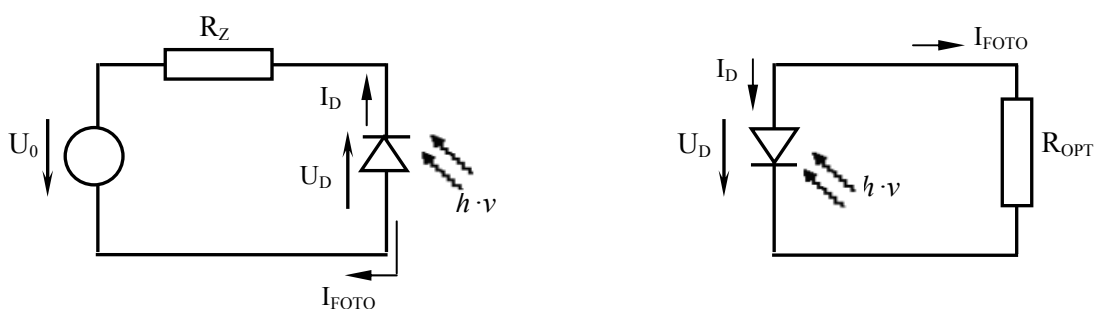
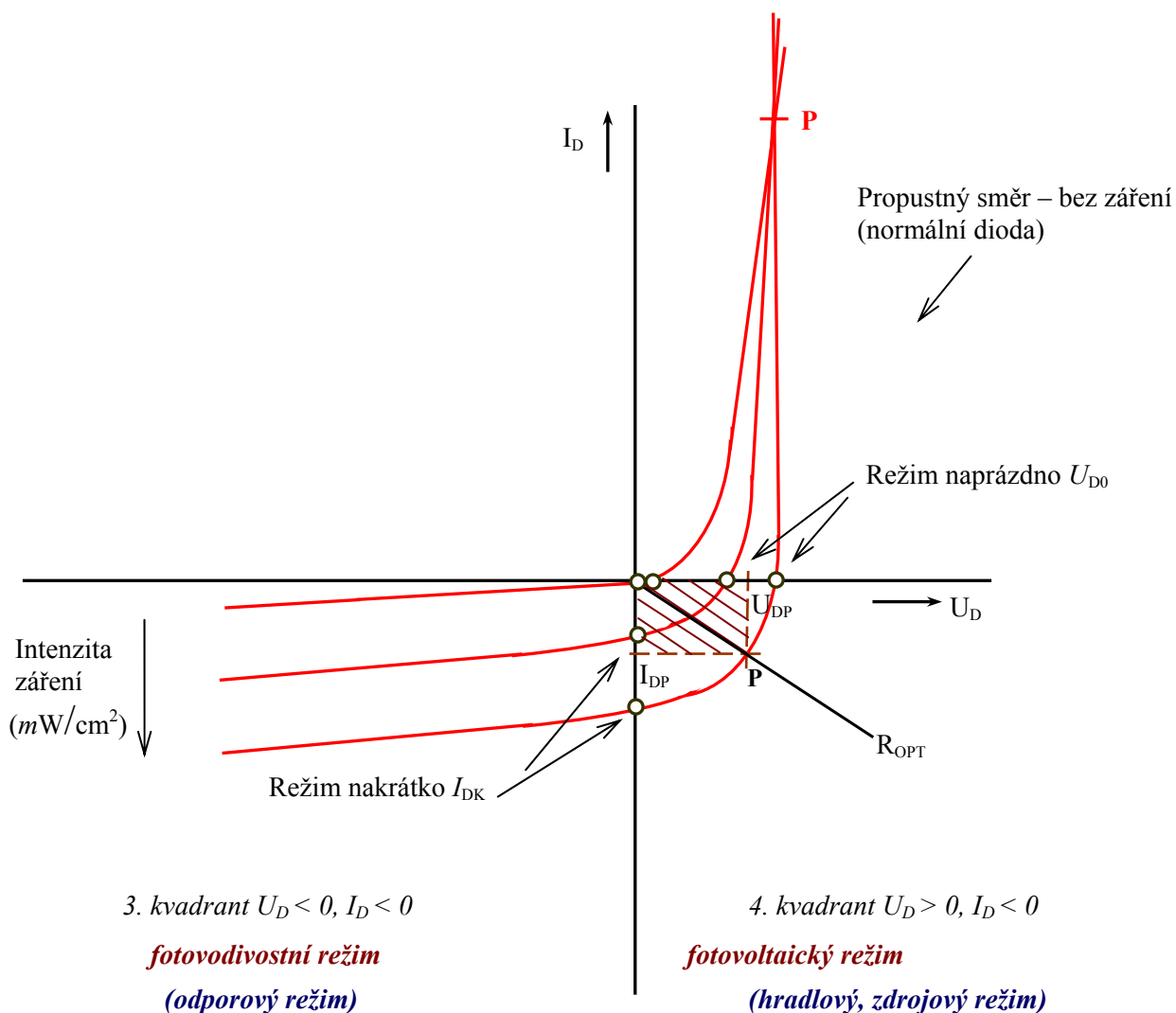
Pokud na fotodiodu nedopadá záření, chová se jako běžná dioda – viz obr. 2.19 – 1. kvadrant.

#### Použití:

Některé fotodiody pracují

- v odporovém (fotovodivostním) i hradlovém (fotovoltaickém) režimu
- pouze v fotovodivostním režimu
- pouze v fotovoltaickém režimu

- a) pouze fotovodivostním režimu – zvukový snímač pro optický záznam zvuku
- b) pouze ve fotovoltaickém režimu – měřiče elektrického osvětlení
  - automatické ovládání světla
  - expozimetry
  - luxmetry

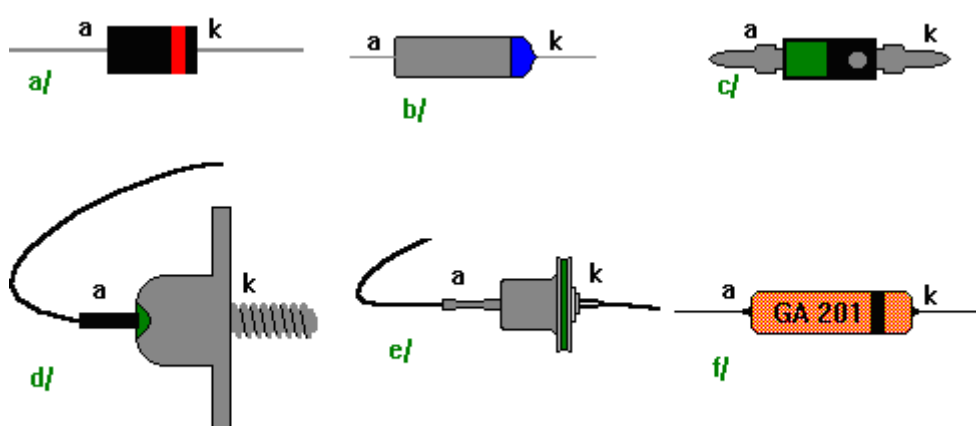


Obr. 2. 19: AV charakteristika fotodiody

## 2.5 Druhy diod

Podle technologie výroby je dělíme na:

- **Plošné diody** – dělíme na
  - a) **Difúzní** – destička typu N se vloží do prostředí, které obsahuje volné akceptory (v plynném stavu). Při vysokých teplotách (pro Si 1000° až 1350° C, pro Ge 700° až 800° C) pronikají akceptory do základní destičky (difundují) a vytváří pod povrchem oblast typu P – vzniká P-N přechod.
  - b) **Slitínové** – na germaniovou destičku typu N se přiloží materiál s vlastnostmi akceptoru – např. indium (In). Po zahřátí na 630° C se Ge a In slijí – vzniká P-N přechod. Při hromadné výrobě – je destička typu N maskována a v masce jsou otvory pouze v místech, kde má vznikat přechod P-N. Po zahřátí (na 630° C) se musí maska odleptat.
- **Hrotové diody** – na základní destičku (Si) typu N se přitlačí wolframový hrot. Proudovým impulsem se stykové místo roztaví, čímž vznikne miniaturní oblast typu P s velmi malou kapacitou. Jsou vhodné pro vysokofrekvenční obvody. Pro Ge se používá hrot z platiny legované indiem.



Obr. 2.20: druhy diod – a) usměrňovací, b) hrotová, c) miniaturní, d,e) výkonové, f) germaniová

Dále je dělíme na:

- **miniaturní** – diody s pracovním proudem do 100 mA
- **středovýkonové** – diody s pracovním proudem do 1 A
- **výkonové** – diody s pracovním proudem nad 1 A

Podle použití dělíme diody na:

- **všeobecné** – diody pro víceúčelové využití s obecnými parametry
- **usměrňovací** – diody určeny pro zpracování převážně sekundárního napětí síťových Tr
- **spínací** – diody pro počítačovou techniku; logické obvody

- *směšovací* – diody pro vf techniku, televize, rádia a podob.
- *detekční* – diody v pásmu GHz; satelity a podob.



## Pojmy k zapamatování

Polovodič - donor, akceptor, typu P a N; přechod PN – AV charakteristika, diferenční odpor; jev – usměrňovací; lavinový, Zenerův a fotojev; druhy diod.



## Otázky 2

1. Definujte polovodič typu N.
2. Definujte polovodič typu P.
3. Vysvětlete pojem ochuzená vrstva a jak souvisí s přechodem PN.
4. Popište chování přechodu PN – a) v propustném směru  
b) v závěrném směru.
5. Můžeme při řešení obvodů s diodami aplikovat Nortonovu nebo Théveninovu větu?
6. Vysvětlete význam symbolů ve vztahu  $I_D = I_0 \cdot (e^{U_D/U_T} - 1)$ .
7. Nakreslete AV charakteristiku podle vztahu z otázky 5.
8. Odvoďte diferenční vodivost diody.
9. Vysvětlete usměrňovací jev.
10. Proč jsou stabilizační diody v oblasti cca 6 V teplotně nejméně závislé?
11. Popište využití fotodiody.
12. Jakým způsobem získáváme elektrickou energii z energie světelné?



## Úlohy k řešení 2

### Příklad 2.1

V laboratorním cvičení jsme změřili A-V charakteristiku Zenerovy diody – viz tabulka 1. Určete:



- statický odpor v propustném směru, je-li  $I_F = 10 \text{ mA}$
- diferenční (dynamický) odpor v propustném směru ( $I_F = 10 \text{ mA}$ )
- statický odpor v závěrném směru – v oblasti kolena ( $I_R = 1,4 \text{ mA}$ )
- diferenční odpor v oblasti kolena ( $I_R = 1,4 \text{ mA}$ )
- statický odpor v oblasti stabilizace ( $I_R = 10 \text{ mA}$ )
- diferenční odpor v oblasti stabilizace ( $I_R = 10 \text{ mA}$ )

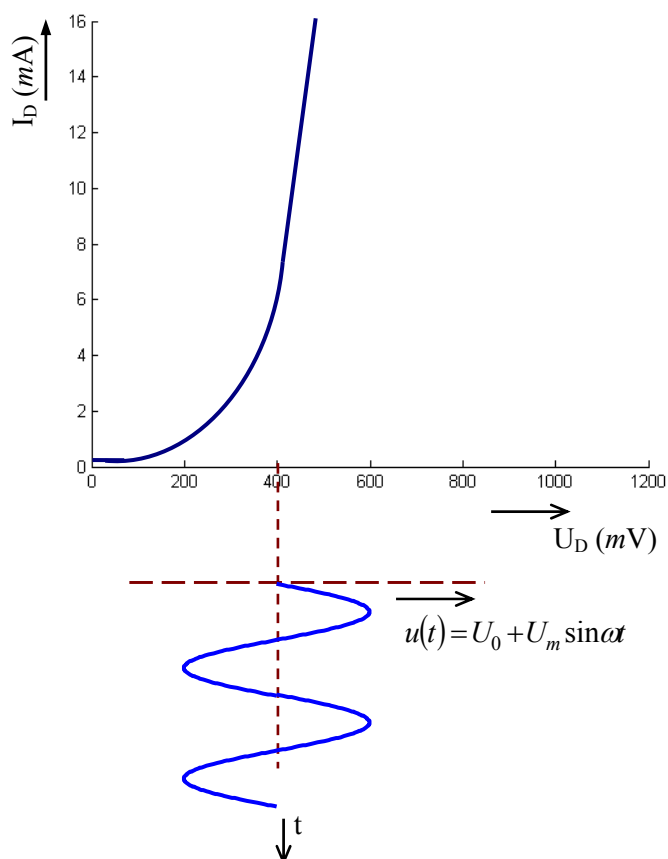
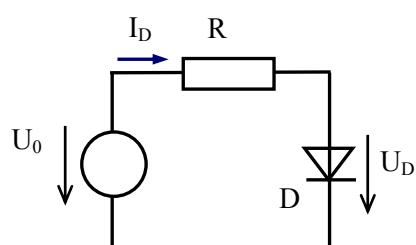
Tab. 1:

Propustný směr

$U_D \text{ (V)}$	0,6	0,65	0,72	0,74	0,77
$I_D \text{ (mA)}$	0	0,15	1,2	4,2	16

Závěrný směr

$U_D \text{ (V)}$	0	2,75	3,2	3,5	3,75	3,85	4,0	4,1
$I_D \text{ (mA)}$	0	0,5	2,0	4,0	7	10	15	20



Obrázek k příkladu 2.2

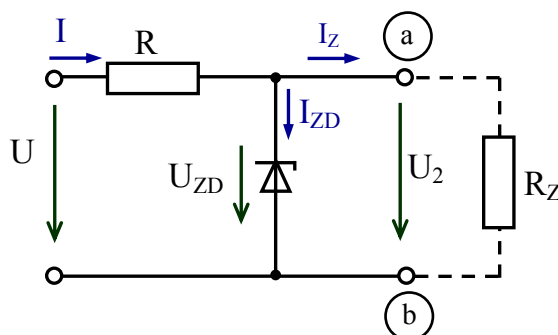
### Příklad 2.2

- Jaký pracovní bod diody se nastaví při napětí  $U_0 = 400 \text{ mV}$  a odporu  $R = 40 \text{ } \Omega$ ?
- Vyšetřete graficky závislost  $u_D(t)$  a  $i_D(t)$ , jestliže připojíme zdroj napětí  $u(t) = U_0 + U_m \sin \omega t$ , ( $U_m = 200 \text{ mV}$ ,  $U_0 = 400 \text{ mV}$ ).

### Příklad 2.3

Je dána stabilizační dioda, jejíž charakteristika v průrazné oblasti  $50 \text{ mA} \leq I_{ZD} \leq 300 \text{ mA}$  je aproximována reálným zdrojem napětí –  $U_d = 9,9 \text{ V}$ ,  $r_d = 2 \text{ } \Omega$ . Realizujte touto diodou jednoduchý parametrický stabilizátor napětí – viz obrázek. Proud zátěži má být v mezích  $0 \leq I_Z \leq 200 \text{ mA}$

- Určete pro hodnotu napěťového zdroje  $U = 30 \text{ V}$  hodnotu odporu  $R$  tak, aby diodou procházel minimální proud  $I_{ZD} = 50 \text{ mA}$
- Určete napětí naprázdno  $U_0$  a vnitřní odpor  $R_i$  náhradního zapojení stabilizátoru napětí na svorkách a, b.
- Kdy je Zenerova (stabilizační) dioda nejvíce výkonově zatížena?
- Napájecí napětí  $U$  se mění o  $\pm 10 \%$ . Jak velký je činitel vyhlazení a činitel stabilizace?



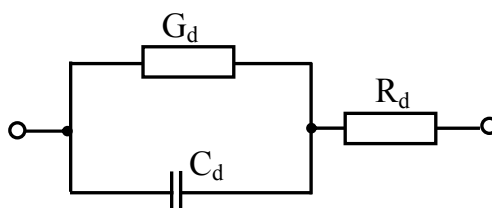
Stabilizátor napětí – příklad 2.3

### Příklad 2.4

K ladění rezonančního obvodu na obrázku použijeme kapacitní diodu. Při napětí  $U_D = -4 \text{ V}$  byla změřena kapacita diody  $C = 5 \text{ pF}$ , hodnota odporu je  $R = 100 \text{ k}\Omega$ .

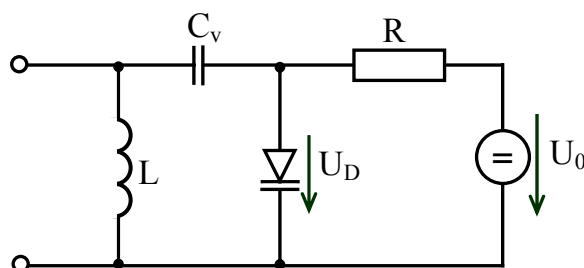
Vypočítejte:

- Závislost kapacity  $C$  diody na napětí  $U_D$  v rozsahu  $-20 \text{ V} \leq U_D \leq -1 \text{ V}$
- Náhradní zapojení kapacitní diody pro střídavý signál – viz obrázek – má parametry:  $R_D = 4 \text{ } \Omega$ ,  $G_D = 1 \text{ } \mu\text{S}$ ,  $C_D = 5 \text{ pF}$  při  $U_D = -4 \text{ V}$ . Dokažte, že při rezonanční frekvenci  $f_0 = 100 \text{ MHz}$  může být vodivost  $G_d$  zanedbána.



Náhradní zapojení kapacitní diody pro střídavý signál

- Vypočítejte indukčnost  $L$  tak, aby při  $R_D = 4 \Omega$  a  $C_D = 5 \text{ pF}$  byla rezonanční frekvence  $f_0 = 100 \text{ MHz}$ .
- Určete činitel jakosti  $Q$  rezonančního obvodu a šířku pásma  $B$ .
- Jaké bude největší napětí na diodě  $U_D$ , bude-li se rezonanční obvod přeladovat v rozsahu  $100 \text{ MHz} \leq f_0 \leq 150 \text{ MHz}$
- Určete pro  $f = 150 \text{ MHz}$  činitel jakosti  $Q$  a šířku pásma  $B$ .



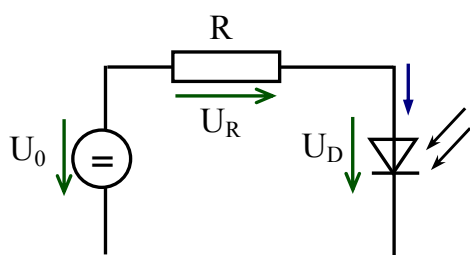
Ladění rezonančního obvodu kapacitní diodou

Poznámka:

Kapacita  $C_V$  odděluje stejnosměrnou úroveň a musí být tak velká, aby pro pracovní kmitočty představovala zkrat. Odpor o velikosti  $R = 100 \text{ k}\Omega$  je zahrnut do analýzy. Zdroj napětí  $U_0 < 0$  slouží k ladění rezonančního obvodu a pro střídavý signál představuje zkrat. Závěrný proud diody vyvolá zanedbatelný úbytek napětí na odporu  $R$  proti  $U_0$ .

 **Příklad 2.5**

Zapojení se skládá se zdroje napětí  $U_0$ , odporu  $R$  a fotodiody – viz obrázek. Charakteristiky fotodiody pro různou intenzitu osvětlení jsou uvedeny na dalším obrázku. Napětí zdroje  $U_0 = -0,3 \text{ V}$  a odpor  $R = 10 \text{ k}\Omega$ .

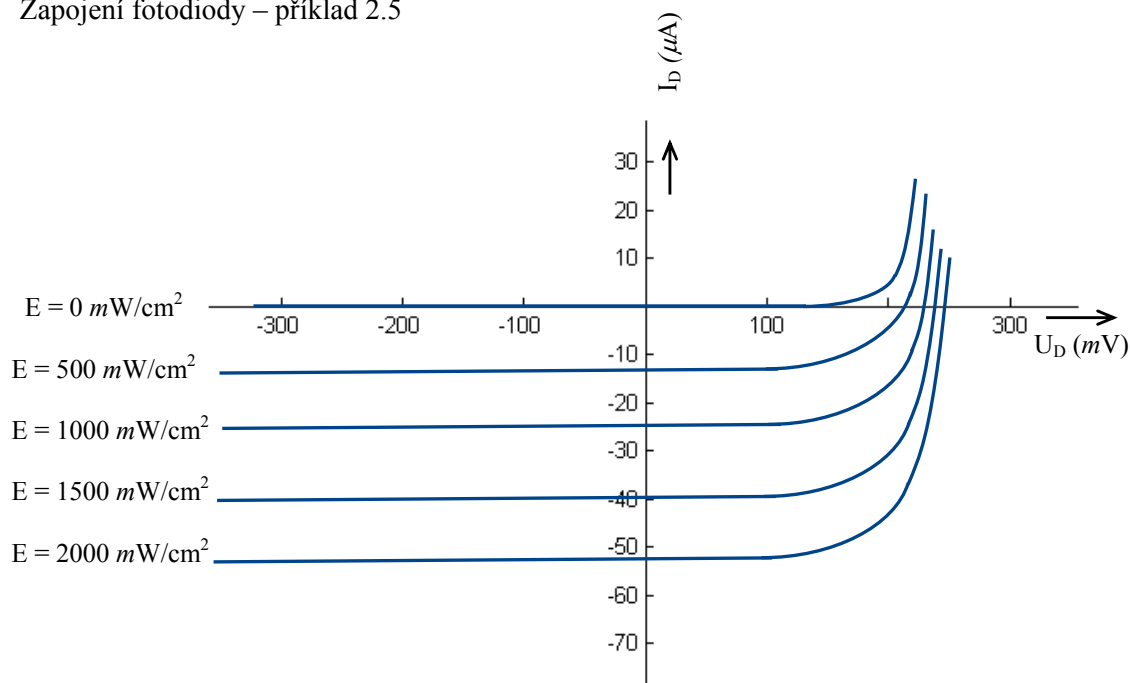


Zapojení fotodiody – příklad 2.5

a) Určete napětí na fotodiodě  $U_D$ , proud diodou  $I_D$  a napětí  $U_R$  na odporu  $R$  při intenzitě osvětlení  $E = 2\,000\text{ mW/cm}^2$ .

b) Při jaké intenzitě osvětlení platí  $U_R = U_0$  ?

c) Určete výkonovou bilanci v obvodu

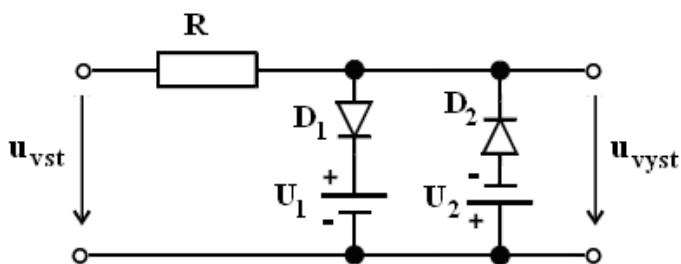


### **Příklad 2.6**

Nakresli kvalitativně průběh výstupního napětí  $u_{\text{vyst}}(t)$ , je-li průběh napětí  $u_{\text{vst}}(t) = U_m \sin \omega t$  (diody  $D_1$  a  $D_2$  považujte opět za ideální s nulovým úbytkem napětí v propustném směru):

a)  $U_1 = U_2$ ;  $U_m < U_1$

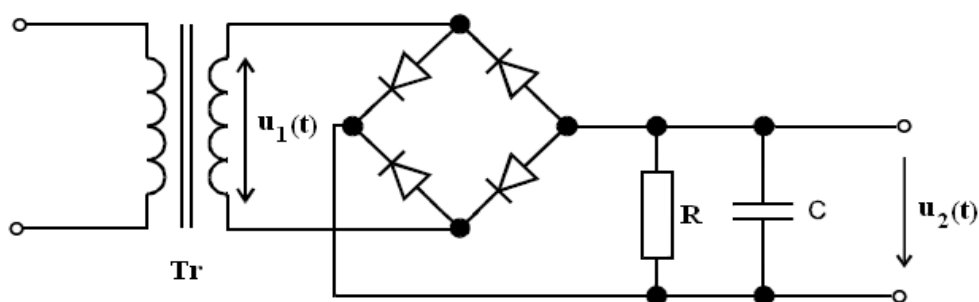
b)  $U_1 = U_2$ ;  $U_m = 1,2 \cdot U_1$



 **Příklad 2.7**

- Nakresli kvalitativně průběh výstupního napětí  $u_2(t)$ , je-li průběh napětí  $u_1(t) = U_m \sin \omega t$  a není připojena filtrační kapacita  $C$ .
- Nakresli kvalitativně průběh výstupního napětí  $u_2(t)$ , je-li průběh napětí  $u_1(t) = U_m \sin \omega t$  a není-li připojena zátěž  $R$  (kapacita  $C$  je zapojena).
- Nakresli kvalitativně průběh výstupního napětí  $u_2(t)$ , je-li průběh napětí  $u_1(t) = U_m \sin \omega t$  a je připojen odpor  $R$  i filtrační kapacita  $C$ .
- Jak se změní průběh proudu procházející odporem  $R$ , zmenšujeme-li hodnotu odporu  $R$ ?

(diody  $D_1 \div D_4$  uvažujte opět za ideální s nulovým úbytkem napětí v propustném směru):



**CD-ROM**

Otevři soubor **Diody**



**Text k prostudování**

- [1] Frohn, M. – Siedler, H.-J. – Wiemer, M. – Zastrow, P.: Elektronika, polovodičové součástky a základní zapojení. Ben, Praha 2006, ISBN 80-7300-123-3



## Další zdroje

- [1] Yunik, M.: Design of modern transistor circuits. Prentice – Hall, Inc., Englwood Cliffs, N.J., 1973
- [2] Vobecký, J. - Záhlava, V.: Elektronika (součástky a obvody, principy a příklady), Grada, Praha 2001
- [3] Klímeck, A. – Zíka, J.: Malá encyklopedie elektrotechniky – Polovodičové součástky. SNTL, Praha, 1997
- [4] Horowitz, P.- Winfield,H.: The art of electronics (second edition). Cambridge University Press, Cambridge 1982
- [5] Doleček, J.: Moderní učebnice elektroniky 2. díl, BEN, Praha, 2005, ISBN 80-730-161-6
- [6] Kuphaldt, Tony R.: Lessons In Electric Circuits, [www.ibiblio.org/kuphaldt/](http://www.ibiblio.org/kuphaldt/)



## Korespondenční úkol

Bude zadán vyučujícím z množiny příkladů určených k samostatnému řešení..

## 3 Tranzistory



**Čas ke studiu:** 9 hodin



**Cíl** Po prostudování této kapitoly budete umět:

- sestavit a zdůvodnit signálový model tranzistoru – PNP, NPN
- nastavit pracovní bod tranzistorů
- navrhnout a posoudit zapojení bipolárního tranzistoru
  - se společným emitorem
  - s externím emitorovým odporem
  - se společným kolektorem (sledovač napětí)
  - se společnou bází
  - zesilovač se zdrojem proudu v kolektoru



### VÝKLAD

#### 3.1 Bipolární tranzistory

- Jsou dva typy bipolárního tranzistoru – PNP a NPN
- Tranzistor je správně zapojen když je
  - přechod báze (B) – emitor (E) otevřen
  - přechod báze (B) – kolektor (C) uzavřen
- Proudové zesílení  $\beta$  tranzistoru je definováno poměrem proudu kolektoru  $I_C$  a proudu báze  $I_B$

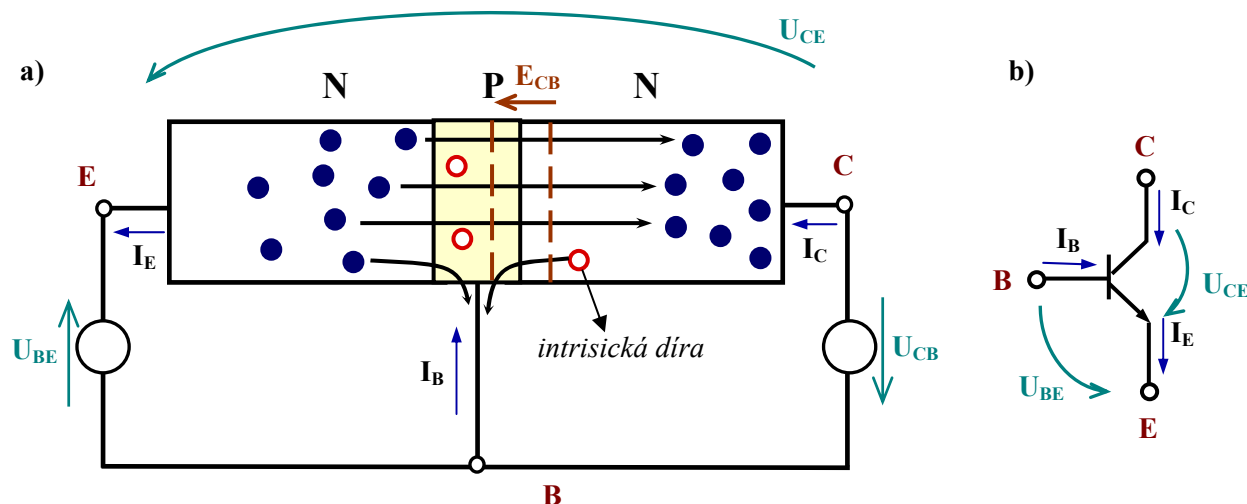
$$\beta = \frac{I_C}{I_B} \quad (\text{typicky } 30 \text{ až } 500)$$

- Platí, že proudy kolektoru ( $I_C$ ) a emitoru ( $I_E$ ) jsou si prakticky rovny

### 3.2 Tranzistorový jev

Tranzistor NPN se skládá ze dvou oblastí typu  $N$ , mezi které je „vložená“ oblast typu  $P$  (báze –  $B$ ) – viz obr. 3.1. Báze musí být tenká.

Při poměrech uvedených na obr. 3.1 (aktivní režim tranzistoru) je přechod  $B - E$  (emitor) polarizován napětím  $U_{BE} (> 0)$  v propustném směru. Přechod  $B - C$  (kolektor) je polarizován napětím  $U_{CB} (> 0)$  v závěrném směru. Pro křemíkovou strukturu je napětí  $U_{BE} = 0,4$  až  $0,8$  V (podle velikosti emitorového proudu, běžně se uvažuje s hodnotou  $0,6$  V).

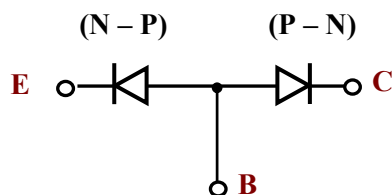


Obr. 3.1: Kvalitativní zobrazení struktury tranzistoru NPN:

- zapojení se společnou bází – SB (dohodnutý směr proudu má směr proti pohybu elektronů – historická konvence)
- symbol tranzistoru NPN

Elektrony z emitoru E ( $N$ -typ) jsou vstříkovány (emitovány) do oblasti typu  $P$  – do báze B, stejně jako je tomu u běžné diody. Pokud je báze dostatečně tenká, proletí většina elektronů až k uzavřenému přechodu  $B-C$ , kde jsou „zachyceny“ intenzitou pole  $E_{CB}$  ochuzené oblasti – viz obr. 3.1 – a „proneseny“ do oblasti kolektoru ( $C$ ) typu  $N$ . Tam se stávají opět majoritními nosiči proudu a jsou sbírány (collect). Množství elektronů emitovaných z emitoru lze řídit proudem (i napětím) přechodu  $B-E$ .

To je tranzistorový jev. Tranzistor nelze nahradit dvěma jednotlivými diodami tak, jak je zobrazeno na obr. 3.2. Při takovém uspořádání by nebyla splněna podmínka tenké báze, tranzistorový jev vůbec nevzniká. Schéma na obr. 3.2 můžeme použít pouze pro ověření existence dvou nepoškozených  $P-N$  přechodů tranzistoru.



Obr. 3.2: Nevhodný model tranzistoru NPN



Určitá část elektronů z emitoru vytváří bákový proud  $I_B$  (nedorazí ke kolektoru). Typicky platí

$$I_B \cong 0,01I_E$$

Je-li emitorový proud nastaven na nulovou hodnotu, protéká uzavřeným přechodem C-B pouze nasycený (intrinsický) proud, zde pojmenovaný  $I_{CB0}$ . Pro moderní křemíkové tranzistory lze v aktivním režimu  $I_{CB0}$  zanedbat a

$$I_C \cong \alpha \cdot I_E \quad (3.1)$$

$\alpha$  je proudový zesilovací činitel v zapojení se společnouází (SB) a representuje vlastně tranzistorový jev.

Z 1. Kirchhoffova zákona vyplývá

$$I_E = I_C + I_B \quad (3.2)$$

tedy i

$$I_E = \alpha \cdot I_E + I_B$$

odtud dostaneme

$$\alpha = \frac{I_C}{I_E} = \frac{I_E - I_B}{I_E} = 1 - \frac{I_B}{I_E} < 1 \quad (3.3)$$

$\alpha$  je vždy menší než 1.

Definujme (pojmenujme) i proudový zesilovací činitel v zapojení se společným emitorem (SE) jako

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} \quad (3.4)$$

Po dosazení získáme

$$\beta = \frac{I_C}{(I_E - I_C)} = \frac{\frac{I_C}{I_E}}{1 - \frac{I_C}{I_E}} = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \quad (3.5)$$

a další úpravou

$$\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1} \quad (3.6)$$

Je-li např.  $\alpha = 0,99$ , je  $\beta = \frac{0,99}{1 - 0,99} = 99$ .

A naopak, známe-li  $\beta = 99$ , určíme, že  $\alpha = \frac{99}{99 + 1} = 0,99$ .

### 3.2.1 Popis a model tranzistoru (stejnoseměrný)

V běžném aktivním režimu platí pro moderní křemíkové tranzistory (zjednodušené Ebersovy – Mollovy rovnice):

$$I_E = I_{E0} \left( e^{U_{BE}/U_T} - 1 \right) \quad (3.7)$$

kde

$$I_C = \alpha \cdot I_E$$

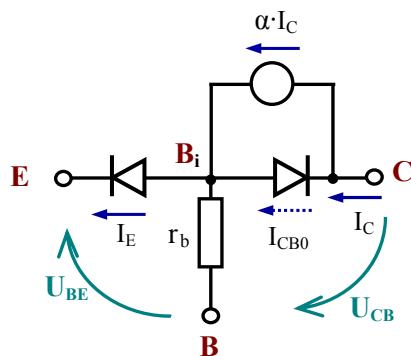
$U_T = k \cdot T/e$  je teplotní napětí (26 mV při 300 K)

$\alpha$  je proudový zesilovací činitel v zapojení SB

$I_{E0}$  je nasycený proud diody B-E

$U_{BE}$  je napětí na diodě B-E

Vztah (3.7) popisuje výstupní charakteristiky v zapojení SB. Ekvivalentní (zjednodušené) schéma, které vyhovuje pro aktivní režim tranzistoru je na obr. 3.3.



Obr. 3.3: Zjednodušené ekvivalentní schéma tranzistoru NPN v zapojení SB (pro aktivní režim)

Interní báze tranzistoru je označena symbolem  $B_i$ . Odpor  $r_b$  (běžně 20  $\Omega$  až 50  $\Omega$ ) modeluje odpor báze oblasti. Mezi interní bází  $B_i$  a emitorem E je zapojena v propustném směru dioda B-E. Mezi  $B_i$  a kolektorem C je připojena závěrně polarizovaná dioda a řízený zdroj proudu  $\alpha I_E$ , který reprezentuje tranzistorový jev (na rozdíl od obr. 3.2).

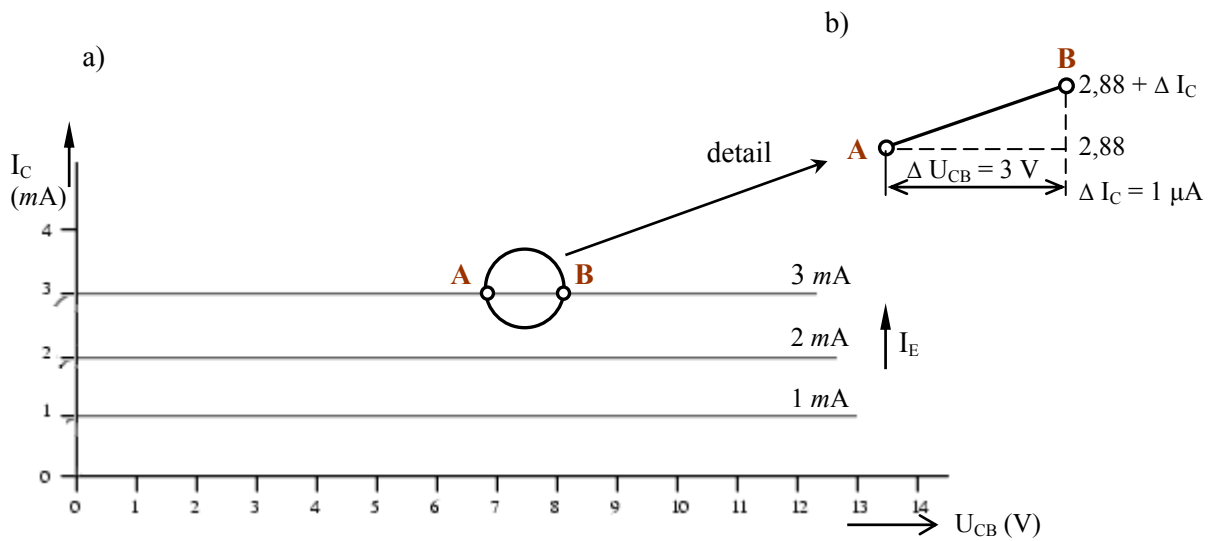
Výstupní charakteristiky tranzistoru NPN v zapojení SB jsou kvalitativně zobrazeny na obr. 3.4.

Zajímavé je, že proud  $I_C$  je (je pro dané  $I_E$ ) téměř konstantní, ještě i pro  $U_{CB} = -0,5$  V. Je to tím, že tranzistorový jev zaniká až tehdy, kdy se dostatečně otevře přechod B-C a to je u křemíku až při  $U_{CB} = -0,7$  V.

Další zajímavou vlastností je, že proud kolektoru  $I_C$  s růstem  $U_{CB}$  nepatrně narůstá – viz detail v obr. 3.4,  $\Delta U_{CB} = 3$  V,  $\Delta I_C = 1$   $\mu$ A. Tomu odpovídá diferenční odpor (důležité: při  $I_E = \text{konst.}$ ) báze – kolektor

$$r_{CB} = \frac{\Delta U_{CB}}{\Delta I_C} = \frac{3 \text{ V}}{1 \mu\text{A}} = 3 \text{ M}\Omega \quad (3.8)$$

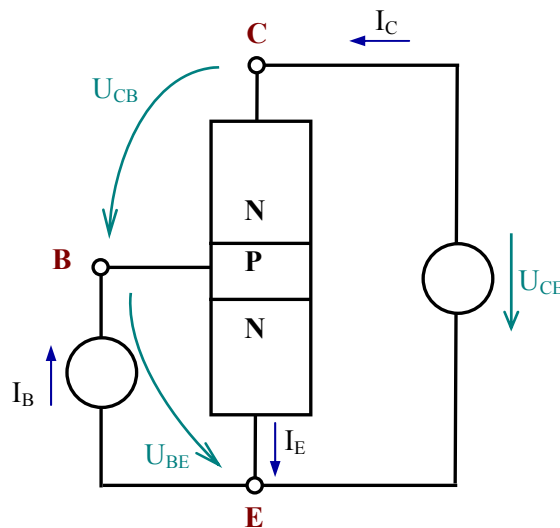
Jedná se o Earlyho jev. S růstem napětí  $U_{CB}$  se ochuzená vrstva přechodu C-B rozšiřuje. Tím se vlastně zužuje oblast báze a  $\alpha$  se více blíží hodnotě 1. Proudový zesilovací činitel  $\alpha$  je tedy funkcí (i



Obr. 3.4: a) Výstupní charakteristiky  $I_C = f(U_{CB})$  tranzistoru,  $I_E$  je parametr  
 b) detail

když nijak výraznou) napětí  $U_{CB}$  (i proudu kolektoru).

Poněkud jiná je situace, zapojí-li se tentýž tranzistor NPN se společným emitorem (SE) – obr. 3.5.



Obr. 3.5: Princip zapojení tranzistoru se společným emitorem (SE)

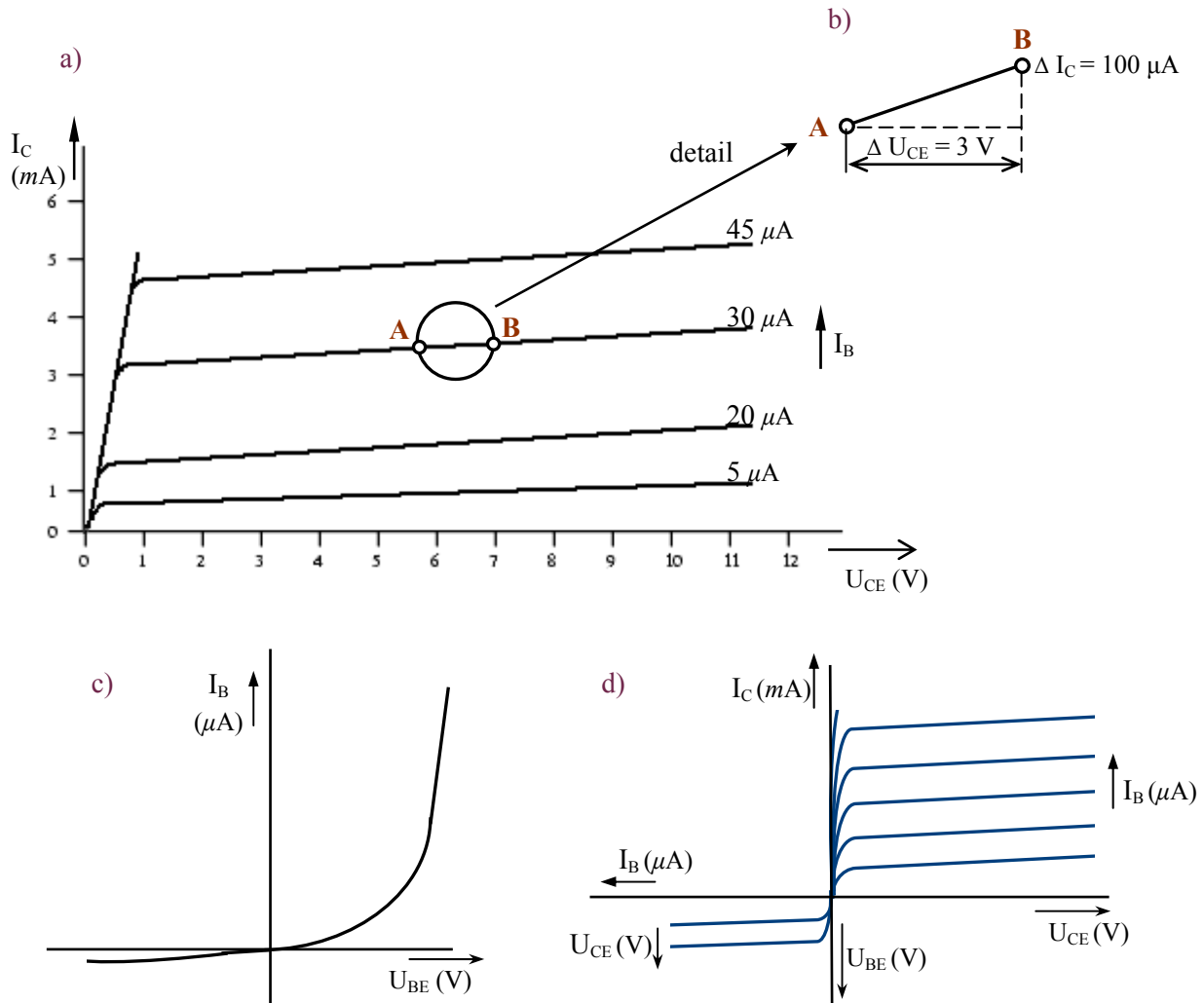
Z 2. Kirchhoffova zákona platí, že

$$U_{CB} = U_{CE} - U_{BE} \approx U_{CE} - 0,7 \text{ V}$$

Ze vztahu vyplývá, že již při  $U_{CE} \rightarrow 0$  je  $U_{CB} \rightarrow -0,7$  V. Tranzistorový jev proto zaniká pro  $U_{CE} = 0$  V. Proto výstupní charakteristiky v zapojení SE začínají až při  $U_{CE} > 0$  – viz obr. 3.6. Parametrem je nyní konstantní proud do báze ( $I_B$ ). Když si uvědomíme, že

$$I_B = I_E - I_C = I_E - \alpha \cdot I_E = (1 - \alpha) \cdot I_E$$

můžeme určit vstupní charakteristiky v zapojení SE (obr. 3.6c):



Obr. 3.6: a) Výstupní charakteristiky  $I_C = f(U_{CE})$  tranzistoru v zapojení SE,  $I_B$  je parametr

b) Detail

c) Vstupní charakteristiky  $I_B = f(U_{BE})$  tranzistoru v zapojení SE

d) Obvyklý způsob zobrazení charakteristik v zapojení SE

$$I_B = (1 - \alpha) \cdot I_{E0} \left( e^{U_{BE}/U_T} - 1 \right) = \left( 1 - \frac{\beta}{\beta + 1} \right) \cdot I_{E0} \left( e^{U_{BE}/U_T} - 1 \right) = \frac{I_{E0}}{\beta + 1} \cdot \left( e^{U_{BE}/U_T} - 1 \right) \quad (3.9)$$

I zde se uplatňuje Earlyho jev. S růstem napětí  $U_{CE}$  (a tedy i  $U_{CB}$ ) se zužuje oblast báze. Nyní se uplatňuje vůči konstantnímu proudu báze, který je  $(\beta + 1)$ -krát menší než proud  $I_E$

$[I_E = I_B + I_C = I_B + \beta I_B = (1 + \beta) \cdot I_B]$ . Earlyho jev má nyní  $(\beta + 1)$  krát větší vliv než v zapojení SB [1]. Jestliže budeme definovat diferenciální odpor v zapojení SE jako (viz detail obr. 3.6b)

$$r_{CE} = \frac{\Delta U_{CE}}{\Delta I_C} = \frac{3 \text{ V}}{100 \text{ } \mu\text{A}} = 30 \text{ k}\Omega$$

potom přibližně platí (pro stejný tranzistor jako v zapojení SB)

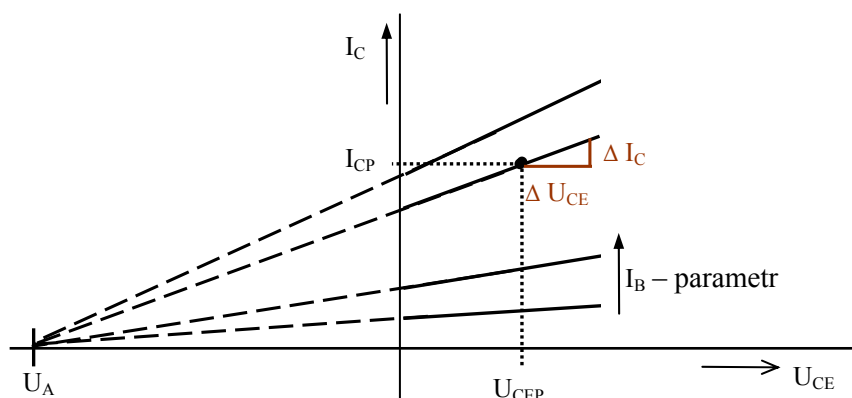
$$r_{CE} = \frac{r_{CB}}{\beta + 1} = \frac{3 \text{ M}\Omega}{101} \cong 30 \text{ k}\Omega \quad (3.10)$$

Po prodloužení lineárních (horizontálních) částí závislosti výstupních charakteristik v zapojení SE tranzistoru  $[I_C = f(U_{CE}); I_B \text{ je parametr}]$  se tyto úseky protnou přibližně v jednom bodě na ose  $U_{CE}$  [2] – viz obr. 3.7. Tomuto bodu odpovídá určité napětí – Earlyho napětí  $U_A$ . Diferenční (přírůstkový) odpor mezi kolektorem C a emitorem E pak zjednodušeně určíme pro pracovní bod  $(U_{CEP}, I_{CP})$  pomocí Ohmova zákona,

$$r_{CE} \approx \frac{U_A + U_{CEP}}{I_{CP}} \quad (3.11)$$

protože při daném zjednodušení je vidět, že trojúhelníky  $(\Delta U_{CE}, \Delta I_C)$  a  $(U_A, U_{CEP}, I_{CP})$  jsou podobné. Platí proto:

$$r_{CE} = \frac{\Delta U_{CE}}{\Delta I_C} = \frac{U_A + U_{CEP}}{I_{CP}}$$



Obr. 3.7: Znázornění Earlyho napětí  $U_A$

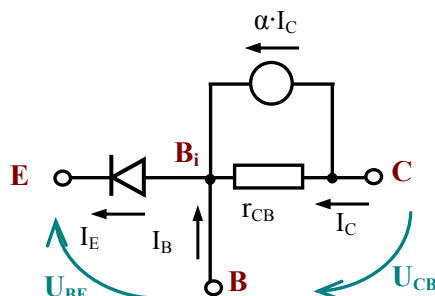
V některých katalozích se napětí  $U_A$  udává, rozumí se tím hodnota  $U_A$  pro zapojení SE. Na základě udělaných kvalitativních úvah je možné odhadnout, že pro zapojení SB by se jednalo o hodnotu  $(\beta + 1)$  krát větší.

Zanedbáme-li v aktivním režimu proud  $I_{CB0}$  přechodem C-B (v závěrném stavu) a odpor  $r_B$ , potom možné ekvivalentní schéma tranzistoru je na obr. 3.8.

V této podobě je již  $\alpha$  konstantní, závislost  $\alpha$  na  $U_{CB}$  (Earlyho jev) je popsána rezistorem  $r_{CB}$ . Platí, že

$$I_C = \alpha \cdot I_E + \frac{U_{CB}}{r_{CB}} \quad (3.12)$$

kde  $r_{CB}$  je většinou v intervalu 1 M $\Omega$  až 10 M $\Omega$ .



Obr. 3.8: Zjednodušené náhradní schéma tranzistoru NPN  
(pro  $I_{CB0} = 0$ ,  $\alpha = \text{konst}$ )

### 3.2.2 Chování tranzistoru při malých (signálových) změnách $u_{be}$ , $i_b$ , $i_e$ – signálový model tranzistoru

Pro jednoduchost budeme předpokládat, že  $\alpha$  i  $\beta$  mají stejné hodnoty pro stejnosměrné i dynamické hodnoty signálu (pro „střídavé“ signály) v okolí zvoleného (nastaveného) pracovního bodu P. Z obr. 3.8 vyplývá, že vlastně musíme určit pouze vztah mezi změnou napětí  $\Delta U_{BE}$  ( $\rightarrow u_{be}$ ) a změnou proudu  $\Delta I_E$  ( $\rightarrow i_e$ ). Poměry v „kolektoru“ jsou jednoznačně určeny řízeným zdrojem proudu a odporem  $r_{CB}$ , tedy

$$\Delta I_C = \alpha \Delta I_E + \frac{\Delta U_{CB}}{r_{CB}}$$

přičemž člen  $\Delta U_{CB}/r_{CB}$  lze ve většině praktických případů zanedbat vůči členu  $\alpha \cdot \Delta I_E$ .

Charakteristika přechodu B-E je na obr. 3.9.

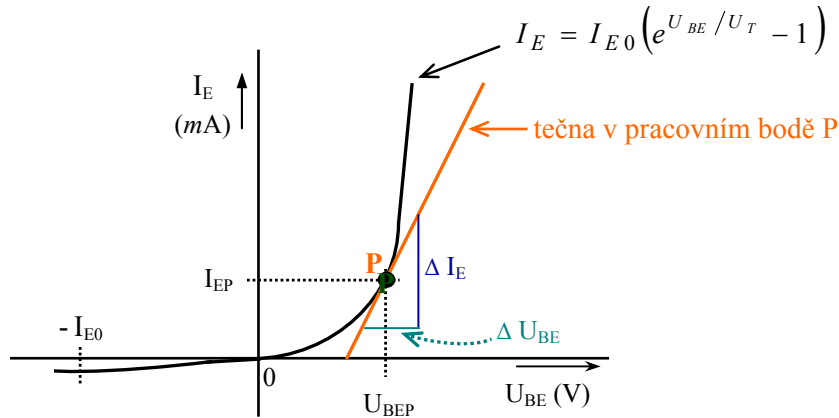
Pro velmi malé změny v okolí pracovního bodu P ( $U_{BEP}$ ,  $I_{EP}$ ) lze exponenciálu nahradit ekvivalentní vodivostí  $g_e$  (viz kap. 1 – linearizace, vodivost definovaná tečnou v bodě P). Pro odvození  $g_e$  vyjdeme ze vztahu (3.7).

$$g_e = \lim_{\Delta \rightarrow 0} \frac{\Delta I_E}{\Delta U_{BE}} = \frac{d}{dU_{BE}}(I_E) = \frac{d}{dU_{BE}} \left[ I_{E0} \left( e^{U_{BE}/U_T} - 1 \right) \right] \Bigg|_{U_{BE} = U_{BEP}}$$

$$g_e = I_{E0} \cdot e^{U_{BEP}/U_T} \cdot \frac{1}{U_T}$$

V aktivním režimu platí  $U_{BEP}/U_T \gg 1$  a  $I_{E0}(e^{U_{BEP}/U_T} - 1) \approx I_{E0} \cdot e^{U_{BEP}/U_T} = I_{EP}$ . Potom signálová (diferenční) vodivost (často označována jako strmost v mA/V) je

$$g_e = I_{EP}/U_T \quad (3.13)$$



Obr. 3.9: A-V charakteristika přechodu B-E

a je určena pouze podílem stejnosměrného proudu emitoru  $I_{EP}$  (pracovní bod) a teplotním napětím  $U_T$  (26 mV při 300 K). Toto je velmi užitečný výsledek, protože pro signálové změny v okolí pracovního bodu P pak zjednodušeně platí ( $\Delta U_{BE} \rightarrow u_{be}$ ,  $\Delta I_E \rightarrow i_e$ )

$$g_e \approx \frac{i_e}{u_{be}} \quad (3.14a)$$

nebo

$$u_{be} \approx \frac{i_e}{g_e} = r_e \cdot i_e \quad (3.14b)$$

kde

$$r_e = \frac{1}{g_e} = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_E} \quad (3.15)$$

je signálový odpor diody B-E.

Signálový model, který vyhovuje uvedeným vztahům je na obr. 3.10.

Reálný tranzistor T je modelován (popsán) pomocí odporů  $r_e$  a  $r_{CB}$  a idealizovaného tranzistoru  $T_i$ , který má nulové (signálové) napětí mezi bází B a interním emitorem  $E_i$  (na který si nelze „sáhnout“). Ideální tranzistor  $T_i$  je popsán vztahy

$$i_{ci} = \beta \cdot i_b$$

$$i_{ci} = \alpha \cdot i_e = \frac{\beta}{\beta + 1} i_e \quad (3.16)$$

$$i_e = i_{ci} + i_b$$

Odpor  $r_{CB}$  lze většinou zanedbat – potom platí  $i_c = i_{ci}$ .

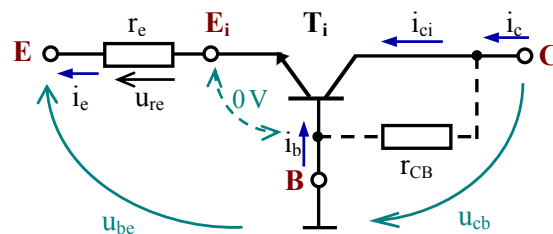
Odpor  $r_e$  zapojený mezi  $E_i$  a E modeluje právě vlastnosti diody B-E v propustném směru – vůči malosignálovým změnám. Při zvolené idealizaci platí

$$u_{re} = u_{be} - 0 = r_e \cdot i_e \quad (3.17)$$

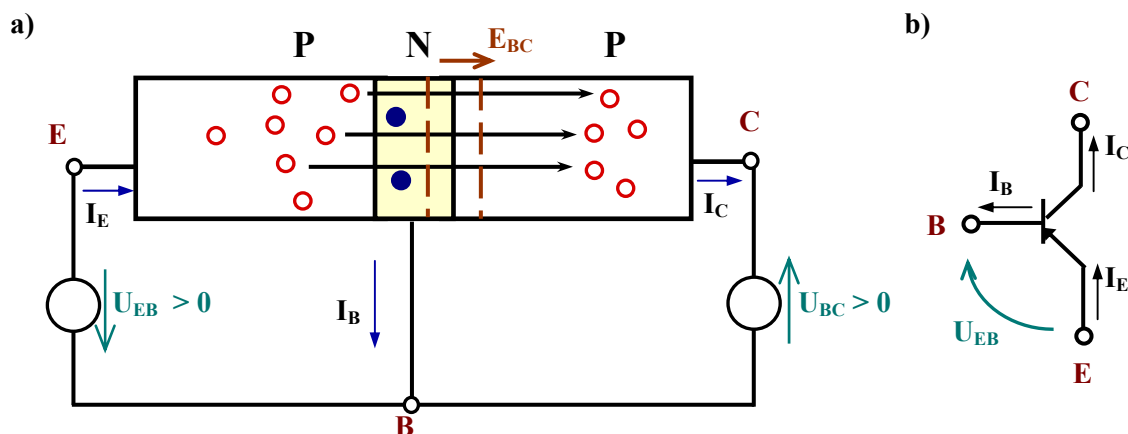
tedy

$$i_c = \frac{u_{be}}{r_e} = u_{be} \cdot g_e$$

Toto je ve shodě se vztahy (3.14) a (3.15). Signálový model na obr. 3.10 tedy skutečně vyhovuje shora uvedenému a lze jej použít pro analýzu obvodů s tranzistorem NPN, známe-li jeho pracovní bod.



Obr. 3.10 Signálový model tranzistoru s idealizovaným tranzistorem  $T_i$



Obr. 3.11: Kvalitativní zobrazení struktury tranzistoru PNP:

- zapojení se společnou bází – SB (šipky proudů jsou voleny „přirozeně“ podle toku proudů;  $I_E = I_C + I_B$ ,  $I_C = \alpha I_E$ ,  $I_C = \beta I_E$ )
- symbol tranzistoru PNP



### 3.2.3 Tranzistor PNP a společný signálový model pro PNP a NPN tranzistor

Vše, co bylo řečeno o tranzistoru NPN, lze zopakovat i pro tranzistor PNP. V aktivním režimu musí platit:

- přechod báze (B) – emitor (E) otevřený
- přechod báze (B) – kolektor (C) zavřený

Toto automaticky určuje správnou polaritu zdrojů – obr. 3.11 – určujících pracovní bod tranzistoru.

Stejnými úvahami dospějeme k signálovému modelu na obr. 3.12 ( $r_{CB}$  zanedbáme).

Platí

$$i_c = \beta \cdot i_b; \quad i_c = \alpha \cdot i_e = \frac{\beta}{\beta + 1} \cdot i_e$$

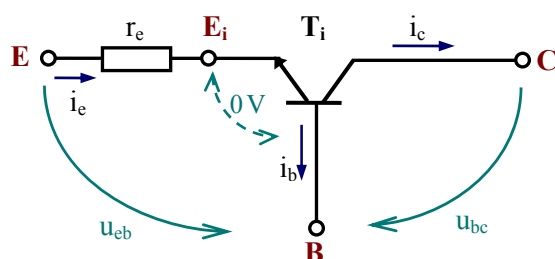
$$i_e = \frac{u_{eb}}{r_e}$$

kde

$$r_e \approx \frac{U_T}{I_{EP}}$$

atd. viz vztahy (3.12) až (3.15).

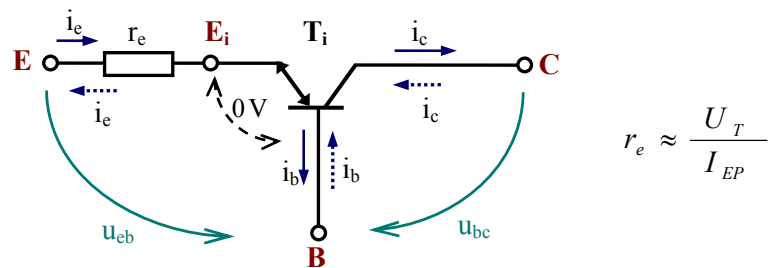
Ze srovnání situace na obr. 3.12 a 3.10 vyplývá, že pro tranzistor PNP i NPN vystačíme s jedním signálovým modelem. Pouze nastavení pracovního bodu vede k opačným polaritám napětí a proudů.



Obr. 3.12: Signálový model tranzistoru PNP v aktivním režimu

Signálově musí vždy platit, že  $i_c$  a  $i_e$  protékají stejným směrem,  $i_b$  musí být orientováno tak, aby platilo  $i_e = i_c + i_b$ . Dále platí vztahy  $i_c = \alpha \cdot i_e$ ,  $i_c = \beta \cdot i_b$ ,  $\alpha = \beta / (\beta + 1)$ ,  $\beta = \alpha / (1 - \alpha)$ . Je-li tranzistor (ať PNP či NPN) ve správném pracovním bodě, stačí shora uvedená jednoduchá pravidla pro analýzu obvodů s tranzistory NPN i PNP a s modelem na obr. 3.13 (označení NPN i PNP jsou již nadbytečná).

Nic se nestane, budeme-li šipky pro příslušné tranzistory vyznačovat.

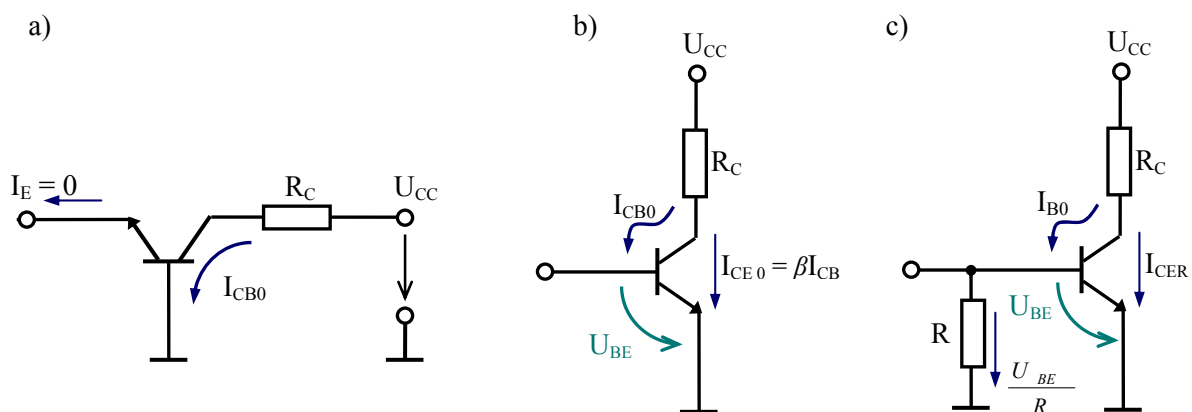


Obr. 3.13: Obecné signálové schéma pro tranzistory NPN i PNP a dvě správné přípustné šipkové konvence (vyznačené plně a přerušovaně), vždy platí  $i_e = i_c + i_b$ ; signálový emitor  $\longleftrightarrow$

### 3.2.4 Mezní parametry bipolárních tranzistorů

Napájecí napětí  $U_{CC}$  v obvodu s tranzistorem nesmí být větší než průrazné napětí přechodu B-C. Základní situace pro zapojení se společnou bází (SB) je nakreslena na obr. 3.14a. Emitor je rozpojen ( $I_E = 0$ ), závěrný proud  $I_{CB0}$  diodou C-B protéká do společné svorky (viz přechod P-N v závěrném směru). Průrazné napětí za této situace označujeme  $U_{BRCB0}$ , je to nejvyšší dosažitelné závěrné napětí než dojde k jeho poškození (více tranzistor nikdy nevydrží).

Je-li uzemněn emitor tranzistoru – zapojení se společným emitorem (SE) – obr. 3.14b, je situace horší.



Obr. 3.14: Určení zbytkových proudů a průrazných napětí tranzistorů:

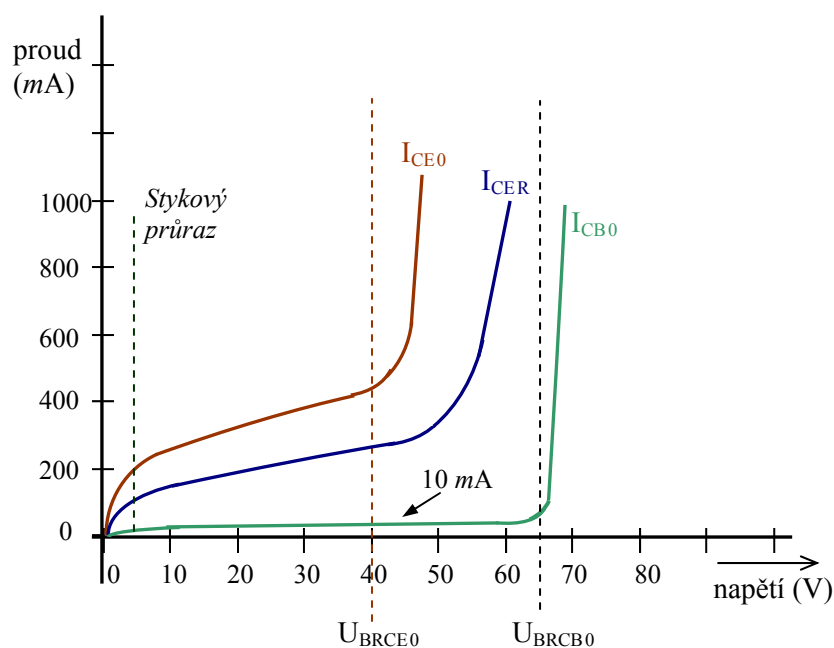
- v zapojení se společnou bází (SB)
- v zapojení se společným emitorem (SE)
- v zapojení SE s odporem  $R$  mezi bází B a emitorem E

Proud  $I_{CB0}$  vstupuje celý do báze a je zesilován  $\beta$  krát. Zbytkový proud označený jako  $I_{CE0}$  je největší zbytkový proud. K průrazu tranzistoru dochází (desítky voltů) nárazovou ionizací (viz kap. 2.2.6). Pravděpodobnost nárazové ionizace [3] roste s proudovou hustotou nosičů náboje. Průrazné napětí v tomto režimu se označuje  $U_{BRCE0}$  a je to většinou nejmenší průrazné napětí tranzistoru.

Výjimkou mohou být tranzistory s velkým proudovým zesilovacím činitelem  $\beta$ . Mají velmi tenkou bázi a zde může dojít (dříve než k průrazu  $U_{BRCE0}$ ) k tzv. stykovému průrazu. (punch-through - již při 2 až 3 V; [4]). Tento stav nastane tehdy, když se ochuzená oblast zavřeného přechodu C-B rozšíří až k přechodu E-B, tranzistor je vlastně zkratován a dojde k jeho zničení. Tyto tzv. „superbeta“ tranzistory se často používají v integrovaných obvodech. Spolehlivou funkci je třeba zajistit přesně definovaným napětím mezi C a E.

Poslední diskutovaná situace je na obr. 3.14c. Mezi bází a emitorem je zapojen odpor  $R$ , proud  $I_{CB0}$  nevstupuje do báze celý, část proudu  $U_{BE}/R$  je odvedena. Zbytkový proud v tomto režimu se označuje  $I_{CER}$  a jeho velikost je v intervalu  $I_{CB0}$  (malé hodnoty  $R$ ) až  $I_{CE0}$  (velké hodnoty  $R$ ).

Popsané skutečnosti jsou kvalitativně znázorněny na obr. 3.15. Kolektorový proud nesmí překročit maximální hodnotu kolektorového proudu  $I_{C\text{MAX}}$  (u diod  $I_{D\text{MAX}}$ ) – dáno konkrétní konstrukcí tranzistoru (diody).

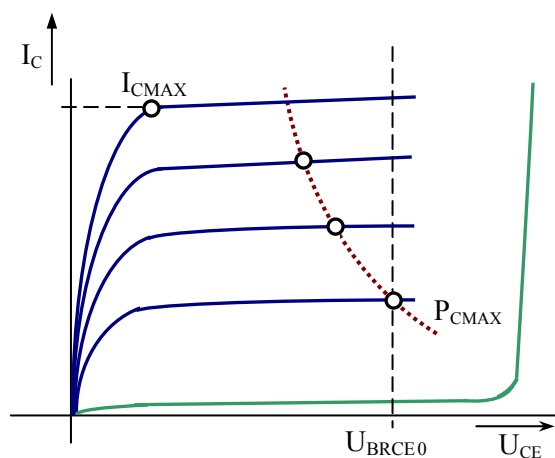


Obr. 3.15: Kvalitativní znázornění poměrů popisovaných u obr. 3.14.

Výkonová ztráta tranzistoru je dána součinem napětí  $U_{CE}$  a proudu  $I_C$  – kolektorová ztráta (výkon rozptýlený v přechodu B-E je malý)

$$P_C = U_{CE} \cdot I_C \quad (3.18)$$

a mění se v teplo. Pouzdro tranzistoru je schopno vyzářit pouze určitý výkon  $P_{C\text{MAX}}$  (do okolí). Pokud je hodnota  $P_{C\text{MAX}}$  překročena, polovodičivá struktura se přehřeje, může dojít k destrukci (poškození) polovodiče. Hraničnímu stavu  $P_{C\text{MAX}} = U_{CE} \cdot I_C$  odpovídá ve výstupních charakteristikách parabola mezního výkonu – obr. 3.16 – tečkovaná čára.



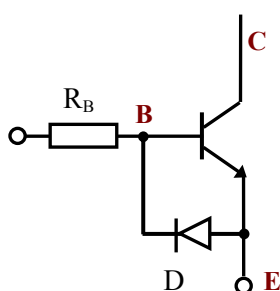
Obr. 3.16: Vyznačení mezních parametrů  $I_{C\text{MAX}}$ ,  $P_{C\text{MAX}}$  a  $U_{BRCE0}$

Když vyneseme přerušovanými čarami omezení  $I_{C\text{MAX}}$  a  $U_{BRCE0}$ , dostaneme ve výstupních charakteristikách povolenou pracovní oblast.

Dioda B-E je u moderních tranzistorů silně dotována a proto je její průrazné napětí  $U_{BRCE0}$  menší než cca 7 V (typicky 5 V). Také nesmí být překročen mezní bázový proud  $I_{B\text{MAX}}$ .

Na obr. 3.17 jsou znázorněna opatření proti překročení mezních parametrů přechodu B-E (vstupní charakteristiky).

Vhodně vybraný odpor  $R_B$  (podle napěťových poměrů v reálném obvodu) omezí proud báze pod hodnotu  $I_{B\text{MAX}}$  (pro  $U_{BE} > 0$ ). Vnější dioda D omezí napětí na přechodu B-E v závěrném směru na hodnotu asi 0,7 V, v normálním režimu tranzistoru je D zavřena.



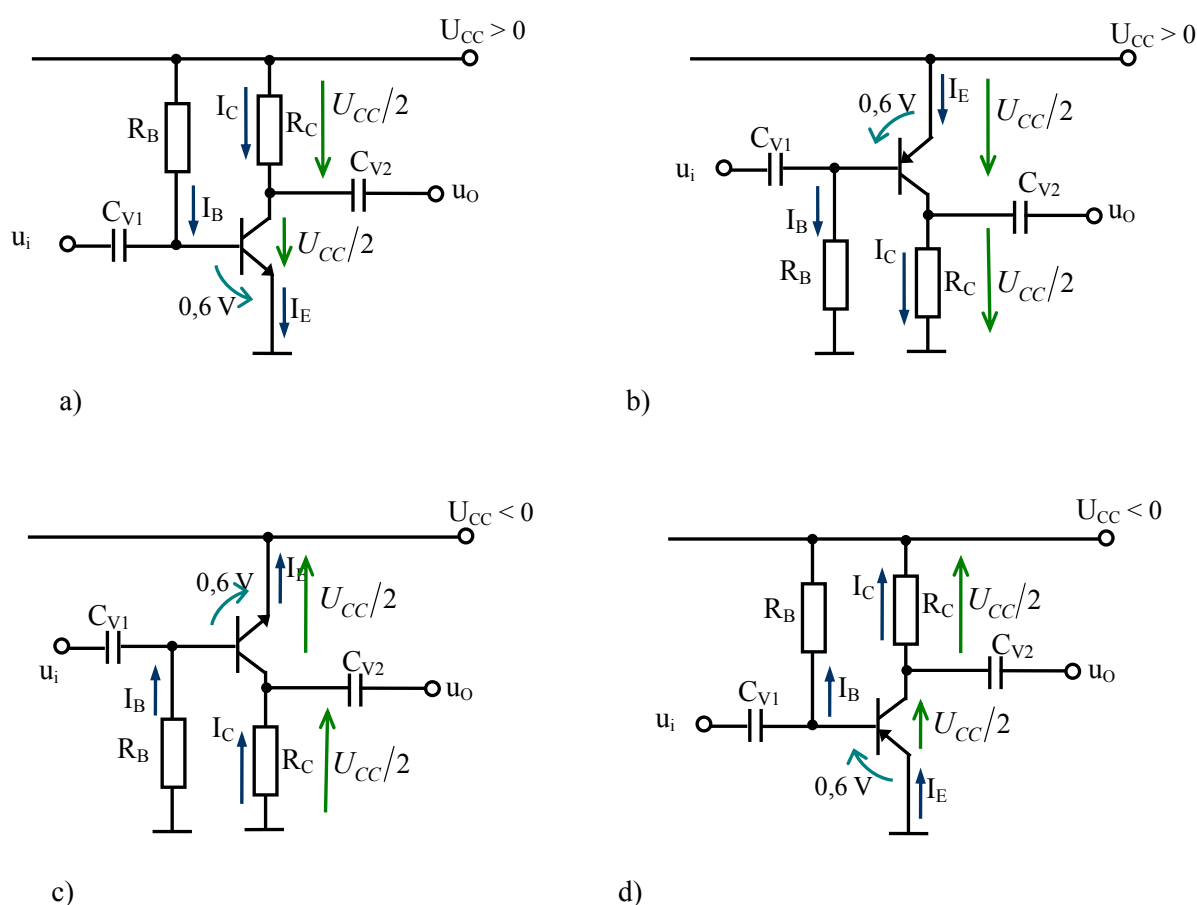
Obr. 3.17: Ochrana přechodu B-E před přetížením

### 3.3 Nastavení pracovního bodu tranzistoru (princip)

Nastavujeme-li tranzistor do aktivního režimu, platí základní pravidlo pro oba tranzistory NPN i PNP:

- přechod báze – emitor musí být otevřený
- přechod báze – kolektor musí být uzavřený

Nejjednodušší možná nastavení pracovního bodu jsou znázorněna na obr. 3.18. Kondenzátory oddělují stejnosměrné poměry v jednotlivých zesilovacích stupních. Ve všech případech se jedná o zapojení se společným emitorem. Napětové napájecí zdroje totiž představují pro signál zkrat.



Obr. 3.18: Nastavení pracovního bodu jedním bázovým odporem  $R_B$  (proti napájení  $U_{CC}$ )

- tranzistor NPN  $U_{CC} > 0$
- tranzistor PNP  $U_{CC} > 0$
- tranzistor NPN  $U_{CC} < 0$
- tranzistor PNP  $U_{CC} < 0$

(definice pracovního bodu proudem báze),  $R_B$  relativně velké

Při zvolené šipkové orientaci ss proudu na obr. 3.18 vždy musí platit, že

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} \cong \frac{I_E}{\beta}$$

Běžně se volí úbytek napětí na kolektorovém odporu  $R_C$  a mezi kolektorem C a emitorem E stejný, tj. roven polovině napájecího napětí  $= U_{CC}/2$ . Tak je zajištěn vhodný pracovní bod, při zvětšování výstupního napětí dochází přibližně k symetrickému omezení (limitaci) signálu.

Při této volbě je proud kolektorem

$$I_C = \frac{U_{CC}/2}{R_C}$$

a proto

$$I_B = \frac{|U_{CC}|}{2\beta \cdot R_C}$$

Ve všech případech platí, že úbytek napětí na bázevém odporu  $R_B$  je roven napájecímu napětí  $U_{CC}$  zmenšenému o napětí  $U_{BE}$  tranzistorů, tedy

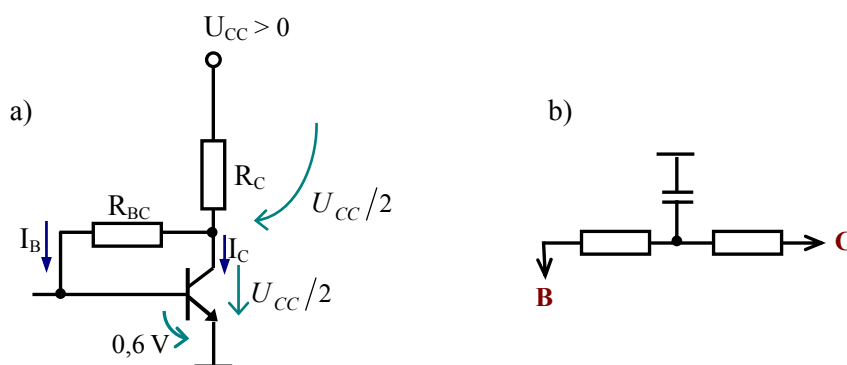
$$U_B = |U_{CC}| - 0,6 = R_B \cdot I_B = R_B \cdot \left( \frac{|U_{CC}|}{2\beta \cdot R_C} \right)$$

Nyní určíme potřebnou hodnotu bázevého odporu  $R_B$

$$R_B = 2\beta \cdot R_C \frac{|U_{CC}| - 0,6}{|U_{CC}|} \cong 2\beta \cdot R_C$$

Nevýhodné je, že rozptyl  $\beta$  při výrobě tranzistorů je značný. Nastavení pracovního bodu podle obr. 3.18 proto není vhodné pro sériovou výrobu. Pracovní bod pro každý zapojený tranzistor by se musel individuálně nastavovat (i při výměně tranzistoru).

Malou obměnou získáme nastavení pracovního bodu podle obr. 3.19 (nyní uvedeme již jen pro tranzistor NPN), odpor  $R_{BC}$  připojíme mezi bázi a kolektor tranzistoru.



Obr. 3.19: a) Nastavení pracovního bodu jedním odporem  $R_{BC}$  mezi kolektorem a bázi tranzistoru

b) rozpojení zpětné vazby pro střídavý signál

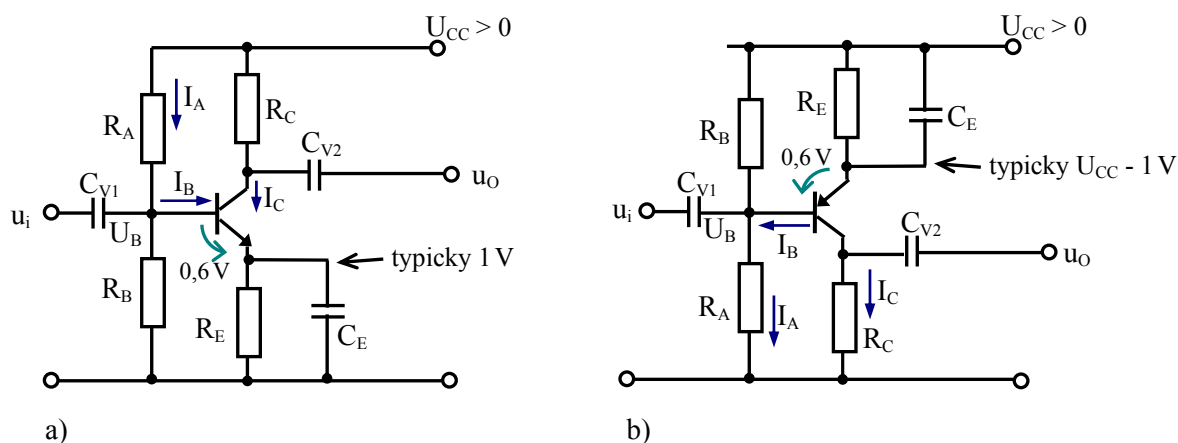
Požadujeme-li  $U_{CE} = U_{CC}/2$  je opět  $I_C = (U_{CC}/2)/R_C$  a  $I_B = I_C/\beta = U_{CC}/(2\beta R_C)$ . Nyní je úbytek napětí na  $R_{BC}$  roven hodnotě  $(U_{CC}/2) - 0,6\text{ V}$  a proto musí pro dané požadavky platit

$$I_B = \frac{U_{CC}}{2\beta \cdot R_C} = \frac{(U_{CC}/2) - 0,6}{R_{BC}}$$

tedy

$$R_{BC} = 2\beta \cdot R_C \frac{(U_{CC}/2) - 0,6}{U_{CC}} \cong \beta \cdot R_C$$

Odpor  $R_{BC}$  má stabilizační účinek na stejnosměrný pracovní bod. Přestavme si, že napětí  $U_{CE} = U_{CC}/2$  poklesne. To vyvolá pokles proudu odporem  $R_{BC}$ , tedy i pokles proudu  $I_C$ . Tím se však zmenší úbytek napětí na  $R_C$  a tím opět vzroste  $U_{CE}$ . Vazba z kolektoru do báze přes  $R_{BC}$  působí proti změně – to je záporná zpětná vazba.



Obr. 3.20: Definice pracovního bodu napěťovým děličem ( $R_A$ ,  $R_B$ ) a emitorovým odporem  $R_E$  (pro signály přemostěn kapacitou)

Nastavení pracovního bodu, jež odolá rozptylům proudového zesilovacího činitele  $\beta$  tranzistoru je na obr. 3.20. Budeme předpokládat, že stejnosměrné napětí mezi bází a emitorem tranzistoru NPN je  $U_{BE} \approx 0,6\text{ V}$  (u PNP  $U_{EB} \approx 0,6\text{ V}$ ). Úbytek na emitorovém odporu  $R_E$  se volí typicky asi 1 V. Potom napětí na bázi tranzistoru NPN je:

$$U_B = U_{RE} + 0,6 \approx 1,6\text{ V}$$

(u PNP  $U_B = U_{CC} - U_{RE} - 0,6 \approx U_{CC} - 1,6\text{ V}$ ).

Dělič  $R_A$ ,  $R_B$  musí zajistit napětí  $U_{CC} \cdot R_B / (R_A + R_B) = 1,6\text{ V}$  u NPN (i u PNP) tranzistoru na  $R_B$ .

Dělicí poměr děliče  $R_A$ ,  $R_B$  (v obou případech) nesmí být ovlivňován proudem báze tranzistorů, který je  $I_B = I_C/\beta$

**Příklad 3.1**

Stanovte hodnoty odporů  $R_A$ ,  $R_B$  v obr. 3.20a) je-li například zadáno:  $R_C = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $U_{CC} = 12 \text{ V}$ . Úbytek na  $R_C$  požadujeme  $6 \text{ V}$  (přibližně symetrická limitace signálu v kolektoru). Je-li  $\beta = 100$ , je

☑ **Řešení:**

$$I_C = \frac{U_{CC}/2}{R_C} = \frac{6 \text{ V}}{10^4 \Omega} = 0,6 \text{ mA}$$

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{0,6 \text{ mA}}{100} = 6 \mu\text{A}$$

Pro požadované  $U_{RE} = 1 \text{ V}$  obdržíme

$$R_E = \frac{U_{RE}}{I_C} = \frac{1 \text{ V}}{0,6 \text{ mA}} = 1,67 \text{ k}\Omega$$

Zvolíme  $R_E = 1,5 \text{ k}\Omega$  (odporová řada) pak

$$U_{RE} = R_E \cdot I_C = 1500 \cdot 0,6 \cdot 10^{-3} = 0,9 \text{ V}$$

Potom

$$U_B = U_{RE} + U_{BE} = 0,9 \text{ V} + 0,6 \text{ V} = 1,5 \text{ V}$$

Volíme-li proud odporem  $R_A$  desetkrát větší než proud  $I_B$  ( $I_B = 6 \mu\text{A}$ ) obdržíme  $I_A = 60 \mu\text{A}$ . Za této situace lze považovat dělič „za tvrdý“ (málo zatížený proudem báze) a platí (požadujeme)

$$\frac{U_{CC}}{R_A + R_B} \approx 60 \mu\text{A}$$

tedy

$$R_A + R_B = \frac{U_{CC}}{I_A} = \frac{12 \text{ V}}{60 \mu\text{A}} = 200 \text{ k}\Omega$$

dále musí platit

$$\frac{U_{CC} \cdot R_B}{R_A + R_B} \cong 1,5 \text{ V}$$

tedy

$$R_B = \frac{U_B}{U_{CC}} \cdot (R_A + R_B) = \frac{1,5 \text{ V}}{12 \text{ V}} \cdot 200 \text{ k}\Omega = 25 \text{ k}\Omega.$$

Nyní můžeme určit, že

$$R_A = (R_A + R_B) - R_B = 200 \text{ k}\Omega - 25 \text{ k}\Omega = 175 \text{ k}\Omega$$

V praxi dáme nejspíše  $R_B = 22 \text{ k}\Omega$  a  $R_A$  složíme z hodnoty odporu  $150 \text{ k}\Omega$  a nastavitelného odporu (trimru)  $47 \text{ k}\Omega$ . Pracovní bod nastavíme trimrem.



Při zvoleném postupu nevedou i značné změny proudového zesilovacího činitele k výrazné změně pracovního bodu tranzistoru. Toto je velmi výhodné při sériové výrobě (nebo při eventuální opravě).

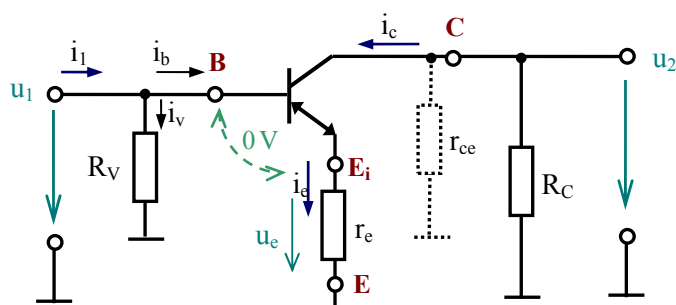
### 3.4 Základní zapojení s jedním bipolárním tranzistorem

#### 3.4.1 Zapojení se společným emitorem – SE

Všechna zapojení na obr. 3.18 až 3.20 jsou zapojení se společným emitorem. Ideální zdroj napětí má nulový vnitřní odpor (toto musí být i v praxi zajištěno – například i zapojením vhodných (tzv. blokovacích) kondenzátorů mezi napájecí a zemnicí svorku) a proto jsou ve všech zapojeních (na uvedených obrázcích) emitory tranzistorů připojeny k referenčnímu uzlu (zemi – signálové). Kondenzátory  $C_{V1}$  a  $C_{V2}$  oddělují pracovní body jednotlivých zesilovacích stupňů. Musí být voleny tak, aby jejich reaktance  $X = 1/(\omega \cdot C_{V1,2})$  byla zanedbatelná pro všechny pracovní frekvence ( $\omega = 2\pi f$ ). Kritické jsou proto minimální hodnoty  $\omega_{min} = 2\pi f_{min}$ , kdy dosahují reaktance maximální hodnoty.

Kondenzátor  $C_E$  „zkratuje“ odpor  $R_E$  pro střídavé signály. Musí platit  $1/(\omega_{min} \cdot C_{V1,2}) \ll R_E$  tedy  $C_E \gg 1/(R_E \cdot \omega_{min})$ .

Pro střídavé signály tak můžeme všechny kondenzátory a všechny zdroje napětí nahradit zkratem. Obdržíme stejné signálové schéma. Tranzistor modelován signálovým modelem z obr. 3.13 (nezáleží již, zda je to PNP či NPN, pracovní bod byl již „zajištěn“ a malé změny – signálové – mají už stejný model). Výsledný signálový model je na obr. 3.21.



Obr. 3.21: Signálové schéma zapojení SE bipolárního tranzistoru (NPN i PNP – obr. 3.16, obr. 3.19, obr. 3.20)

Odpor  $R_V$  reprezentuje dělič na vstupu tranzistoru určující pracovní bod. Ze zapojení vyplývá, že pro obvody na obr. 3.18 je  $R_V = R_B$ . Pro obvody na obr. 3.20 je  $R_V$  rovno výsledné hodnotě paralelního zapojení odporů  $R_A$  a  $R_B$

$$R_V = \frac{R_A \cdot R_B}{R_A + R_B}$$

Horní svorka  $R_A$  (NPN) nebo  $R_B$  (PNP) je uzemněna – vůči vstupnímu napětí  $u_1$  se jeví  $R_A$  a  $R_B$  jako paralelně řazané odpory.

V daném modelu je napětí na  $r_e - u_e$  rovno napětí  $u_1$  a pak je odpovídající proud

$$i_e = \frac{u_e}{r_e} = \frac{u_1}{r_e}.$$

Dále musí platit

$$i_e = i_c + i_b = (\beta + 1) \cdot i_b$$

šipka  $i_e$  tak určuje i šipku  $i_b$ ;  $i_b$  musí protékat signálovým emitorem tak, aby se přičetl k  $i_c$ ,  $i_e$  a  $i_c$  mají vždy stejný směr.

Dále určíme

$$i_b = \frac{i_e}{(\beta + 1)} = \frac{u_1/r_e}{(\beta + 1)} = \frac{u_1}{(\beta + 1) \cdot r_e}$$

a vstupní odpor báze tranzistoru

$$R_{ib} = \frac{u_1}{i_b} = \frac{u_1}{\frac{u_1}{(\beta + 1) \cdot r_e}} = (\beta + 1) \cdot r_e \quad (3.19)$$

Celkový vstupní odpor  $R_{VST}$  (někdy značen  $R_{in}$ ) je určen paralelním řazením  $R_V$  a  $R_{ib}$ . Z 1.KZ určíme, že

$$i_1 = i_v + i_b = \frac{u_1}{R_V} + \frac{u_1}{(\beta + 1) \cdot r_e}$$

odtud

$$R_{VST} = \frac{u_1}{i_1} = \frac{1}{1/R_V + 1/[(\beta + 1) \cdot r_e]} = \frac{R_V \cdot (\beta + 1) \cdot r_e}{R_V + (\beta + 1) \cdot r_e} \quad (3.20)$$

Proud kolektorem  $i_c$  je orientován stejně jako proud  $i_e$  a platí

$$i_c = \alpha \cdot i_e = \left| \alpha = \frac{\beta}{\beta + 1} \right| = \frac{\beta}{\beta + 1} \cdot \frac{u_1}{r_e}$$

Nyní již můžeme určit napětí  $u_2$ . Pokud budeme uvažovat i signálový odpor  $r_{ce}$ , platí (šipky  $u_2$  a  $i_c$  jdou proti sobě, proto záporné znaménko)

$$u_2 = -i_c \cdot \frac{r_{ce} \cdot R_C}{r_{ce} + R_C} = -\frac{r_{ce} \cdot R_C}{r_{ce} + R_C} \cdot \frac{\beta}{\beta + 1} \cdot u_1.$$

Napět'ové zesílení zesilovače v zapojení SE je potom

$$A_{USE} = \frac{u_2}{u_1} = -\frac{\beta}{\beta + 1} \cdot \frac{r_{ce} \cdot R_C}{r_{ce} + R_C} \quad (3.21)$$

Znaménko mínus znamená, že se jedná o invertující zesilovač. Pro většinu moderních tranzistorů platí, že  $\beta \gg 1$  a  $r_{ce} \gg R_C$ . Potom

$$\frac{\beta}{\beta + 1} \rightarrow 1 \quad \text{a} \quad \frac{r_{ce} \cdot R_C}{r_{ce} + R_C} = R_C \cdot \frac{1}{1 + R_C/r_{ce}} \approx R_C$$

Vztah (3.21) potom má tvar:

$$A_{USE} \approx -\frac{R_C}{r_e} \quad (3.22)$$

#### Poznámka:

Uvědomme si, že pro větší signály je  $r_e = f(u_1) \rightarrow$  zesílení je nelineární.



### **Příklad 3.2**

*Předpokládejme zapojení uvedené na obr. 3.19, s hodnotami:*

$U_{CE} \cong U_{CC}/2 = 6 \text{ V}$ ,  $R_C = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $\beta = 100$ ,  $R_E = 1,5 \text{ k}\Omega$ ,  $I_C = 0,6 \text{ mA}$ ,  $R_A = 175 \text{ k}\Omega$ ,  $R_B = 25 \text{ k}\Omega$ , a Earlyho napětí  $U_A = 100 \text{ V}$ , (nebo odečteme z charakteristik  $I_C = f(U_{CE})$  – obr. 3.6b –  $\Delta U_{CE}/\Delta I_C$  v okolí pracovního bodu). Určete hodnotu napět'ového, proudového a výkonového zesílení.

#### **Řešení:**

Ze vztahu (3.12) určíme, že

$$r_e = \frac{1}{g_e} = \frac{U_T}{I_{EP}} = \frac{26 \text{ mV}}{0,6 \text{ mA}} = 43 \Omega$$

Ze vztahu (3.11) určíme

$$r_{CE} \approx \frac{U_A + U_{CEP}}{I_{CP}} = \frac{100 + 6}{0,6 \cdot 10^{-3}} = 177 \text{ k}\Omega$$

Ze vztahu (3.19) určíme vstupní odpor báze tranzistoru

$$R_{ib} = (\beta + 1) \cdot r_e = 43 \cdot (100 + 1) = 4343 \Omega$$

Ze vztahu (3.20) určíme celkový vstupní odpor

$$R_{VST} = \frac{R_V \cdot R_{ib}}{R_V + R_{ib}} = \left| R_V = \frac{R_A \cdot R_B}{R_A + R_B} = 21,9 \text{ k}\Omega \right| = \frac{21,9 \cdot 10^3 \cdot 4343}{21,9 \cdot 10^3 + 4343} = 3624 = 3,6 \text{ k}\Omega$$

Ze vztahu (3.21) určíme napěťové zesílení

$$A_{USE} = -\frac{\beta}{\beta+1} \cdot \frac{\frac{r_{ce} \cdot R_C}{r_{ce} + R_C}}{r_e} = -\frac{100}{100+1} \cdot \frac{\frac{177 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^3}{177 \cdot 10^3 + 10 \cdot 10^3}}{43} = -218$$

Ze vztahu (3.22) určíme

$$A_{USE} \approx -\frac{R_C}{r_e} = -\frac{10 \cdot 10^3}{43} = -232$$

Rozdíl mezi (3.21) a (3.22) je většinou zanedbatelný.

Můžeme také definovat proudové zesílení struktury  $A_{ISE}$  jako poměr<sup>4)</sup>  $A_{ISE} = i_c / i_1$ . Potom

$$A_{ISE} \approx \frac{(u_1/r_e) \cdot \frac{\beta}{\beta+1}}{u_1/R_{VST}} = \frac{\beta}{\beta+1} \cdot \frac{R_{VST}}{r_e} = \left| \begin{array}{l} R_{VST} = \frac{R_V \cdot R_{ib}}{R_V + R_{ib}} \\ R_{ib} = (\beta+1) \cdot r_e \end{array} \right| = \frac{\beta}{\beta+1} \cdot \frac{R_V \cdot (\beta+1) \cdot r_e}{R_V + (\beta+1) \cdot r_e} \Rightarrow$$

$$A_{ISE} = \beta \cdot \frac{R_V}{R_V + (\beta+1) \cdot r_e}$$

Můžeme definovat i výkonové zesílení struktury  $A_{PSE}$  z poměru okamžitých hodnot výkonu. Vstupní výkon je  $p_1 = u_1^2 / R_{VST}$ , na výstupu je  $p_2 = u_2^2 / R_C$ . Potom

$$A_{PSE} = \frac{p_2}{p_1} = \frac{u_2^2 / R_C}{u_1^2 / R_{VST}} = \frac{(u_2 / R_C) \cdot u_2}{(u_1 / R_{VST}) \cdot u_1} = -\frac{i_C}{i_1} \cdot \frac{u_2}{u_1} =$$

$$= -A_{ISE} \cdot A_{USE} = \left| \begin{array}{l} \text{podosazení} \\ \text{a pro } \beta \gg 1 \end{array} \right| \Rightarrow$$

$$A_{PSE} = A_{USE}^2 \cdot \frac{R_{VST}}{R_C} \quad (3.23)$$

Celkový výsledek je kladný, jinak tomu ani u výkonů nemůže být. Porovnejte si to se zvolenou orientací šipek na obr. 3.21.

Je zřejmé, že výkonové zapojení tranzistoru v zapojení SE je velké. Pro hodnoty uvedené v příkladu 3.2 dostaneme

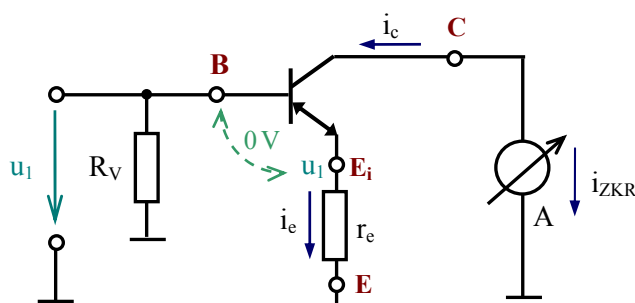
<sup>4)</sup> Předpokládejme, že veškerý proud  $i_c$  pracuje v kolektorovém odporu  $R_C$ . To ovšem není v praxi vždy běžný případ. Užitečný signál se odebírá do zátěže  $R_Z$  (přes vazební kapacitor  $C_{V2}$ ) a proudy  $i_Z$  jsou obvykle 5 krát až 10 krát menší než  $i_c$  (v tzv. A třídě režimu zesilovače).

$$A_{PSE} = A_{USE}^2 \cdot \frac{R_{VST}}{R_C} = 230^2 \cdot \frac{3,6 \cdot 10^3}{10^4} \cong 19 \cdot 10^3$$

Velmi důležité je znát i výstupní odpor struktury. Ten můžeme pro lineární obvod určit z napětí naprázdno  $u_{20}$  a zkratového proudu  $i_{ZKR}$  (Théveninův teorém). Napětí naprázdno (bez zatížení zesilovače) je dáno přímo vztahem (3.21), tedy

$$u_{20} = -\frac{\beta}{\beta+1} \cdot \frac{r_{ce} \cdot R_C}{r_{ce} + R_C} \cdot u_1$$

Zkratový proud určíme pro stejné vstupní napětí  $u_1$  ze situace na obr. 3.22.



Obr. 3.22: Signálové schéma zapojení SE bipolárního tranzistoru pro určení zkratového proudu  $i_{ZKR}$  (ideální ampérmetr A má nulový vnitřní odpor →  $R_C \parallel r_{ce}$  nemusíme uvažovat)

Opět platí  $i_e = u_1/r_e$ ,  $i_C = \alpha \cdot i_e = \frac{\beta}{\beta+1} \cdot (u_1/r_e)$ .

Platí tedy

$$i_{ZKR} = -i_C = -\frac{\beta}{\beta+1} \cdot (u_1/r_e)$$

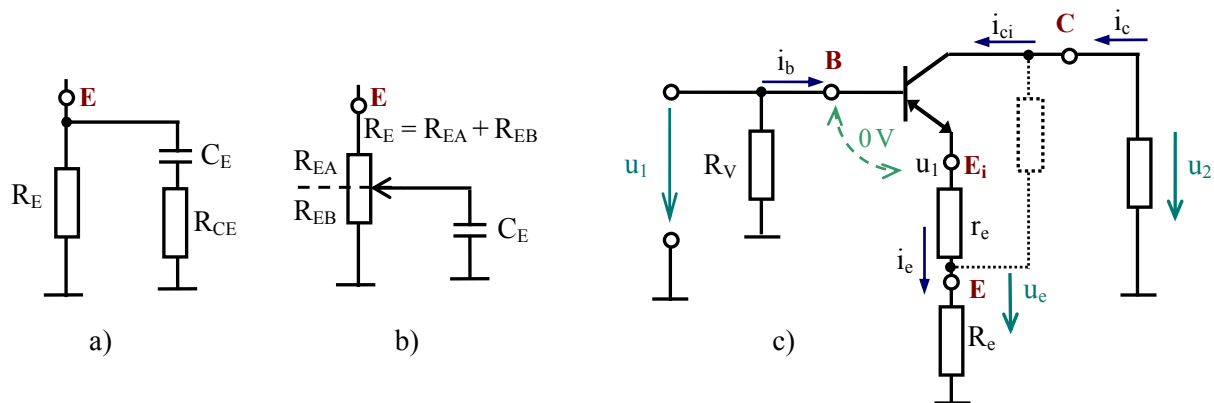
Výstupní odpor  $R_{VYST}$  ( $R_{OUT} = R_O$ ) lineární struktury určíme jako podíl napětí naprázdno  $u_{20}$  a zkratového proudu  $i_{ZKR}$ , tedy

$$R_{VYST} = \frac{u_{20}}{i_{ZKR}} = \frac{r_{ce} \cdot R_C}{r_{ce} + R_C} \Bigg|_{r_{ce} \gg R_C} \Bigg| \cong R_C \quad (3.24)$$

Výstupní odpor  $R_{VYST}$  zapojení SE je prakticky určen přímo kolektorovým odporem  $R_C$ .

### 3.4.2 Zapojení s externím emitorovým odporem

Tato zapojení získáme velmi snadno úpravou zapojení na obr. 3.20 [ale i do obr. 3.18 a 3.19 lze externí odpor  $R_E$  doplnit, ve vztazích při určení  $R_B$  ( $R_{BC}$ ) dosazujeme místo hodnoty  $0,6\text{ V}$  hodnotu  $(0,6 + U_{RE})$ , kde  $U_{RE}$  je stejnosměrný úbytek na externím odporu  $R_E$ ; toto řešení zároveň zvětší stabilitu pracovního bodu – vůči změnám  $\beta$ ]. V obr. 3.20 stačí jednoduše vypustit kondenzátor  $C_E$  – stejnosměrný pracovní bod se nezmění. Chceme-li zajistit nastavitelnou hodnotu externího emitorového odporu vůči signálu, můžeme použít modifikované zapojení podle obr. 3.23a, b.



Obr. 3.23: a), b) Různé realizace externího proměnného emitorového odporu  $R_E$   
c) Signálové schéma zapojení externího odporu  $R_C \rightarrow$  už modeluje situaci pro střídavý signál

Není-li kondenzátor  $C_E$  vůbec zapojen, je externí signálový odpor v emitoru (E) tranzistoru  $R_e = R_E$ .

V zapojení na obr. 3.23a) platí, že 
$$R_e = \frac{R_E \cdot R_{CE}}{R_E + R_{CE}},$$

v zapojení na obr. 3.23b) je  $R_e = R_{EA} \quad (R_{EA} + R_{EB} = R_E).$

Signálové schéma zapojení je na obr. 3.23c). Odpor  $R_V$  pouze popisuje napájecí obvod báze, je určen hodnotou paralelního zapojení odporů  $R_A$  a  $R_B$  pro strukturu z obr. 3.20 (nebo  $R_B$  na obr. 3.18, s přihlédnutím k poznámce uvedené pro zapojení  $R_E$  do této struktury).

Nezkoumáme-li vliv  $r_{CE}$  ( $r_{CE} \gg R_C$ ), potom je situace velmi jednoduchá. Dospějeme k závěru, že platí vše, co bylo řečeno k obr. 3.22 s tím, že místo  $r_e$  dosadíme hodnotu  $r_e + R_e$ , tedy ve všech vztazích dosazujeme (nahradíme, substituce)  $r_e \rightarrow r_e + R_e$ , platí totiž, že  $i_e = u_1 / (r_e + R_e)$ .

Proto:

vstupní odpor do báze  $T_i$  je

$$R_{VSTBR} = (r_e + R_e) \cdot (\beta + 1) \quad (3.25)$$

celkový vstupní odpor je

$$R_{VSTR} = \frac{R_V \cdot R_{VSTBR}}{R_V + R_{VSTBR}} \quad (3.26)$$

napěťové zesílení s externím odporem je ( $R_e \gg r_e$  linearizuje zesílení je konstantní)

$$A_{USER} \approx -R_C / (r_e + R_e) \quad (3.27)$$

výstupní odpor je

$$R_{VYSTR} \approx R_C \quad (3.28)$$

výkonové zesílení je

$$A_{PSEK} = A_{USER}^2 \cdot \frac{R_{VSTR}}{R_C} \quad (3.29)$$

Poznámka:

Chceme-li posoudit i vliv  $r_{ce}$ , je situace složitější. Zkoumejme běžný stav, kdy platí  $r_e \ll R_e$  a  $r_{ce} \gg R_e$ . Potom platí, že napětí na  $R_e$  ( $u_e$ ) je přibližně rovno napětí vstupnímu – tedy

$$u_e \approx u_1, \quad i_e \approx u_1 / R_e,$$

$$i_{ci} \approx \alpha \cdot i_e = \frac{\beta}{\beta+1} \cdot i_e = \frac{\beta}{\beta+1} \cdot \frac{u_1}{R_e}$$

$$i_c = i_{ci} + \frac{u_2 - u_1}{r_{ce}} = \frac{\beta}{\beta+1} \cdot \frac{u_1}{R_e} + \frac{u_2 - u_1}{r_{ce}}$$

$$u_2 = -R_C \cdot i_c = -R_C \cdot \left( \frac{\beta}{\beta+1} \cdot \frac{u_1}{R_e} + \frac{u_2 - u_1}{r_{ce}} \right) \Rightarrow$$

$$u_2 \cdot \left( 1 + \frac{R_C}{r_{ce}} \right) = -R_C \cdot u_1 \cdot \left( \frac{\beta}{\beta+1} \cdot \frac{1}{R_e} - \frac{1}{r_{ce}} \right)$$

$$\frac{u_2}{u_1} = -R_C \cdot \frac{\frac{\beta}{\beta+1} \cdot \frac{1}{R_e} - \frac{1}{r_{ce}}}{1 + \frac{R_C}{r_{ce}}} = -R_C \cdot \frac{\beta}{\beta+1} \cdot \frac{1 - \frac{\beta+1}{\beta} \cdot \frac{R_e}{r_{ce}}}{1 + \frac{R_C}{r_{ce}}}$$

$$\frac{u_2}{u_1} = -\frac{R_C}{R_e} \cdot \frac{\beta}{\beta+1} \cdot \frac{r_{ce}}{R_C + r_{ce}} \cdot \left( 1 - \frac{\beta+1}{\beta} \cdot \frac{R_e}{r_{ce}} \right); \quad \beta \gg 1$$

$$\frac{u_2}{u_1} = -\frac{R_C \cdot r_{ce}}{R_C + r_{ce}} \cdot \left( 1 - \frac{R_e}{r_{ce}} \right)$$

**Příklad 3.3**

Uvažujeme stejné podmínky jako v předchozím příkladě, pouze je odpojen kondenzátor  $C_E$ .  
Potom platí:  $r_e = 43 \Omega$ ,  $R_C = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $\beta = 100$ ,  $R_e \rightarrow R_E = 1,5 \text{ k}\Omega$ ,  $R_V = R_A \parallel R_B = 21,9 \text{ k}\Omega$ .

**✓ Řešení:**

Ze vztahů určíme, že

$$R_{VSTBR} = (r_e + R_e) \cdot (\beta + 1) = (43 + 1500) \cdot (100 + 1) = 155,8 \text{ k}\Omega$$

$$R_{VSTR} = \frac{R_V \cdot R_{VSTBR}}{R_V + R_{VSTBR}} = \frac{21,9 \cdot 10^3 \cdot 155,8 \cdot 10^3}{21,9 \cdot 10^3 + 155,8 \cdot 10^3} = 19,2 \text{ k}\Omega$$

$$A_{USER} \approx -R_C / (r_e + R_e) = -10 \cdot 10^3 / (43 + 1500) = -6,48$$

$$A_{PSE} = A_{USER}^2 \cdot \frac{R_{VSTR}}{R_C} = 6,48^2 \cdot \frac{19,2 \cdot 10^3}{10^4} = 80,6$$

Výkonové zesílení je ovšem zase vztahováno k výkonu na  $R_C$ , nikoliv do zátěže. To bude menší.

**3.4.3 Zesílení v zapojení SE jako funkce napájecího napětí**

Jak můžeme zvětšit zesílení v zapojení SE? Uvažujeme, že stále musí platit  $U_{CE} \approx U_{CC}/2$  a napětí na  $R_C$  je rovněž  $U_{CC}/2$ . Potom

$$I_E \approx I_C = \frac{U_{CC}/2}{R_C} \quad \text{a} \quad r_e = U_T / I_E = 2 \cdot R_C \cdot U_T / U_{CC}$$

Zesílení (bez vnějšího emitorového odporu) potom je ( $\beta \gg 1$ )

$$A_{USE} \approx -\frac{\frac{r_{ce} \cdot R_C}{r_{ce} + R_C}}{r_e} = -\frac{r_{ce} \cdot R_C}{r_{ce} + R_C} \cdot \frac{U_{CC}}{2 \cdot R_C \cdot U_T} = -\frac{U_{CC}}{2 \cdot U_T} \cdot \frac{1}{1 + R_C/r_{ce}} \quad (3.30)$$

Dosadíme-li  $U_{CC} = 12 \text{ V}$ ,  $U_T = 26 \text{ mV}$ ,  $R_C = 10 \text{ k}\Omega$  a  $r_{ce} = 178 \text{ k}\Omega$  dostaneme

$$A_{USE} \approx -\frac{U_{CC}}{2 \cdot U_T} \cdot \frac{1}{1 + R_C/r_{ce}} = -\frac{12}{52 \cdot 10^{-3}} \cdot \frac{1}{1 + 10^4/178 \cdot 10^3} = -217,8$$

Což odpovídá dříve získané hodnotě.



Uvažujme na okamžik, že  $r_{ce} \rightarrow \infty$ . Potom maximální možné zesílení (za uvedených podmínek) je

$$A_{USEMAX} = -\frac{U_{CC}}{2 \cdot U_T}$$

a lze tak určit potřebnou hodnotu napájecího napětí jako

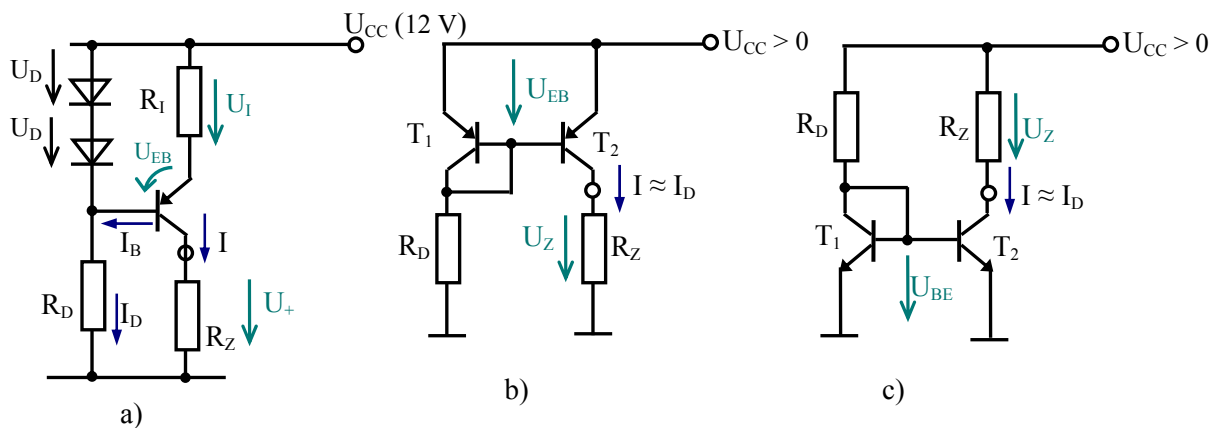
$$U_{CC} = |A_{USEMAX}| \cdot 2 \cdot U_T \quad (3.31)$$

Budeme-li požadovat například zesílení 10 000, dospějeme k hodnotě napájecího napětí

$$U_{CC} = |A_{USEMAX}| \cdot 2 \cdot U_T = 10^4 \cdot 2 \cdot 0,026 = 520 \text{ V}$$

Přitom  $U_{CE} = U_{CC}/2 = 260 \text{ V}$  a napětí na  $R_C$  je rovněž 260 V. Tím dosáhneme toho, že při zachování stejnosměrné hodnoty proudů  $I_C = I_E = 0,6 \text{ mA}$  (tedy  $R_C = U_{R_C}/I_C = 260/0,0006 = 433,3 \text{ k}\Omega$ ). Zachováme i  $r_e = 43 \Omega$  a hodnota napěťového zesílení  $A_{USE}$  tedy je:  $A_{USE} = -R_C/r_e = -10\,077$ . Při růstu napájecího napětí  $U_{CC}$  zachovááme  $I_C$ , tedy i  $r_e$  a roste  $R_C$ , roste tím i absolutní hodnota zesílení. Pomineme-li předpoklad  $r_{ce} \rightarrow \infty$ , jsou přece jenom nároky na 520 V mimo možnosti reálných tranzistorů.

Existuje ovšem zapojení, jehož odpor není funkcí připojeného napětí a je velký. Je to proudový zdroj – obr. 3.24.



Obr. 3.24: Několik variant zdrojů proudu

Na obr. 3.24a) je zdroj, který lze snadno sestavit z diskretních součástek. Z 2. KZ platí

$$2U_D = U_I + U_{EB}$$

Předpokládejme, že  $U_D \approx U_{EB}$ , potom na odporu  $R_I$  je napětí

$$U_I \approx U_D = 0,6 \text{ V} \quad \Rightarrow \quad I = U_I/R_I = 0,6/R_I$$

Do zátěže proto vtéká proud (pro  $\beta \gg 1$ )  $I = U_I/R_I$ . Odpor zátěže však nemůže být libovolný, musí platit, že

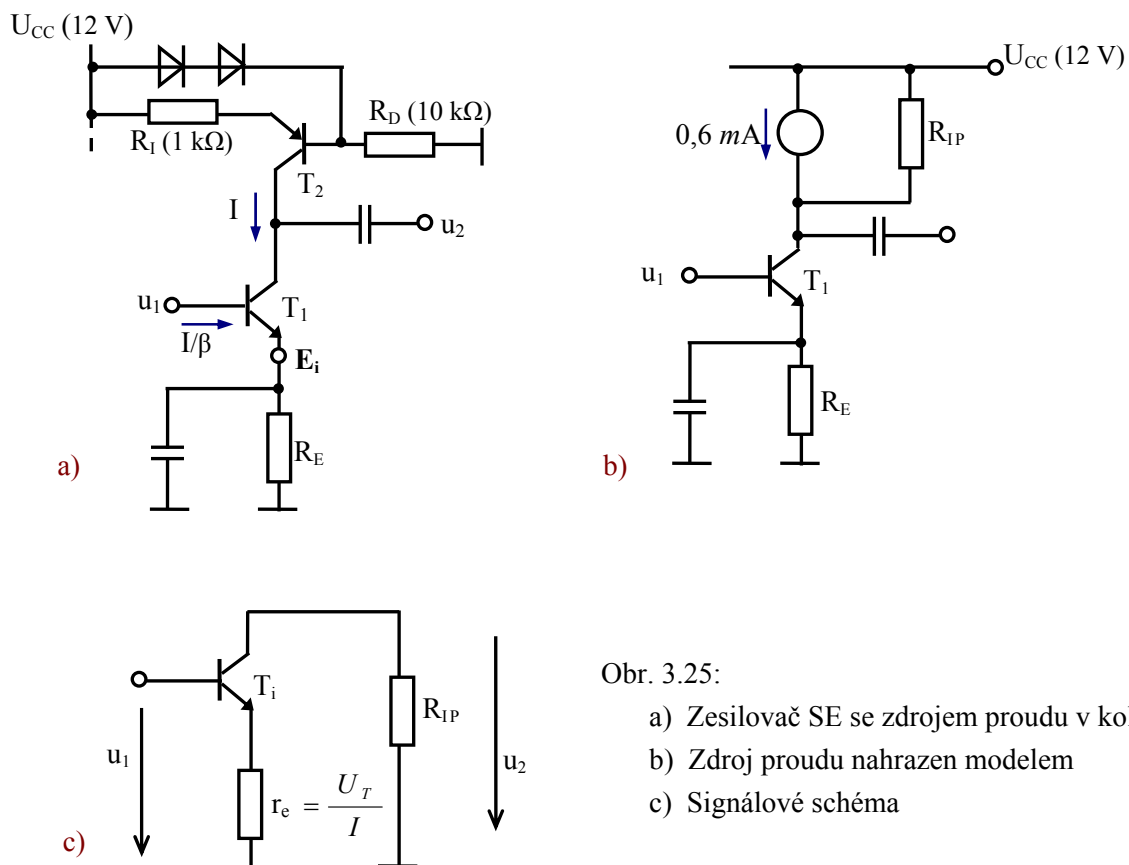
$$U_Z = I \cdot R_Z = U_I \cdot R_Z / R_I$$

je menší než  $U_{CC} - U_I = U_{CC} - 0,6 \text{ V}$ , aby se tranzistor nedostal do saturace.

Odporem  $R_D$  protéká proud  $I_D = (U_{CC} - 2 \cdot U_D) / R_D$  a ten musí být alespoň pětikrát větší než proud báze tranzistoru  $I_B$ , tedy

$$I_D = \frac{U_{CC} - 2 \cdot U_D}{R_D} \geq 5 \cdot \frac{I}{\beta} = \frac{5 \cdot 0,6}{\beta \cdot R_I}$$

Neideálnost zdroje (závislost na napětí) je popsána odporem  $R_{IP}$ , který je připojen paralelně k ideálnímu zdroji proudu. I v tomto jednoduchém zapojení dosahuje  $R_{IP}$  hodnot stovek  $k\Omega$  až jednotek  $M\Omega$  – obr. 3.25.



Obr. 3.25:

- Zesilovač SE se zdrojem proudu v kolektoru
- Zdroj proudu nahrazen modelem
- Signálové schéma

Na obr. 3.24b), c) se předpokládá, že oba tranzistory mají identické vlastnosti a velké proudové zesilovací činitele. Potom platí

$$I_D \approx (U_{CC} - 0,6) / R_D \quad \text{a} \quad I \cong I_D.$$

I zde musí platit, že  $U_Z = R_Z \cdot I \ll U_{CC}$ .

Zesilovače SE s proudovým zdrojem v kolektoru je na obr. 3.25 – bez napájecího obvodu v bázi.

Za daných podmínek platí

$$I = \frac{0,6}{R_I} = \frac{0,6}{10^3} = 0,6 \text{ mA}$$

Potom opět

$$r_e = 26 \text{ mV} / 0,6 \text{ mA} = 43,3 \Omega.$$

Odhadneme, že  $R_{IP} = 1 \text{ M}\Omega$ . Potom snadno určíme ze vztahu (3.23), že zesílení (obr. 3.25c) je

$$A_{USE} = -\frac{R_{IP}}{r_e} = -\frac{10^6}{43} = -23095$$

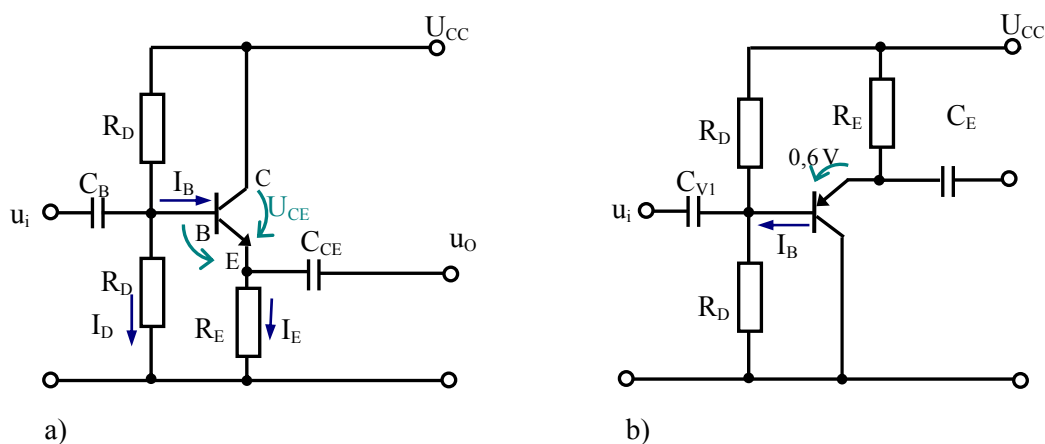
a to je opravdu velká hodnota. Odhadněme, že tranzistor  $T_1$  má nyní  $r_{ce} = 178 \text{ k}\Omega$ . Použijeme vztah (3.21), obdržíme:

$$A_{USE} = -\frac{\frac{r_{ce} \cdot R_{IP}}{r_{ce} + R_{IP}}}{r_e} = -\frac{\frac{178 \cdot 10^3 \cdot 10^6}{178 \cdot 10^3 + 10^6}}{43,3} = -3490$$

Toto je mnohem reálnější hodnota. Při velkých signálových hodnotách kolektorového odporu musíme respektovat i odpor  $r_{ce}$ . Výstupní odpor je určen vztahem (3.24)

$$R_O = \frac{r_{ce} \cdot R_{IP}}{r_{ce} + R_{IP}} = 151 \text{ k}\Omega$$

Následující stupeň, který představuje zátěž, musí mít vstupní odpor několikrát větší než  $R_O$ , nemá-li dojít ke zmenšení napěťového zesílení.



Obr. 3.26: Zapojení se společným kolektorem (SC, emitorový sledovač) s tranzistorem a) NPN, b) PNP

### 3.4.4 Zapojení se společným kolektorem – emitorový sledovač

Situace je znázorněna na obr. 3.26. Kolektor tranzistoru je ze signálového hlediska uzemněn. Stejného efektu můžeme dosáhnout i paralelním zapojením kondenzátoru vhodné velikosti k odporu  $R_C$  na obr. 3.20 a odpojením kondenzátoru  $C_E$ . Z hlediska rozkmitu výstupního signálu pak není pracovní bod příliš vhodný.

Zvolíme-li odpory v bázevém děliči ( $R_D$ ) shodné, je stejnosměrné napětí na odporu  $R_E$  určeno vztahem

$$U_{RE} \approx \frac{U_{CC}}{2} - 0,6 \quad \text{V a} \quad U_{CE} = \frac{U_{CC}}{2} + 0,6 \quad \text{V.}$$

Proud emitem je 
$$I_E = \frac{\frac{U_{CC}}{2} - 0,6}{R_E}$$

a proud bázi 
$$I_B \approx I_E / \beta.$$

Proud děličem volíme

$$I_D \gg 10 \cdot I_B = \frac{10 \cdot \left( \frac{U_{CC}}{2} - 0,6 \right)}{\beta \cdot R_E}.$$

Za této podmínky platí 
$$I_D \approx \frac{U_{CC}}{2 \cdot R_D}$$

a podmínka pro  $I_D$  je splněna, jestliže platí<sup>5)</sup> 
$$R_D \leq \frac{\beta \cdot R_E}{10 - 12/U_{CC}}$$



#### Příklad 3.4

Určete hodnotu  $R_D$  v zapojení na obr. 3.26. Je dáno:  $U_{CC} = 12 \text{ V}$ ,  $R_E = 1,5 \text{ k}\Omega$ ,  $\beta = 100$ .

**Řešení:**

$$I_E = \frac{\frac{U_{CC}}{2} - 0,6}{R_E} = \frac{(6 - 0,6)}{1,5 \cdot 10^3} = 3,6 \text{ mA}$$

$$I_B \approx I_E / \beta = 3,6 \cdot 10^{-3} / 100 = 36 \text{ }\mu\text{A}$$

<sup>5)</sup>  $\frac{U_{CC}}{2R_D} \geq \frac{10 \cdot \left( \frac{U_{CC}}{2} - 0,6 \right)}{\beta \cdot R_E} \Rightarrow \beta \cdot R_E \cdot U_{CC} \gg 20 \cdot R_D \cdot \left( \frac{U_{CC}}{2} - 0,6 \right) \Rightarrow R_D < \frac{\beta \cdot R_E \cdot U_{CC}}{U_{CC} (10 - 12/U_{CC})}$

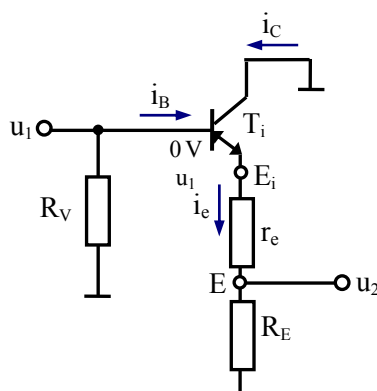
$$R_D = \frac{\beta \cdot R_E}{10 - 12/U_{CC}} = \frac{100 \cdot 1,5 \cdot 10^3}{10 - 12/12} = 16,67 \text{ k}\Omega$$

Nyní učíme, že v náhradním schématu tranzistoru bude  $r_e = \frac{U_T}{I_E} = \frac{26 \text{ mV}}{3,6 \text{ mA}} = 7,2 \Omega$ .

Signálové schéma zapojení z obr. 3.26 je na obr. 3.27. Zdroj napětí i zde představuje pro signál zkrat, reaktance  $1/(\omega C_B)$  a  $1/(\omega C_E)$  zanedbáváme. Odpor  $R_V (= R_D/2)$  reprezentuje vliv děliče  $R_D - R_D$  na signál.

Ze signálového schématu určíme, že proud

$$i_e = \frac{u_1}{r_e + R_E}$$



Obr. 3.27: Signálové schéma zapojení se společným kolektorem

$$i_c = \alpha \cdot i_e = \frac{\beta}{\beta + 1} \cdot \frac{u_1}{r_e + R_E}$$

$$i_b = \frac{i_c}{\beta} = \frac{u_1}{(\beta + 1) \cdot (r_e + R_E)}$$

Vstupní odpor do báze tranzistoru je

$$R_{ib} = \frac{u_1}{i_b} = (\beta + 1) \cdot (r_e + R_E) \quad (3.32)$$

Celkový vstupní odpor je pak paralelní zapojení odporu  $R_V$  a  $R_{ib}$ , tedy:

$$R_{in} = \frac{R_{ib} \cdot R_V}{R_{ib} + R_V} \quad (3.33)$$

Výstupní napětí

$$u_2 = \frac{u_1}{r_e + R_E} \cdot R_E$$

a napětový přenos (zesílení) je

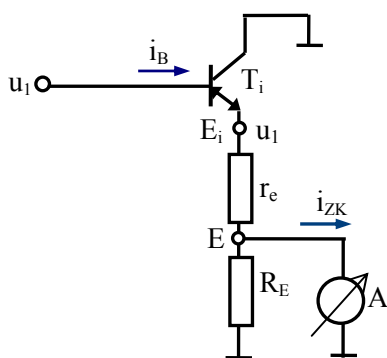
$$A_{USC} = \frac{u_2}{u_1} = \frac{R_E}{R_e + r_e} = \frac{1}{1 + r_e/R_E} \quad (3.34)$$

Emitorový sledovač neinvertuje – je to neinvertující zesilovač.

Výstupní odpor určíme opět pomocí Théveninovy věty. Výstupní napětí naprázdno ( $R_E$  je součástí struktury; tzn., že není zapojen další zatěžovací odpor  $R_Z$  proti zemi) je dán odvozeným vztahem (3.34)

$$u_{20} = A_{USC} \cdot u_1 = \frac{u_1}{1 + r_e/R_E}$$

Stav nakrátko (signálový) je znázorněn na obr. 3.28.



Obr. 3.28: Signálový zkrat výstupu sledovače – ideálním ampérmetrem (nulový vnitřní odpor)

Zkratový proud je  $i_{ZK} = u_1/r_e$

a vnitřní odpor

$$R_i = \frac{u_{20}}{i_{ZK}} = \frac{\frac{u_1}{1 + r_e/R_E}}{u_1/r_e} = \frac{r_e \cdot R_E}{r_e + R_E} \quad \Rightarrow \quad r_e \text{ paralelně } R_E \quad (3.35)$$

Výkonové zesílení určíme analogicky ke vztahu (3.23):

$$A_{PSC} = \frac{u_2^2/R_E}{u_1^2/R_{in}} = A_{USC}^2 \cdot \frac{R_{in}}{R_E}$$

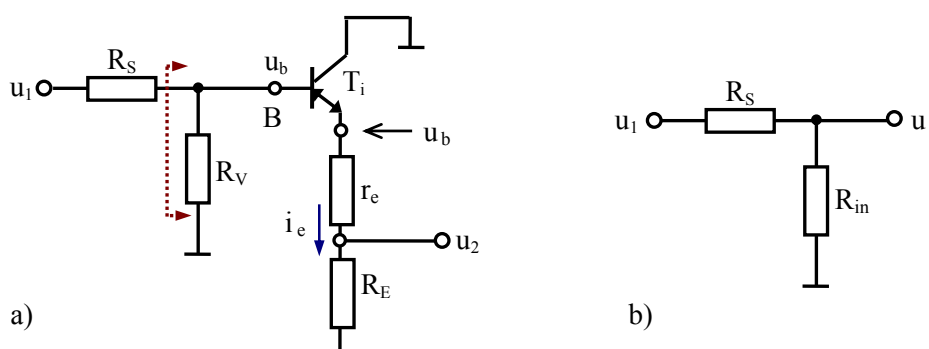
### 3.4.5 Vliv výstupního odporu zdroje signálu v zapojení SC

Uvažujme nyní, že zdroj signálu  $u_1$  není ideální, že má jistý výstupní odpor  $R_S$ . Signálové schéma je na obr. 3.29.

Vstupní odpor sledovače (včetně  $R_V$ ) je určen vztahem (3.33) a (3.32). Napětí  $u_b$  můžeme určit pomocí náhradního schématu na obr 3.29b.

$$u_b = u_1 \cdot \frac{R_{in}}{R_S + R_{in}} = u_1 \cdot \frac{1}{1 + R_S/R_{in}} \quad (3.36)$$

Po dosazení ze vztahů (3.33) a (3.35) a úpravách dostaneme



Obr. 3.29: a) Signálové schéma sledovače, zdroj signálu  $u_1$  má výstupní odpor  $R_S$   
b) náhradní schéma pro určení  $u_b$

$$u_b = \frac{u_1}{1 + R_S/R_V + R_S/[(\beta + 1) \cdot (r_e + R_E)]} \quad (3.37)$$

Není-li výstup zatížen (je naprázdno), určíme

$$u_{20} = u_b \cdot \frac{R_E}{r_e + R_E} = u_1 \cdot \frac{R_E}{r_e + R_E} \cdot \frac{1}{1 + R_S/R_V + R_S/[(\beta + 1) \cdot (r_e + R_E)]} \quad (3.38)$$

Máme-li určit zkratový proud, je  $R_E$  zkratovaný. Za této situace se  $u_b$  významně mění.

$$u_{bZKR} = u_b(R_E \rightarrow 0) = \frac{u_1}{1 + R_S/R_V + R_S/[(\beta + 1) \cdot r_e]}$$

a zkratový proud

$$i_{ZK} = u_{bZKR}/r_e \quad (3.39)$$

Ted' už můžeme určit výstupní odpor (je zde zahrnutý vliv  $R_S$ )

$$R_{out} = \frac{u_{20}}{i_{ZK}}$$

Pro  $R_V \ll (\beta + 1) \cdot (r_e + R_E)$ , což je docela běžný stav, obdržíme pro výstupní odpor vztah

$$R_{out} \cong \frac{r_e \cdot R_E}{r_e + R_E} \cdot \left( 1 + \frac{\frac{R_S \cdot R_V}{R_S + R_V}}{(\beta + 1) \cdot r_e} \right) \quad (3.40)$$

Nenulový odpor zdroje signálu ( $R_S$ ) zvětšuje výstupní odpor emitorového sledovače.

Pro ideální napěťové buzení je  $R_S = 0$  a vztah (3.40) přechází ve vztah (3.35).

Pro  $R_S \ll R_V$  je  $\frac{R_S \cdot R_V}{R_S + R_V} \cong R_S$  a výstupní odpor je

$$R_{out} \cong \frac{r_e \cdot R_E}{r_e + R_E} \cdot \left( 1 + \frac{R_S}{(\beta + 1) \cdot r_e} \right)$$

Pro proudové buzení ( $u_1 \rightarrow i_1$ ) platí  $R_S \rightarrow \infty$ ,  $\frac{R_S \cdot R_V}{R_S + R_V} \rightarrow R_V$  a pro výstupní odpor platí

$$R_{out} \cong \frac{r_e \cdot R_E}{r_e + R_E} \cdot \left( 1 + \frac{R_V}{(\beta + 1) \cdot r_e} \right)$$



### Příklad 3.5

Předpokládejme, že  $U_{CC} = 12\text{V}$ ,  $R_E = 1,5\text{ k}\Omega$ ,  $\beta = 100$ ,  $I_E = 3,6\text{ mA}$ ,  $R_D = 15\text{ k}\Omega$ ,  $r_e = 7,25\ \Omega$  (viz příklad 3.4).

### ✓ Řešení:

Potom zesílení ze vztahu (3.38) je (naprázdno  $R_V = R_D/2 = 7,5\text{ k}\Omega$ )

$$A_{USC} = \frac{u_{20}}{u_1} = \frac{1500}{1500 + 7,2} \cdot \frac{1}{1 + R_S/7500 + R_S/152227} = \frac{0,9952}{1 + R_S/7148}$$

a ze vztahu (3.40)



$$R_{out} \cong \frac{7,2 \cdot 1500}{7,2 + 1500} \cdot \left( 1 + \frac{R_S \cdot R_V}{R_S + R_V} \right) = 7,166 \cdot \left( 1 + \frac{R_S \cdot R_V}{R_S + R_V} \right)$$

Výsledky pro některé hodnoty  $R_S$  jsou shrnuty v tabulce 1.

Tabulka 1:

$R_S$ ( $\Omega$ )	0	10	50	100	500	1000	5000	10000
$A_{USC}$ (-)	0,9952	0,9938	0,9883	0,9815	0,9301	0,8731	0,5856	0,4148
$R_{out}$ ( $\Omega$ )	7,166	7,264	7,655	8,139	11,786	15,863	36,737	48,410

Z analýzy je zřejmé, že degenerace přenosu díky konečnému vstupnímu odporu  $R_{in}$  – viz vztah (3.36) – je mnohem významnější než růst výstupního odporu sledovače.

### 3.4.6 Zesílení v zapojení SC jako funkce napájecího napětí

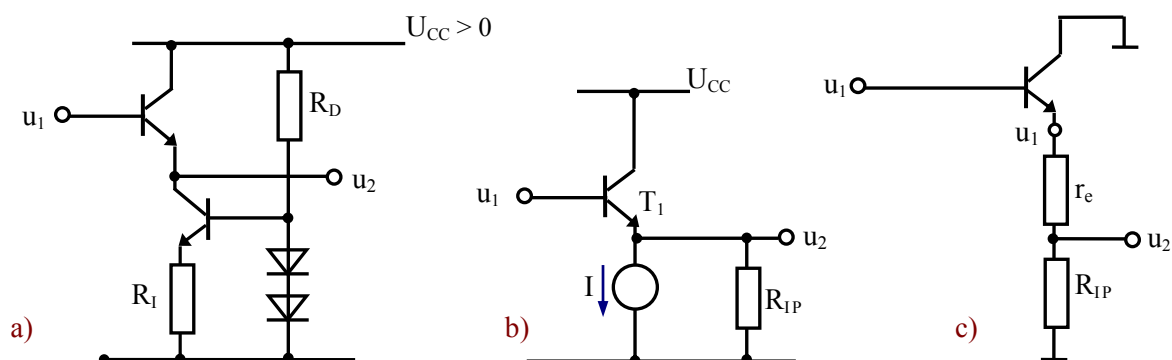
Předpokládáme-li, že  $U_{CE} \cong U_{CC}/2$  a  $U_{RE} \cong U_{CC}/2$ , platí vždy  $I_E = (U_{CC}/2)/R_E$ ,  $r_e = U_T/I_E = 2 \cdot R_E \cdot U_T/U_{CC}$

a zesílení

$$A_{USC} = \frac{1}{1 + r_e/R_E} = \frac{1}{1 + 2 \cdot U_T/U_{CC}} \quad (3.41)$$

Zmenšování  $r_e$  lze při zachování vhodného pracovního bodu  $U_{CE} \cong U_{CC}/2$  dosáhnout pouze zvyšováním napájecího napětí  $U_{CC}$ . Potom  $U_{USC} \rightarrow 1$ , a to je požadovaný stav.

"Oddělení" hodnoty  $I_E$  od  $U_{CC}$  můžeme nyní zajistit zapojením proudového zdroje – obr. 3.30 – místo odporu  $R_E$ . Platí obdobné úvahy jako u zapojení SE.



Obr. 3.30: a) Zesilovač SC se zdrojem proudu v emitoru

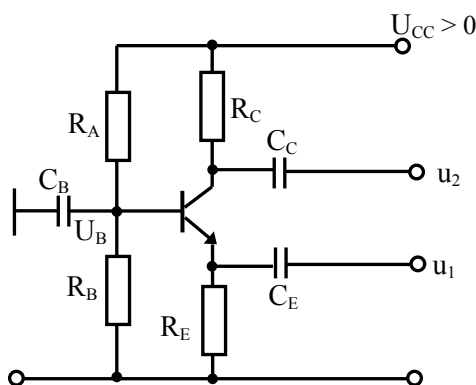
b) Zdroj proudu nahrazen modelem

c) Signálové schéma

Platí všechny dříve odvozené vztahy s tím, že  $R_E \rightarrow R_{IP}$  a  $R_{IP}$  může běžně dosahovat hodnot stovek  $k\Omega$  až jednotek  $M\Omega$ .

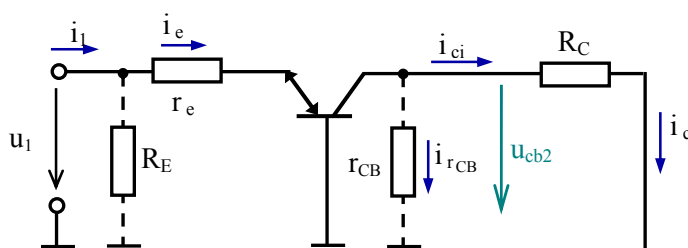
### 3.4.7 Zapojení se společnou bází

Zapojení se společnou bází je na obr. 3.31. Pro signály je báze připojena na zemní (společnou) svorku vhodně zvolenou kapacitou  $C_B$ . Signál  $u_1$  vstupuje do emitoru přes vhodně zvolenou kapacitu  $C_E$  a výstupní signál je odebrán přes kapacitu  $C_C$ .



Obr. 3.31: Zapojení tranzistoru se společnou bází (SB)

V daném zapojení je nastavení pracovního bodu stejné jako na obr. 3.20. Jsou-li všechny kapacity voleny tak, že jejich reaktance  $1/(\omega_{\min} C)$  jsou zanedbatelné, můžeme opět odvodit náhradní signálový model na obr. 3.32



Obr. 3.32 Signálové schéma obvodu z obr. 3.31

Platí:  $i_e = u_1 / r_e$

$$i_{ci} = \alpha \cdot i_e = \frac{\beta}{\beta + 1} \cdot \frac{u_1}{r_e}$$

$$u_2 = i_{ci} \cdot \frac{R_C \cdot r_{CB}}{R_C + r_{CB}}$$

V zapojení se společnou bází je zesílení

$$A_{USB} = \frac{u_2}{u_1} = \frac{\beta}{\beta + 1} \cdot \frac{\frac{R_E \cdot r_{ce}}{R_E + r_{ce}}}{r_e} \cong \frac{R_C \cdot r_{CB}}{R_C + r_{CB}} \cdot \frac{1}{r_e} \quad (3.42)$$

Jedná se o neinvertující zesilovač.

Vstupní odpor „do emitoru“ je

$$R_{ie} = u_1 / i_e = r_e \quad (3.43)$$

a je velmi malý. Celkový vstupní odpor je tedy paralelní kombinace odporů  $R_E$  a  $r_e$ :

$$R_{in} = \frac{R_E \cdot r_e}{R_E + r_e} \quad (3.44)$$

Pro určení výstupního odporu potřebujeme určit výstupní napětí ve stavu naprázdno a proud nakrátko. Napětí naprázdno je

$$u_{20} = A_{USB} \cdot u_1 = \frac{R_C \cdot r_{CB}}{R_C + r_{CB}} \cdot \frac{1}{r_e} \cdot u_1$$

Proud nakrátko je omezen pouze odporem  $r_e$

$$i_{ZK} = u_1 / r_e$$

Výstupní odpor  $R_O$  (Theveninova věta) potom je

$$R_O = \frac{u_{20}}{i_{ZK}} = \frac{R_C \cdot r_{CB}}{R_C + r_{CB}} \quad (3.45)$$

Protože  $r_{CB} = (\beta + 1) \cdot r_{ce}$ , je  $r_{CB}$  značně velký – jednotky až desítky  $M\Omega$ . Proto většinou vždy platí, že  $R_C \ll r_{CB}$  a  $R_O \cong R_C$ .

Výkonové zesílení určíme jako:

$$A_{PSB} = \frac{u_2^2 / R_C}{u_1^2 / r_e} = A_{USB}^2 \cdot \frac{r_e}{R_C}$$

Vztah mezi zesílením  $A_{USB}$  a napájecím napětím  $U_{CC}$  je stejný jako u zapojení SE. I v tomto případě můžeme nahradit odpor  $R_C$  zdrojem proudu a dosáhnout tak velkého napěťového zesílení i při relativně malých napájecích napětích  $U_{CC}$ . Tato situace je dokonce výhodnější než

v zapojení SE, protože hodnoty  $r_{CB}$  jsou  $\beta$  – krát větší než hodnoty  $r_{ce}$  (u stejného použitého tranzistoru).



### Pojmy k zapamatování

Tranzistorový jev; tranzistor NPN, PNP; sít' AV charakteristik – pracovní bod, saturace; model tranzistoru – stejnosměrný, signálový; mezní parametry tranzistoru; základní zapojení – SE, SB a SC; zesílení – napěťové, proudové a výkonové; odpor zesilovací struktury - vstupní, výstupní; zdroj proudu jako zátěž; tranzistor jako spínač. Pokud některému z nich ještě nerozumíte, vraťte se k nim ještě jednou.



### Otázky 3

1. Jakou polaritu musí mít přechod báze emitor a báze kolektor, aby byl tranzistor v aktivním režimu (upřesněte pro PNP a NPN tranzistor)?
2. Může mít báze tranzistoru libovolnou tloušťku; lze z dvou diskrétních diod sestavit tranzistor?
3. Vysvětlete význam symbolů ve vztahu  $I_E = I_{E0} \left( e^{U_{BE}/U_T} - 1 \right)$ .
4. Co je to Earlyho napětí? Nakreslete ilustrační obrázek.
5. Jak souvisí parametr  $r_{CE}$  s Earlyho napětím?
6. Jak odvodíte ze vztahu  $I_E = I_{E0} \left( e^{U_{BE}/U_T} - 1 \right)$  signálovou vodivost  $g_e$ ?
7. Jak souvisí signálový odpor  $r_e$  se signálovou vodivostí  $g_e$ ?
8. Proč je signálový model tranzistoru NPN a PNP stejný?
9. Nakreslete signálové schéma zapojení SE.
10. Nakreslete signálové schéma zapojení SB.
11. Nakreslete signálové schéma zapojení SC.
12. Jakými způsoby můžeme nastavit pracovní bod tranzistoru, jaký to má vliv na stabilitu pracovního bodu?
13. Které zapojení tranzistoru zesiluje pouze napěťově?
14. Které zapojení tranzistoru zesiluje pouze proudově?
15. Které zapojení tranzistoru má největší výkonové zesílení?

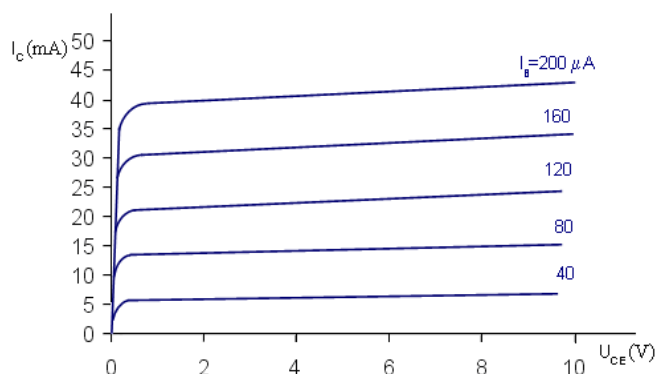
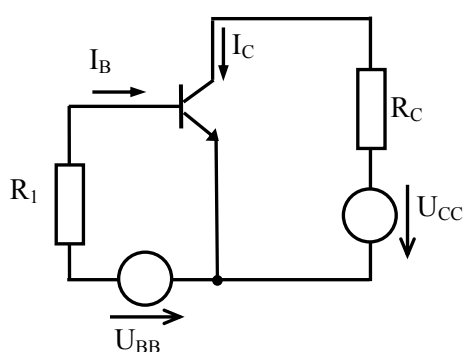
16. Jaký vliv má odpor v emitoru (signálově nezkratovaný) na zesílení?
17. Proč používáme místo kolektorového odporu zdroj proudu?
18. Jakou zpětnou vazbu zavádí emitorový odpor?
19. Jakou zpětnou vazbu zavádí odpor z kolektoru do báze?



### Úlohy k řešení 3

#### Příklad 3.1

V zapojení podle obrázku určete pracovní bod tranzistoru pro hodnoty:  $U_{CC} = 10\text{V}$ ,  $U_{BE} = 0,6\text{V}$ ,  $U_{BB} = 2,2\text{V}$ ,  $R_C = 250\Omega$ ,  $R_1 = 20\text{k}\Omega$ . Tranzistor je definován sítí výstupních charakteristik v zapojení se společným emitorem.

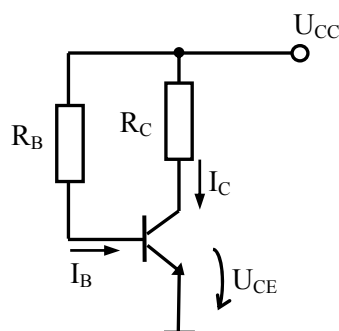


Obrázek k příkladu 3.1

#### Příklad 3.2

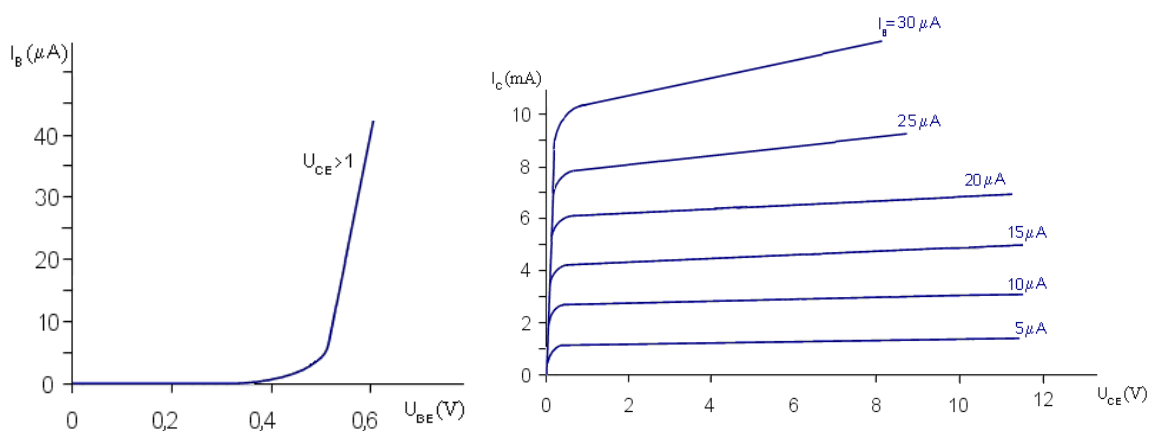
Je dáno zapojení podle obrázku a). Sít' charakteristik tranzistoru v zapojení se společným emitorem je znázorněna na obrázku b). Určete:

- a) odpory  $R_B$ ,  $R_C$  tak, aby se nastavil pracovní bod tranzistoru  $U_{CEP} = 6\text{V}$ ,  $I_{CP} = 5\text{mA}$ , hodnota ss zdroje je  $U_{CC} = 12\text{V}$
- b) Zakreslete pracovní přímkou do sítě charakteristik



Obrázek a) k příkladu 3.2

- c) Určete výkonovou ztrátu tranzistoru (ztrátu přechodu B-E zanedbejte)  
 d) Určete hodnotu proudového zesilovacího činitele  $\beta$  v pracovním bodě

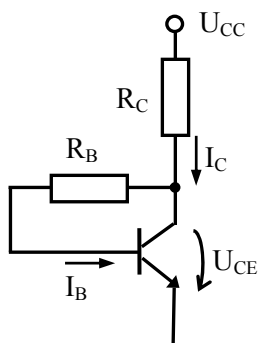


Obr. b) k příkladu 3.2 - vstupní a výstupní charakteristiky tranzistoru v zapojení SE

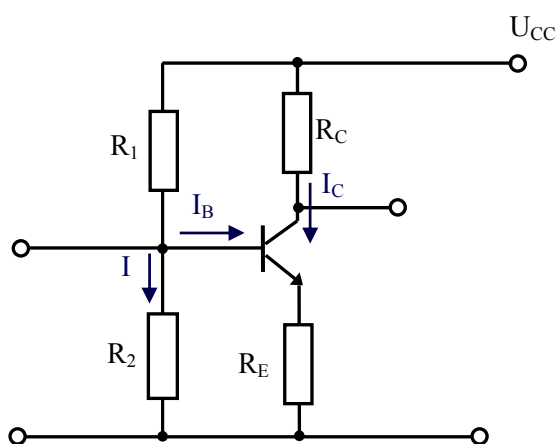


### Příklad 3.3

V zapojení podle obrázku určete odpory  $R_B$ ,  $R_C$  tak, aby se nastavil pracovní bod tranzistoru  $U_{CEP} = 6\text{ V}$ ,  $I_{CP} = 5\text{ mA}$ , hodnota napětí stejnosměrného zdroje je  $U_{CC} = 12\text{ V}$ . Použijte charakteristiky tranzistoru z příkladu 3.2.



Obrázek k příkladu 3.3



Obrázek k příkladu 3.4



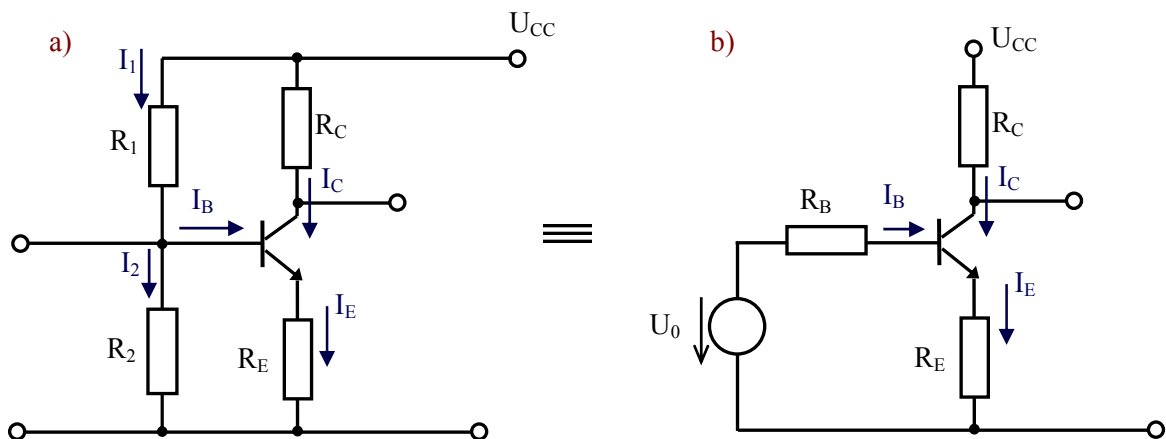
### Příklad 3.4

Určete hodnoty odporů  $R_1$ ,  $R_2$  a  $R_C$  v obvodu na obrázku tak, aby pracovní bod měl souřadnice  $U_{CEP} = 5\text{ V}$ ,  $I_{CP} = 5\text{ mA}$ . Příčný proud děličem  $I$  má být 10 krát větší než proud

báze  $I_B$ . Hodnota odporu  $R_E = 100 \Omega$ , napětí ss zdroje  $U_{CC} = 14V$ . Předpokládejte, že  $\beta = 100$ ,  $I_E \cong I_C$ ,  $U_{BEP} = 0,6 V$ .

### Příklad 3.5

V zapojení podle obrázku určete hodnoty všech vyznačených proudů, je-li zadáno:  $U_{CC} = 15V$ ,  $U_{BE} = 0,7 V$ ,  $\beta = 200$ , hodnoty odporů jsou:  $R_C = 3 k\Omega$ ,  $R_E = 3 k\Omega$ ,  $R_1 = 100 k\Omega$  a  $R_2 = 50 k\Omega$  (Poznámka: použijte Théveninovu větu pro dělič do báze tranzistoru).

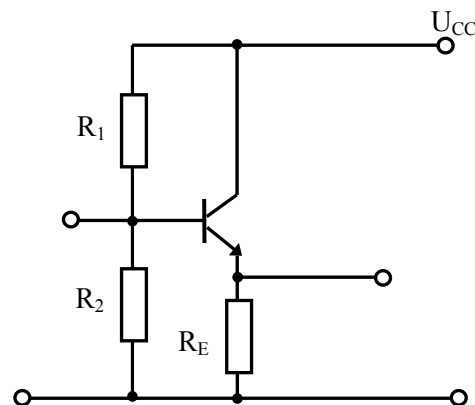


Obrázek k příkladu 3.5: a) schéma obvodu

b) náhradní zapojení (Théveninova věta) určení proudů –  $I_B$ ,  $I_E$ ,  $I_C$

### Příklad 3.6

Navrhněte hodnoty odporů v zapojení se společným kolektorem. Pro výpočet uvažujte hodnoty:  $U_{BE} = 0,6 V$ ,  $U_{RE} = 7,5 V$ ,  $U_{CC} = 15 V$ , proud odporem  $R_1$  je  $10 \cdot I_B$ ,  $I_{CP} = 2 mA$  a  $\beta = 100$ .

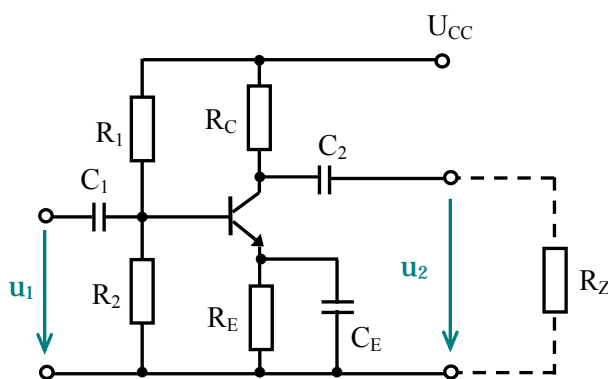


Zapojení k příkladu 3.6

### 📖 Příklad 3.7

Pracovní bod tranzistoru BC273A v zapojení SE má souřadnice:  $I_{CP} = 2 \text{ mA}$ ,  $U_{CEP} = 5 \text{ V}$ ,  $U_{BEP} = 0,62 \text{ V}$ . Pro výpočet jsou zadány hodnoty:  $U_{CC} = 10 \text{ V}$ , proud odporem  $R_2$  je  $5 \cdot I_B$ , napětí na odporu  $R_E = 1 \text{ V}$ ,  $\beta = 220$ ,  $U_A = 100 \text{ V}$ . Určete

- signálové schéma zapojení a hodnoty všech prvků
- vstupní odpor báze tranzistoru
- napěťové, proudové zesílení
- vstupní a výstupní odpor zesilovacího stupně
- určete napěťové zesílení při zatížení odporem  $R_Z = 1 \text{ k}\Omega$  a  $R_Z = 100 \text{ k}\Omega$
- promyslete si vliv zatěžovacího odporu ve vztahu k výstupnímu odporu (souvislost s Théveninovým teorémem)



Obrázek k příkladu 3.7: Zesilovací stupeň SE

### 📖 Příklad 3.8

Zapojení z příkladu 3.7 upravte tak, aby se nezměnil pracovní bod a vzniklo zapojení SB. (poznámka: Uvědomte si, že je nutné signálově uzemnit bázi, a vstupní signál vstupuje do emitoru přes kapacitu). Dále určete

- signálové schéma zapojení a hodnoty všech prvků
- vstupní odpor do emitoru tranzistoru
- napěťové, proudové zesílení
- výstupní odpor zesilovacího stupně

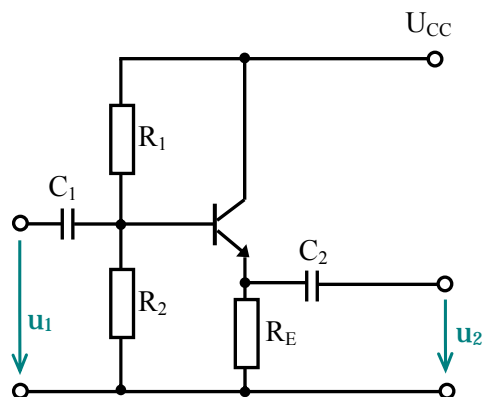
### 📖 Příklad 3.9

V zapojení na obrázku jsou zadány hodnoty:  $U_{CC} = 15 \text{ V}$ , proud odporem  $R_1$  je 10 krát větší než  $I_B$ ,  $\beta = 100$ . Pracovní bod tranzistoru má souřadnice:

$$I_{CP} = 2 \text{ mA}, U_{CEP} = 7,5 \text{ V}, U_{BEP} = 0,6 \text{ V}.$$



- určete o jaké zapojení se jedná
- stanovte hodnoty všech odporů
- nakreslete signálové schéma a určete hodnoty prvků ve schématu
- celkový vstupní a výstupní odpor zesilovače
- napěťové zesílení
- určete výkonovou ztrátu tranzistoru



Obrázek k příkladu 3.9



## CD-ROM

- Otevři soubor :
- BJT\_SE**
  - BJT\_SB**
  - BJT\_SC**



## Text k prostudování

- [1] Frohn, M. – Siedler, H.-J. – Wiemer, M. – Zastrow, P.: Elektronika, polovodičové součástky a základní zapojení. Ben, Praha 2006, ISBN 80-7300-123-3



## Další zdroje

- [1] Yunik, M.: Design of modern transistor circuits. Prentice – Hall, Inc., Englewood Cliffs, N.J., 1973
- [2] Schubert, T. – Kim, E.: Active and non-linear electronics. John Wiley & Sons, Inc., 1996
- [3] Vobecký, J. - Záhlava, V.: Elektronika (součástky a obvody, principy a příklady), Grada, Praha 2001
- [4] Grebene, A., B.: Analog integrated circuit design. Van Nostrand Reinhold Company, New York, 1972
- [5] Doleček, J.: Moderní učebnice elektroniky 2. díl, BEN, Praha, 2005, ISBN 80-730-161-6



## Korespondenční úkol

Bude zadán vyučujícím z množiny příkladů určených k samostatnému řešení..

## 4 Unipolární tranzistor – tranzistor řízený elektrickým polem (FET – Field Effect Tranzistor)



**Čas ke studiu:** 14 hodin



**Cíl** Po prostudování tohoto odstavce budete umět:

- definovat a rozlišit jednotlivé typy tranzistorů podle konstrukce
- sestavit a zdůvodnit signálový model všech unipolárních tranzistorů
- nastavit pracovní body
- navrhnout a posoudit zapojení tranzistoru
  - se společným vývodem S
  - se společným vývodem D
  - se společným vývodem G
  - zesilovač se zdrojem proudu jako aktivní zátěží



### VÝKLAD

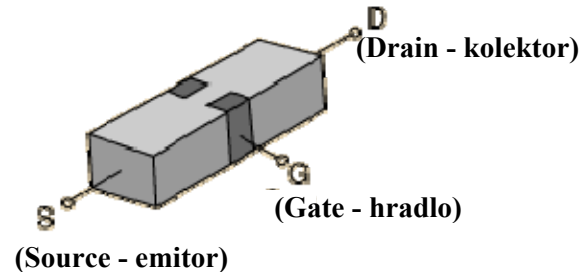
#### 4.1 Úvod

Bipolární tranzistory jsou dostatečně definovány dvěma základními strukturami – NPN a PNP. Ke své činnosti současně využívají elektrony i díry. Konstrukčně se skládají vždy ze dvou P–N přechodů. V normálním aktivním režimu je vždy přechod báze – emitor (B – E) otevřený a přechod báze – kolektor (B – C) uzavřený. Báze musí být velmi tenká, aby mohl vzniknout tranzistorový jev (asi  $1 \mu\text{m}$  – [1]). Proud emitorem se prakticky rovná proudu kolektorovému, velikost těchto parametrů lze řídit proudem do báze (napětím báze – emitor).

K zajištění činnosti tranzistoru řízeného polem – k průchodu proudu mezi vývodem S (source, emitor - viz obr. 4.1) a D drain, kolektor viz obr. 4.1) – stačí vždy nosiče jednoho typu:

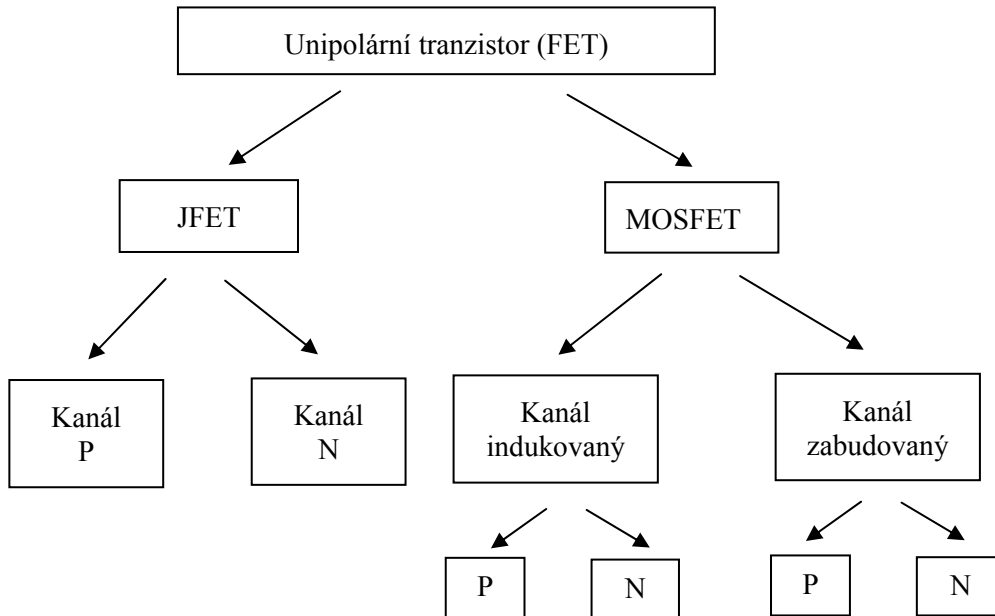
- elektrony pro kanál N (mezi S a D)
- díry pro kanál typu P (mezi S a D)

Proto se nazývají unipolární tranzistory. Odpor kanálu je řízen elektrickým polem, které vzniká přiložením napětí  $U_{GS}$  mezi vývod S a vývod G (gate, hradlo viz obr. 4.1). Proud do hradla G lze z praktického hlediska považovat za nulový.

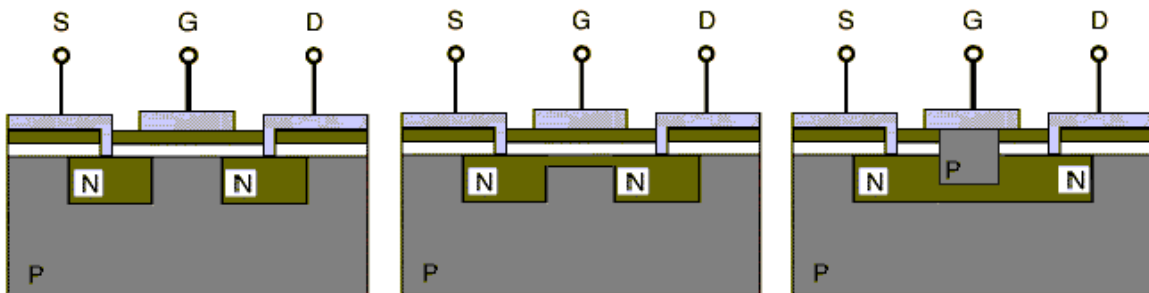


Obr. 4.1: Unipolární tranzistor – popis elektrod

Nejběžnější konstrukce jsou uvedeny na obr. 4.2, průřez jednotlivými unipolárními tranzistory je pak na obr. 4.3 a obr. 4.4. Existuje-li vodivý kanál i při  $U_{GS} = 0$ , hovoříme o tranzistoru FET se zabudovaným kanálem (normally-on, depletion-mode – ochuzovací režim). Je-li nutné pro vytvoření vodivého kanálu (mezi D a S) připojit nenulové napětí  $U_{GS}$ , hovoříme o tranzistoru s indukovaným kanálem (normally-off, enhancement-mode – obohacovací režim). Z tohoto hlediska patří běžné JFETy mezi tranzistory se zabudovaným kanálem (i když je možné i zde zajistit, aby při  $U_{GS} = 0$  proud mezi D a S neprotékal – [1], str. 134).



Obr. 4.2: Běžné konstrukce unipolárních tranzistorů



Obr. 4.3: Průřez unipolárním tranzistorem:

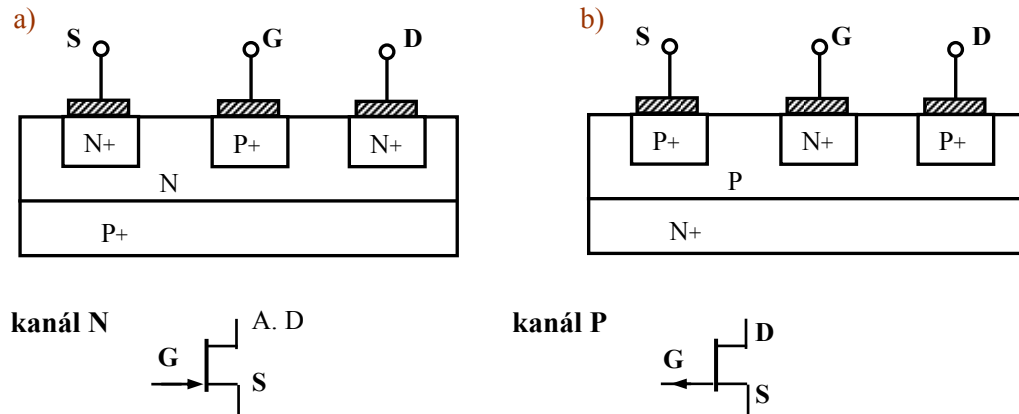
- MOSFET s indukovaným kanálem typu N
- MOSFET se zabudovaným kanálem typu N
- přechodový JFET s kanálem typu N

## 4.2 Konstrukce a princip činnosti tranzistorů JFET

Průřez přechodovým tranzistorem JFET (Junction Field Effect Transistor) je na obr. 4.4a – kanál typu N. Na obr. 4.4b je průřez přechodovým tranzistorem s kanálem typu P. Současně jsou uvedeny i nejběžnější symboly pro tyto tranzistory.

Další výklad se bude týkat pouze tranzistoru (N) JFET (s kanálem typu N). Pro (P) JFET platí všechna tvrzení analogicky pro opačné polarity napětí. Oblasti se zvýšenou dotací donorů (N<sup>+</sup>) u

elektrod D a S zaručují dobrý ohmický kontakt těchto vývodů. Situace je zjednodušeně znázorněna na obr. 4.5.

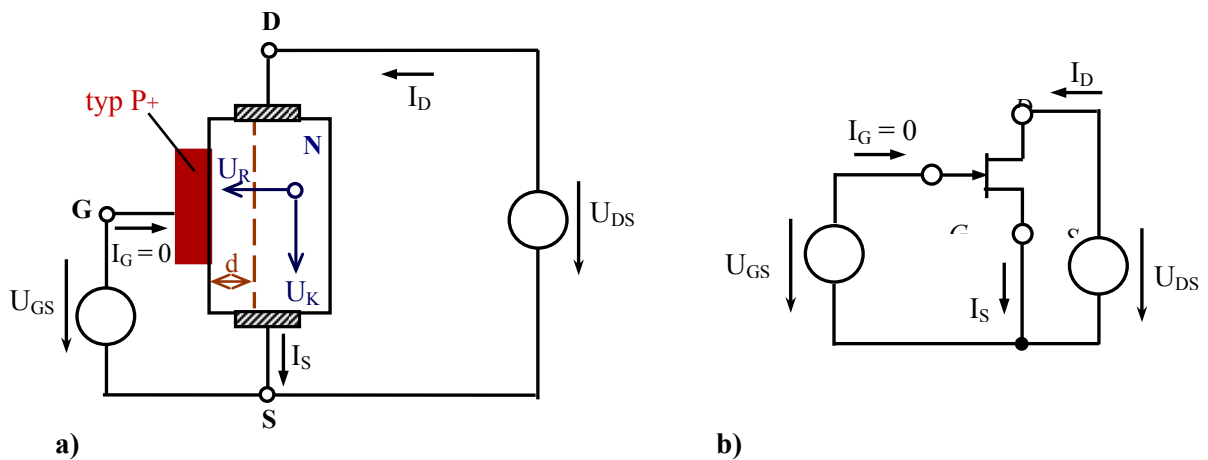


Obr. 4.4: Průřez tranzistorem a symbolická značka tranzistoru

- a) (N) JFET
- b) (P) JFET

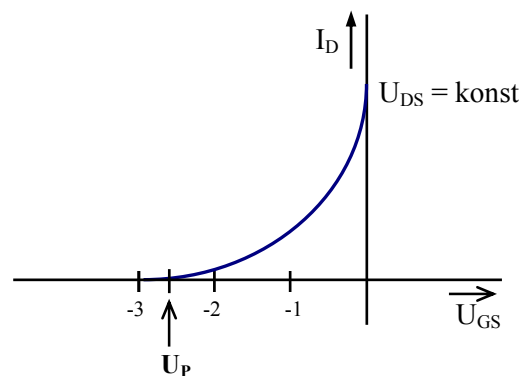
Za normální situace musí platit  $U_{GS} \leq 0$ . Přechod P-N (G-S) je uzavřen a vstupní proud  $I_G$  je dán pouze proudem diody (přechodu) v závěrném směru (řádově pA). Vstupní odpor  $R_{GS}$  je značný –  $10^{12} \Omega$  a větší. Pro  $U_{GS} > 0$  by se přechod P-N otevřel a pokud by proud v hradle G nebyl omezen externím (zapojeným) odporem, došlo by ke zničení tranzistoru. Pro  $U_{DS} < 0$  by se přechod mohl také otevřít.

### 4.3 Chování tranzistoru při $U_{DS} \approx 0$



Obr. 4.5: a) Principiální struktura přechodového tranzistoru s kanálem N – NJFET  
b) Zapojení s použitím symbolické značky

Předpokládejme nejdříve, že napětí  $U_{DS} (> 0)$  a proud  $I_D$  jsou malé. Při průchodu kanálu N vytváří proud  $I_D$  jen malé napětí  $U_K$  – viz obr. 4.5a), zanedbatelné vůči napětí  $U_R = -U_{GS} > 0$  (v závěrném směru přechodu). Dioda G-S je polarizována v závěrném směru. Při růstu  $U_R$  (absolutní hodnoty  $|U_{GS}|$ ) se rozšiřuje ochuzená vrstva  $d$  v okolí přechodu. Náboje v ní jsou vázány elektrickým polem (příčným, vytvořeným napětím  $U_R = -U_{GS}$ ) a nevedou proud (driftový) vyvolaný napětím  $U_{DS}$  (podélné pole). Proto se zmenšuje efektivní plocha vodivého kanálu N, výsledný odpor mezi D a S se zvětšuje. Dosáhne-li  $U_{GS}$  hodnoty  $U_P$  ( $< 0$ ; prahové napětí = pinch off voltage), je kanál zcela přehrazen, proud  $I_D$  zaniká. Odpor rozpojeného tranzistoru  $R_{DSOFF}$  (zavřeného, vypnutého, OFF) dosahuje běžně desítek až stovek  $k\Omega$  – viz obr. 4.6.



Obr. 4.6: Kvalitativní znázornění závislosti  $I_D = f(U_{GS})$  při  $U_{DS} = konst$ .

Pro  $U_{GS} = 0$  je ochuzená oblast  $d$  nejmenší, efektivní plocha kanálu je maximální. Odpor tranzistoru  $R_{DSON}$  (je sepnut, ON) je minimální a podle konstrukce v rozmezí desítek  $\Omega$  až jednotek  $k\Omega$ .

#### 4.4 Chování tranzistoru při $U_{GS} \approx 0$

Předpokládejme nyní, že  $U_{GS} = 0$  a postupně zvětšujeme napětí  $U_{DS} > 0$ . Kanálem N protéká proud  $I_D$  úměrný napětí  $U_{DS}$ . Napětí  $U_{DS}$  se rozloží po celé délce kanálu a polarizuje „zevnitř“ přechod G-S v závěrném směru – viz  $U_K$ , obr. 4.5a. Největší napětí v závěrném směru je u vývodu D, nulové je u vývodu S. Tomu bude odpovídat i šířka ochuzené oblasti  $d$  – obr. 4.7.

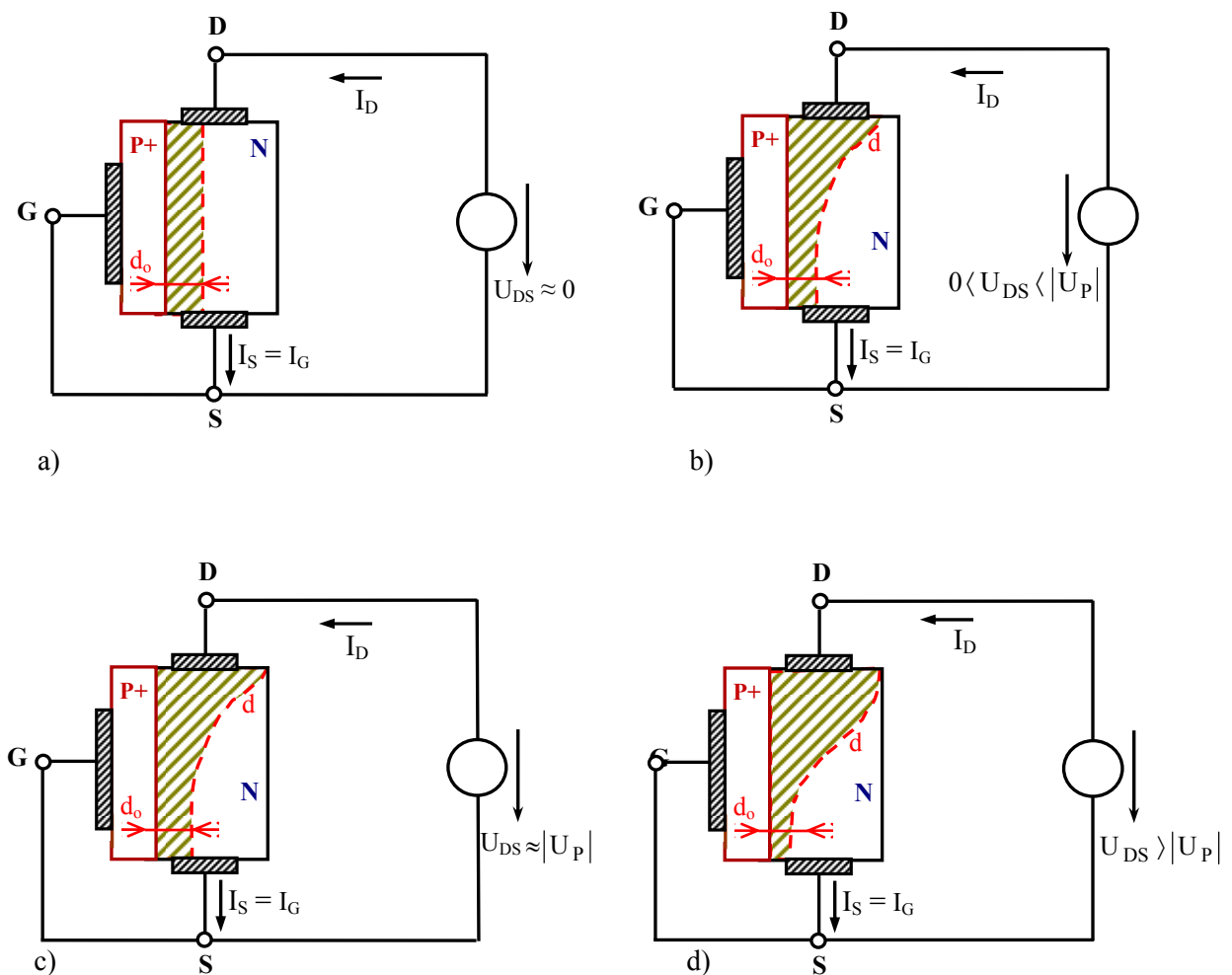
Pro  $U_{DS} \approx 0$  je ochuzená oblast definována jenom hodnotou  $d_o$  (na P-N přechodu při nulovém napětí) – obr. 4.7a. Kanál má minimální odpor.

Při zvětšování  $U_{DS}$  se ochuzená vrstva v blízkosti D rozšiřuje (obr. 4.7b) až při  $U_{DS} \approx |U_P|$  právě přehradí celý kanál – obr. 4.7c. Proud  $I_D$  zde dosahuje saturační hodnoty  $I_{DSS}$  (jiný typ saturace než u bipolárního tranzistoru), stále prochází, protože na odporu kanálu vzniká záporná vazba typu:

vzroste  $U_{DS} \Rightarrow$  vzroste  $I_{DSS} \Rightarrow$  vzroste závěrné napětí diody (v okolí D)  $\Rightarrow$  rozšíří se ochuzená oblast  $\Rightarrow$  vzroste  $R_{DS} \Rightarrow$  klesá  $I_{DSS}$ .

Vždy se ustálí rovnovážný stav.

Při dalším zvětšování  $U_{DS}$  (nad hodnotu  $|U_P|$ ) se pouze prodlužuje oblast kanálu, která je přehrazena – obr. 4.7d  $\rightarrow$  proud  $I_{DSS}$  se proto téměř nemění – velmi nepatrně narůstá (vlivem „přibližování“ přehrazené oblasti k S a nárazové ionizace v kanálu s růstem  $U_{DS}$ ).



Obr. 4.7: Kvalitativní znázornění ochuzené oblasti  $d$  při  $U_{GS} = 0$  a pro různé hodnoty  $U_{DS} > 0$  (šrafováno)



#### 4.5 Chování tranzistoru při $U_{GS} \leq 0$ a $U_{DS} > 0$

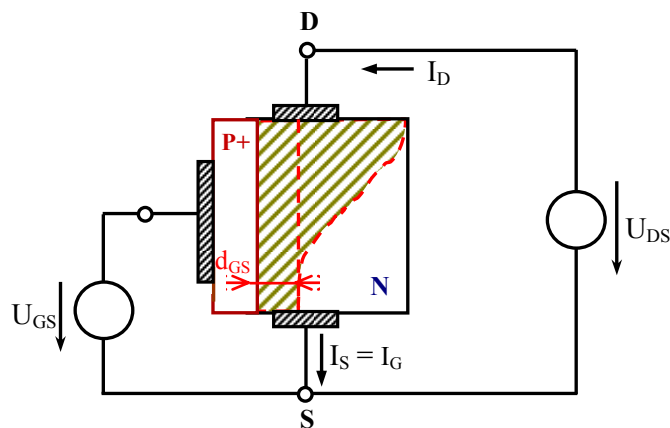
Pro  $U_{GS} < 0$  se oba mechanismy sčítají. Závěrné napětí  $U_R$  na přechodu G-S je superpozicí napětí  $U_{GS}$  a úbytků napětí vyvolaných proudem  $I_D$ . Rovnovážný (saturovaný) stav nastane při napětí  $U_{DSP}$ , kdy napětí  $U_R$  (v blízkosti D,  $U_K = U_{DSP}$  - obr. 4.5a) dosáhne právě hodnoty  $|U_P|$ , tedy

$$U_R = |U_P| = U_{DSP} - U_{GS}$$

odtud určíme že ( $|U_P| = -U_P$  pro  $U_P < 0$ )

$$U_{DSP} = |U_P| + U_{GS} = U_{GS} - U_P \quad (4.1)$$

Úměrně růstu hodnoty  $|U_{GS}|$  (poklesu  $U_{GS}$ ) se zmenšuje hodnota proudu  $I_D$  (i hodnota  $U_{DSP}$ ), při které dojde k saturaci, protože s růstem  $|U_{GS}|$  se rozšiřuje ochuzená oblast po celé délce kanálu  $d_{GS} > d_o$  - obr. 4.8 - tedy odpor kanálu roste. Na „stejnou“ hodnotu napětí máme menší proud  $I_D$  (vyvolaným napětím  $U_{DS}$ ). Při  $U_{GS} = U_P$  již neprotéká proud vůbec.

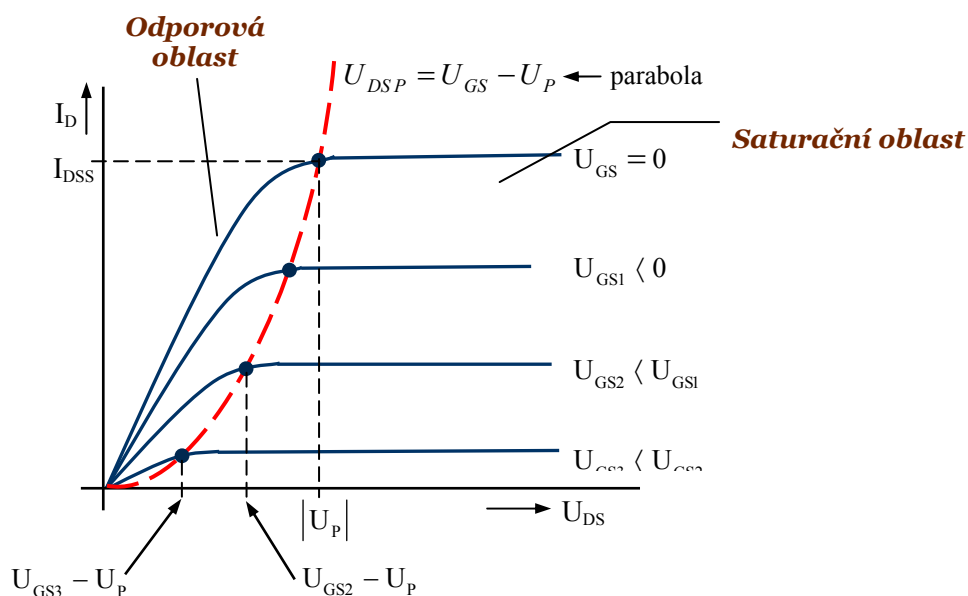


Obr. 4.8: Znárodnění ochuzené oblasti při  $U_{GS} < 0$

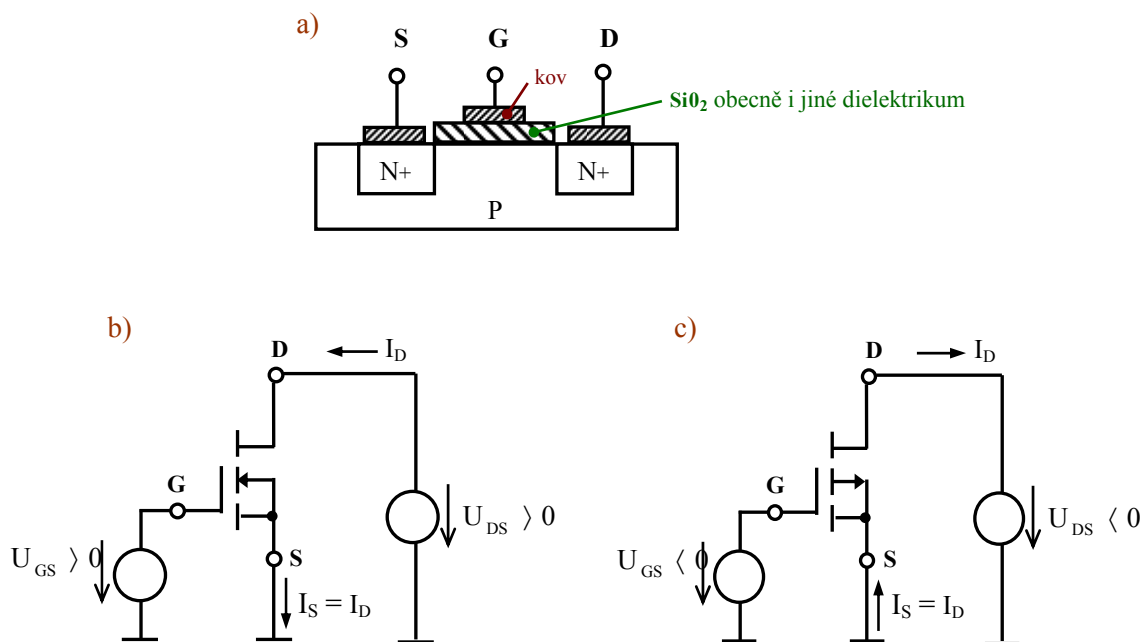
Pro  $U_{DS} < U_{DSP}$  je proud  $I_D$  přibližně lineární funkcí napětí  $U_{DS}$ , hovoříme o **odporové oblasti**.

Pro  $U_{DS} > U_{DSP}$  není proud  $I_D$  (ideálně) funkcí napětí  $U_{DS}$ , hovoříme o **saturační oblasti** (oblast velkého odporu,  $\Delta U_{DS} / \Delta I_D \rightarrow \infty$ ). Ampérvoltové charakteristiky jsou kvalitativně znázorněny na obr. 4.9.

U tranzistoru JFET se vždy určitá část kanálu ochuzuje o nosiče a tím se mění jeho odpor - ochuzovací mód (depletion mode).



Obr. 4.9: Výstupní charakteristiky tranzistoru NJFET



Obr. 4.10: a) Průřez tranzistorem MOSFET s indukovaným kanálem typu N

b) Symbolická značka tranzistoru MOSFET s indukovaným kanálem N – přerušovaná čára mezi D a S symbolizuje, že kanál musí být indukován

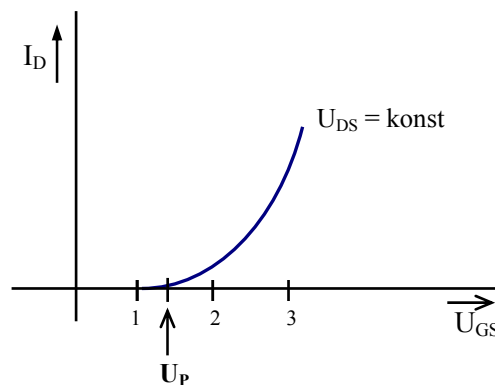
c) Symbolická značka tranzistoru MOSFET s indukovaným kanálem P

## 4.6 Konstrukce a princip činnosti tranzistorů s indukovaným kanálem (EMOSFET, enhancement mode)

Průřez tranzistorem MOSFET s indukovaným kanálem typu N je na obr. 4.10. Označení vývodů je stejné jako u tranzistoru JFET.

Struktura na obr. 4.10a pracuje pouze v tzv. obohacovacím režimu (enhancement mode). Při  $U_{GS} \leq 0$  jsou vývody S a D jednoduše rozpojeny (dioda D – oblast P je pro  $U_{DS} > 0$  zavřená). Teprve pro  $U_{GS} > U_P > 0$  se indukuje kanál typu N pod vrstvou oxidu křemíku ( $\text{SiO}_2$ ). Kovová vrstva hradla G tvoří přes dielektrickou vrstvu proti vrstvě P kondenzátor. Je-li napětí  $U_{GS} > 0$  jsou díry v polovodiči typu P odpuzovány (příčným elektrickým polem) od hradla G. Při dosažení hodnoty  $U_{GS} = U_P > 0$  se na rozhraní  $\text{SiO}_2$  a vrstvy P indukují volné elektrony a propojí oblasti  $\text{N}^+$  (pod elektrodami S, D). Při dalším růstu  $U_{GS}$  se kanál dále obohacuje o volné elektrony (stále více děr je odtlačováno od hradla), vodivý kanál se rozšiřuje.

Průběh proudu v závislosti na  $U_{GS}$  (a při  $U_{DS} = \text{konst.}$ ) je kvalitativně znázorněn na obr. 4.11.



Obr. 4.11: Kvalitativní znázornění závislosti  $I_D = f(U_{GS})$  při  $U_{DS} = \text{konst.}$  pro EMOSFET s kanálem N

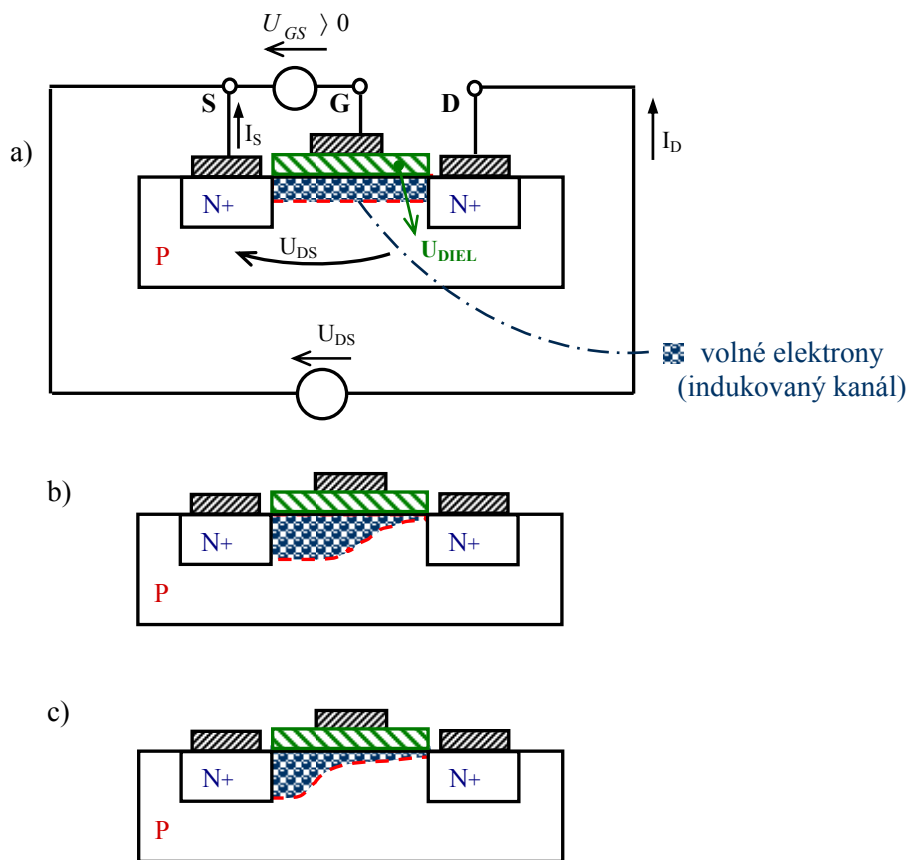
Je-li napětí  $U_{DS}$  malé, je vodivý kanál mezi S a D stejně hluboký. Začne-li se  $U_{DS}$  zvětšovat probíhá stejný jev jako u tranzistoru JFET. Napětí na kapacitě „G-P“ (na dielektriku) v blízkosti vývodu D klesá. Při  $U_{DS} = U_{DSsat}$  právě platí, že napětí mezi G a oblastí P (u vývodu D) je rovno hodnotě  $U_P$ , proud již dále neroste, indukovaný kanál v oblasti D je téměř přerušen. Platí tedy – obr. 4.12:

$$U_{GS} = U_{DIEL} + U_{DS} \Rightarrow U_P = U_{DIEL} = U_{GS} - U_{DSsat}$$

$$U_{DSsat} = U_{GS} - U_P \tag{4.2}$$

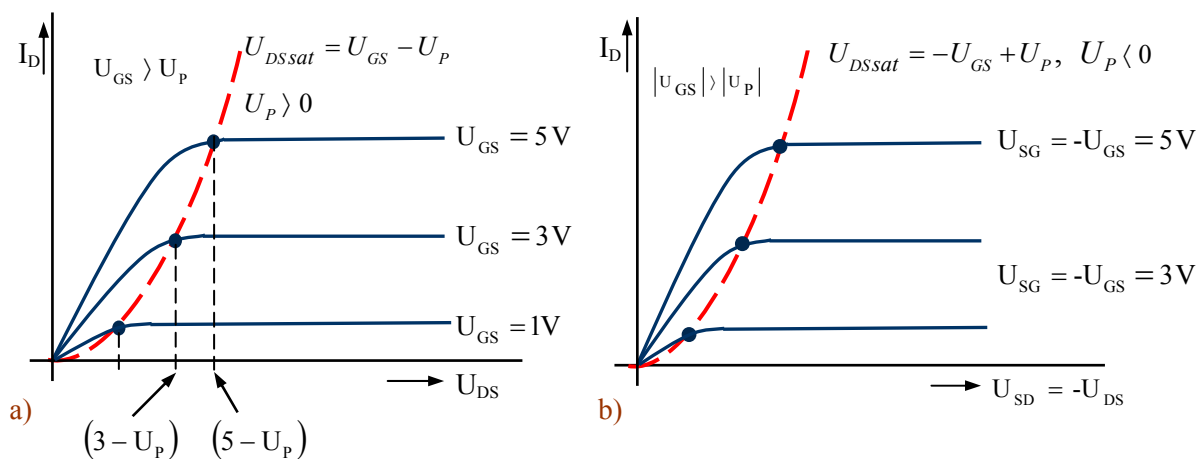
Pro indukovaný kanál typu P platí úplně stejné úvahy s tím, že se zamění typy vodivostí a polarita napájecích napětí a proudů – viz obr. 4.10c. Výstupní charakteristiky jsou kvalitativně zachyceny na obr. 4.13.

Pro kanál P platí  $U_{GS} < 0$ ,  $U_P < 0$  a  $U_{SDsat} = -U_{DSsat} = -U_{GS} + U_P$ .



Obr. 4.12: Znáornění indukovaného kanálu typu N při  $U_{GS} > U_P > 0$

pro a)  $U_{DS} \cong 0$ , b)  $U_{DS} \cong U_{DSsat}$ , c)  $U_{DS} > U_{DSsat}$

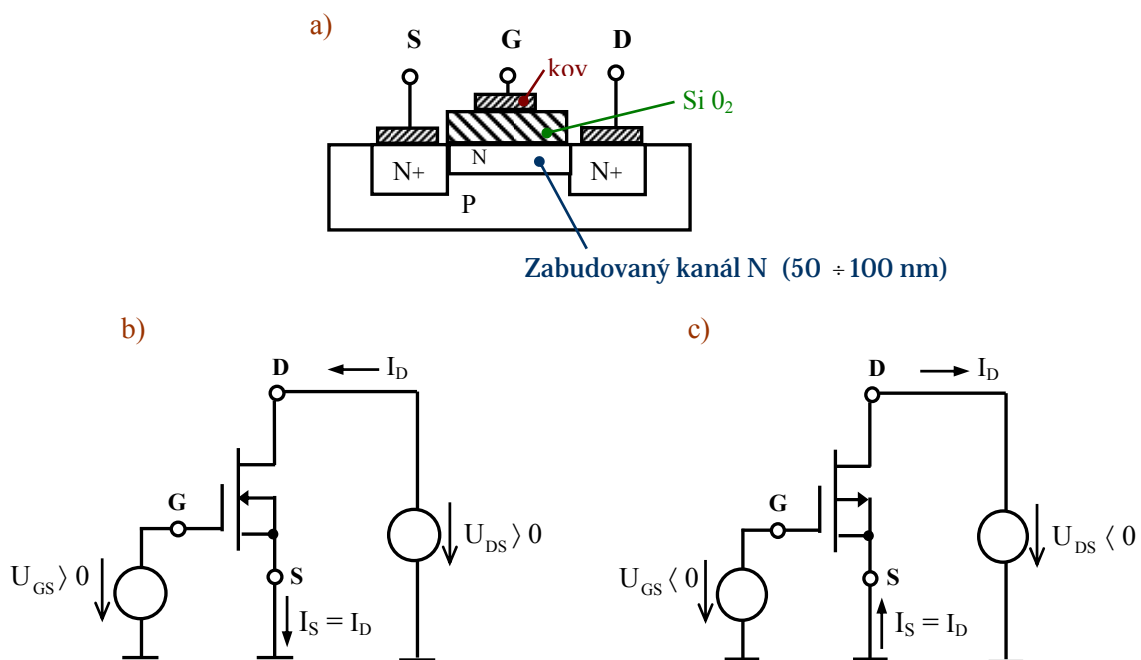


Obr. 4.13: Výstupní charakteristiky tranzistoru MOSFET s indukovaným kanálem typu N (a), a typu P (b). Šipková konvence podle obr. 4.10

Charakteristiky na obr. 4.13 a obr. 4.9 jsou velmi podobné, liší se pouze rozsahem možných hodnot  $U_{GS}$ .

#### 4.7 Konstrukce a princip tranzistoru se zabudovaným kanálem (DMOSFET, depletion mode)

Průřez tranzistoru MOSFET se zabudovaným kanálem typu N je na obr. 4.14. Vývody S a D jsou trvale propojeny kanálem typu N (zabudovaným). Označení vývodů je i zde stejné jako u tranzistoru JFET.



Obr. 4.14: a) Průřez tranzistorem MOSFET se zabudovaným kanálem typu N

b) Symbolická značka tranzistoru MOSFET se zabudovaným kanálem N

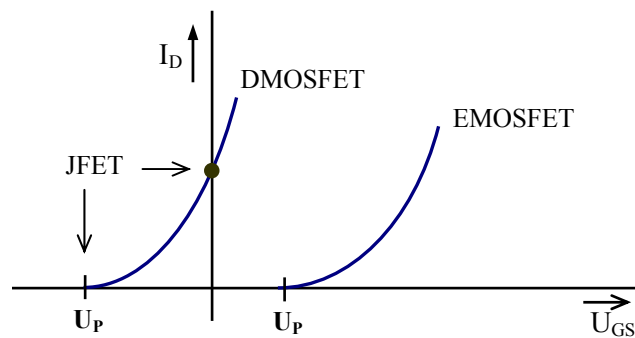
c) Symbolická značka tranzistoru MOSFET se zabudovaným kanálem P

Struktura na obr. 4.14a může pracovat:

a) **v ochuzovacím režimu** –  $U_{GS} < 0$ , záporné napětí na G „vytlačuje“ přes dielektrikum (příčné pole) ze zabudovaného kanálu elektrony. Odpor kanálu roste. Při  $U_{GS} = U_P < 0$  je kanál uzavřen,  $I_D = 0$ .

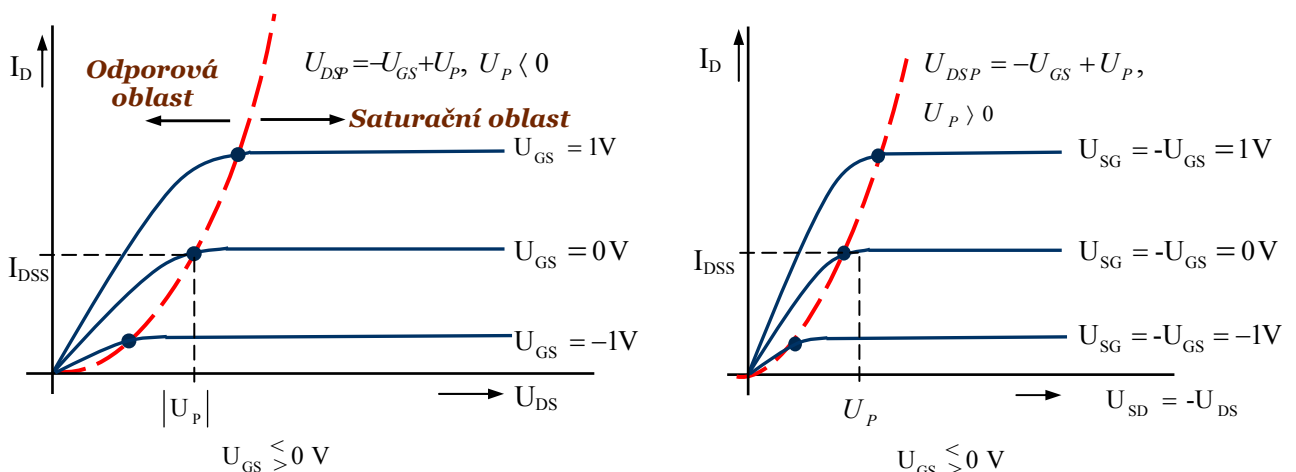
b) v **obohacovacím režimu** –  $U_{GS} > 0$ , kladné napětí na G zvyšuje dále počet elektronů v kanálu N (obohacuje), odpor kanálu dále klesá.

Vliv napětí  $U_{DS}$  je stejný jako v předchozích případech. Nejméně se uplatňuje u vývodu S, nejvíce u vývodu D. Když je  $U_{DS} = U_{GS} - U_P$ , dochází k uzavření kanálu („sevření“) v oblasti vývodu D, proud  $I_D$  je saturován. Kvalitativní znázornění závislosti  $I_D = f(U_{GS})$  při  $U_{DS} = \text{konst.}$  Je na obr. 4.15.



Obr. 4.15: Kvalitativní znázornění závislosti  $I_D = f(U_{GS})$  pro JFET, EMOSFET s kanálem N

Pro zabudovaný kanál typu P platí úplně stejné úvahy s tím, že se zamění typy vodivosti a polarita napájecích napětí a proudů – viz obr. 4.14c. Výstupní charakteristiky jsou kvalitativně zachyceny na obr. 4.16.



Obr. 4.16: Výstupní charakteristiky tranzistoru MOSFET se zabudovaným kanálem typu N (a), a typu P (b). Šipková konvence podle obr. 4.14

## 4.8 Ampérvoltové charakteristiky unipolárních tranzistorů

Ampérvoltové charakteristiky všech popsaných unipolárních tranzistorů jsou si velmi podobné a v zásadě rozdělené do dvou oblastí:

- 1) do oblasti **odporové** (bude popsáno pro kanál typu N), kde platí vždy  $U_{DS} \langle U_{GS} - U_P$ , odpor kanálu je určován (řízen) napětím hradla  $U_{GS}$  i napětím  $U_{DS}$ ,
- 2) do oblasti **saturační**, kde  $U_{DS} \rangle U_{DSS} = U_{GS} - U_P$ , proud kanálu je saturován a není (téměř) funkcí napětí  $U_{DS}$ , je pouze funkcí napětí  $U_{GS}$ .

Pro ampérvoltové charakteristiky bylo odvozeno (za různých předpokladů a zjednodušení) mnoho různých vztahů. S jistou mírou nepřesnosti můžeme pro všechny typy FETů použít následující vztahy:

**Odporová oblast** – pro  $U_{DS} \langle U_{DSS} = U_{GS} - U_P$ , platí [2, 1, 3, ...]

$$I_D = 2 \cdot K \left[ (U_{GS} - U_P) \cdot U_{DS} - U_{DS}^2 / 2 \right] \quad (4.3)$$

kde  $K$  je konstanta daná konstrukcí tranzistoru o rozměru  $[A/V^2]$ .

**Saturační oblast** – v okamžiku, kdy  $U_{DS} = U_{DSS} (= U_{DSSat}) = U_{GS} - U_P$  můžeme tuto hodnotu dosadit do vztahu (4.3) a po úpravách získáme hodnotu saturačního proudu (v saturační oblasti)

$$I_D = 2K \cdot \left[ (U_{GS} - U_P) \cdot (U_{GS} - U_P) - \frac{U_{GS} - U_P^2}{2} \right] = K \cdot (U_{GS} - U_P)^2 \quad (4.4)$$

Vztahy se musí pouze vhodně aplikovat.

### (N)JFETy

Pro (N)JFETy je  $U_P \langle 0$  a vztahy platí pro  $U_{GS} \in \langle U_P, 0 \rangle$ . Pro  $U_{GS} \langle U_P$  je  $I_D = 0$ . Označíme-li saturační proud při  $U_{GS} = 0$  jako  $I_{DSS}$  (obr. 4.10), můžeme ve vztahu (4.4) určit, že

$$I_{DSS} = K \cdot U_P^2$$

tedy

$$K = I_{DSS} / U_P^2$$

Dostaneme tak vztah běžně používaný pro popis **saturační oblasti** (N)JFETů ( $U_{DS} \rangle U_{GS} - U_P$ ):

$$I_D = \frac{I_{DSS}}{U_P^2} (U_{GS} - U_P)^2 = I_{DSS} \left( \frac{U_{GS}}{U_P} - 1 \right)^2 = I_{DSS} \left( 1 - \frac{U_{GS}}{U_P} \right)^2 \quad (4.5)$$

V [4] je používán vztah

$$I_D = I_{DSS} \left( 1 - \frac{U_{GS}}{U_P} \right)^m$$

kde  $m = 1,9 \div 2,2$  – podle konstrukce. Volíme-li tedy  $m = 2$  – je to rozumný kompromis.

Ze vztahu (4.3) obdržíme pro  $U_{DS} \ll U_{DSS}$  – *odporová oblast* – proud  $I_D$ :

$$I_D \approx 2K(U_{GS} - U_P) \cdot U_{DS} = 2 \frac{I_{DSS}}{U_P^2} \cdot (U_{GS} - U_P) \cdot U_{DS} = 2I_{DSS} \left( \frac{U_{GS}}{U_P} - 1 \right) \cdot \frac{U_{DS}}{U_P}$$

$$I_D = -2 \frac{I_{DSS}}{U_P} \left( 1 - \frac{U_{GS}}{U_P} \right) \cdot U_{DS} = G_0 \left( 1 - \frac{U_{GS}}{U_P} \right) \cdot U_{DS} \quad (4.6)$$

kde

$$G_0 = \frac{-2 \cdot I_{DSS}}{U_P} > 0 \quad (4.7)$$

protože  $U_P < 0$ .

Tranzistor lze v této oblasti použít jako řízený (lineární) odpor. Odpor kanálu (mezi D a S) je

$$R_{DS} = \frac{U_{DS}}{I_D} = \frac{1}{G_0 \cdot (1 - U_{GS}/U_P)} \quad (4.8)$$

## DMOSFETy (s kanálem typu N)

Pro DMOSFETy je situace obdobná;  $U_P < 0$ ,  $U_{GS} \in \langle U_P, U_{GSmax} \rangle 0$ . Pro  $U_{GS} < U_P$  je  $I_D = 0$  – viz obr. 4.15 a obr. 4.16. Proti JFETu se pouze „povolí“ napětí  $U_{GS} > 0$ , které však nesmí překročit hodnotu  $U_{GSmax}$  – při té dochází k elektrickému průrazu dielektrika (k destrukci tranzistoru). Proto i pro DMOSFETy platí vztahy (4.5) až (4.8). Pouze napětí  $U_P$  je často nahrazováno symbolem  $U_T$  ( $U_T$  – Treshold voltage – prahové napětí).

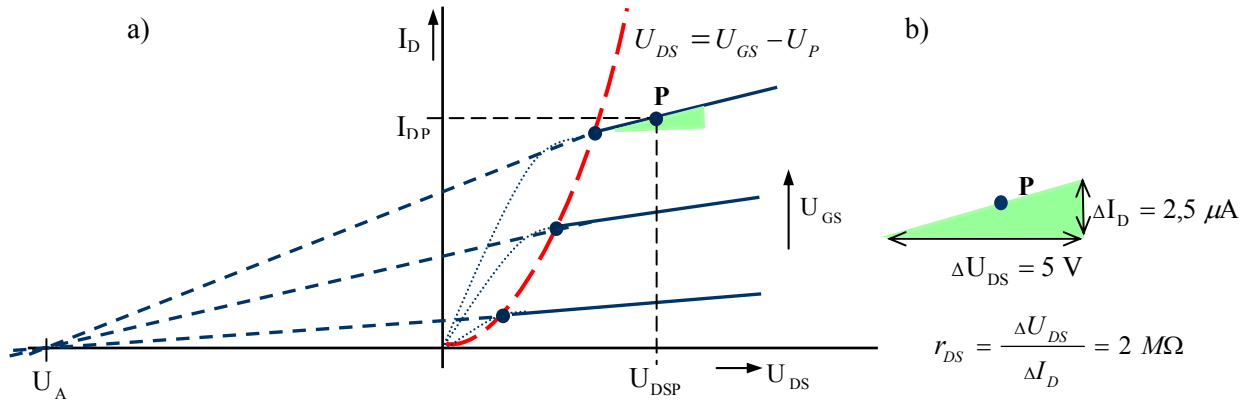
## EMOSFETy (s kanálem typu N)

I u EMOSFETů se místo  $U_P$  používá symbol  $U_T$ . Platí  $U_P > 0$ ,  $I_D = 0$  pro  $U_{GS} < U_P$ . Pro tyto tranzistory nemůžeme určit hodnotu  $I_{DSS}$  při  $U_{GS} = 0$  – zde již nepracují. Proto se používají přímo vztahy (4.3) a (4.4).



## Earlyho napětí

Změny saturační hodnoty proudu pro  $U_{DS} \gg U_{DSsat}$  lze u tranzistorů FET definovat (modelovat) pomocí Earlyho napětí (obdobně jako u bipolárního tranzistoru). „Prodlužování“ přímkové závislosti  $I_D = f(U_{DS})$  pro různé hodnoty  $U_{GS}$  se protnou v bodě **A**, které přísluší napětí  $U_A$  – obr. 4.17.



Obr. 4.17: a) Znázornění Earlyho napětí  $U_A$  pro (N)FET  
b) Detail v okolí pracovního bodu P

V saturační oblasti nyní přibližně platí ( $|U_A| \gg U_{DSPA}$ ) při uvážení vlivu  $U_A$

$$I_{DA} \approx I_D + \left( \frac{|U_A|}{I_D} \right)^{-1} \cdot U_{DS} = I_D + \frac{U_{DS}}{r_{DS}} \quad (4.9)$$

kde  $I_D$  je určeno ze vztahů (4.5) nebo (4.4) a  $U_A$  udává výrobce (jeho absolutní hodnotu) nebo je určeno z grafů  $I_D = f(U_{DS}, U_{GS} = konst)$ . Diferenční odpor mezi D a S je<sup>6)</sup>

$$r_{DS} \approx \left. \frac{\Delta U_{DS}}{\Delta I_D} \right|_{U_{GS} = konst} \approx \frac{|U_A|}{I_D} \quad (4.10)$$

<sup>6)</sup> Vztahy plynou z směrnicového tvaru přímky:  $y = kx + q$ , která prochází bodem  $U_A (< 0)$ .

Zde  $y \rightarrow I_{DA}$ ,  $x \rightarrow U_{DS}$ ,  $k = \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{DS}} = r_{DS}^{-1}$ . Pro  $U_{DS} \ll |U_A|$  je  $q = I_D$ ,  $r_{DS}^{-1} \approx \frac{I_D}{|U_A|}$

## 4.9 Chování tranzistorů FET pro malé signálové změny, signálový model

Budeme zkoumat pouze saturační režim, který se využívá při zesilování signálů. Platí zde (musí být zajištěno), že  $U_{DS} \gg U_{GS} - U_P$  (vše budeme diskutovat pro tranzistory s kanálem typu N).

Pro velmi malé změny veličin v okolí nějakého pracovního bodu P ( $U_{DSP}, U_{GSP}, I_{DP}$  – obr. 4.17) můžeme z obecného vztahu (4.4) určit, že strmost (diferenční)  $g_m$  (mutual conductance, transconductance) je

$$g_m = \lim_{\Delta \rightarrow 0} \left( \frac{\Delta I_{DS}}{\Delta U_{GS}} \right) = \frac{d}{dU_{GS}} \left[ K \cdot (U_{GS} - U_P)^2 \right] \Bigg|_{U_{GS}=U_{GSP}} = K \cdot 2 \cdot (U_{GSP} - U_P) \quad (4.11)$$

tedy

$$g_m = K \cdot 2 \cdot (U_{GSP} - U_P) = 2 \frac{K \cdot (U_{GSP} - U_P)^2}{U_{GSP} - U_P} = \frac{2 \cdot I_{DP}}{U_{GSP} - U_P} \quad (4.12)$$

Vztah (4.12) je nejčastěji udávaná podoba pro  $g_m$ . Formálními úpravami získáme také vztahy:

$$\begin{aligned} g_m &= K \cdot 2 \cdot (U_{GSP} - U_P) = 2 \cdot \sqrt{K} \cdot \sqrt{K} \cdot \sqrt{(U_{GSP} - U_P)^2} = 2 \cdot \sqrt{K} \cdot \sqrt{K(U_{GSP} - U_P)^2} \Rightarrow \\ g_m &= 2 \cdot \sqrt{K} \cdot \sqrt{I_{DP}} = 2 \cdot \sqrt{K \cdot I_{DP}} \end{aligned} \quad (4.13)$$

Vztah (4.13) jednoznačně poukazuje na skutečnost, že strmost  $g_m$  vzrůstá úměrně odmocnině z pracovní hodnoty proudu  $\sqrt{I_{DP}}$ . U bipolárních tranzistorů roste mnohem významněji – přímo úměrně s hodnotou emitorového proudu  $I_E$ .

Pro JFETy a DMOSFETy můžeme pracovat s proudem  $I_{DSS}$  (při  $U_{GS} = 0$ ), platí  $K = I_{DSS}/U_P^2$ . Potom z odvozených vztahů dostáváme (vyjdeme-li ze vztahu 4.11):

$$g_m = 2 \cdot \frac{I_{DSS}}{U_P^2} \cdot (U_{GSP} - U_P) = -2 \cdot \frac{I_{DSS}}{U_P} \left( 1 - \frac{U_{GSP}}{U_P} \right) = g_{m0} \cdot \left( 1 - U_{GSP}/U_P \right) \quad (4.14)$$

kde

$$g_{m0} = -\frac{2 \cdot I_{DSS}}{U_P} > 0 \quad (4.14a)$$

protože  $U_P < 0$  [srovnej i se vztahem (4.7)]. Nebo můžeme vyjít ze vztahu (4.12)

$$g_m = \frac{2 \cdot I_{DP}}{U_{GSP} - U_P}$$

Nebo můžeme vyjít ze vztahu (4.13)

$$g_m = 2 \cdot \sqrt{\frac{I_{DSS}}{U_P^2}} \cdot I_{DP} = \frac{2 \cdot \sqrt{I_{DSS} \cdot I_{DP}}}{|U_P|} \quad (4.14b)$$

Index  $P$  u  $U_{DS}$ ,  $U_{GS}$  a  $I_D$  se většinou neuvádí, platí identita

$$g_m = g_{m0} (1 - U_{GS}/U_P) = \frac{2 \cdot I_D}{U_{GS} - U_P} = \frac{2 \cdot \sqrt{I_{DSS} \cdot I_D}}{|U_P|}$$

Volíme tvar, který nám u dané situace nejlépe vyhovuje.

Pro signálové změny v okolí pracovního bodu potom zjednodušeně platí ( $\Delta I_D \rightarrow i_D = i_s$ ;  $\Delta U_{GS} \rightarrow u_{GS}$ )

$$g_m \approx i_D / u_{GS} \quad (4.15)$$

nebo

$$u_{GS} = i_D / g_m = r_m \cdot i_D \quad (4.16)$$

kde

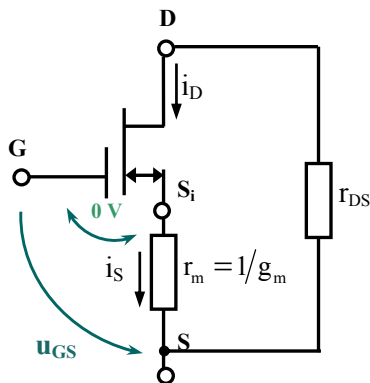
$$r_m = 1 / g_m \quad (4.17)$$

je signálový odpor ve vývodu S (FETu), který definuje strmost.

Diferenční (signálový) odpor mezi vývody S a D je určen vztahem (4.10), tedy pro signály platí ( $u_{GS} = konst$ )

$$r_{DS} = u_{DS} / i_D \quad (4.18)$$

Signálově prakticky vždy platí  $i_S = i_D$  a proudy protékají stejným směrem, proud  $i_G \rightarrow 0$ . Celý úbytek  $u_{GS}$  musí vzniknout na odporu  $r_m = 1/g_m$ , aby byla správně modelována skutečnost podle vztahu (4.15). Po nastavení vhodného pracovního bodu (P) potom platí pro všechny popsané struktury stejný signálový model na obr. 4.18.



Obr. 4.18: Obecné signálové schéma pro tranzistor FET,  $i_G = 0$ ,  
úbytek napětí mezi G a interním (nedostupným) vývodem  $S_i$  je nulový

V tomto modelu opravdu platí že (ideálně  $r_{DS} \rightarrow \infty$ )

$$i_S = i_D = u_{GS} / r_m = g_m \cdot u_{GS}$$

Neideální hodnotu  $r_{DS}$  odhadneme pomocí vztahu (4.18).

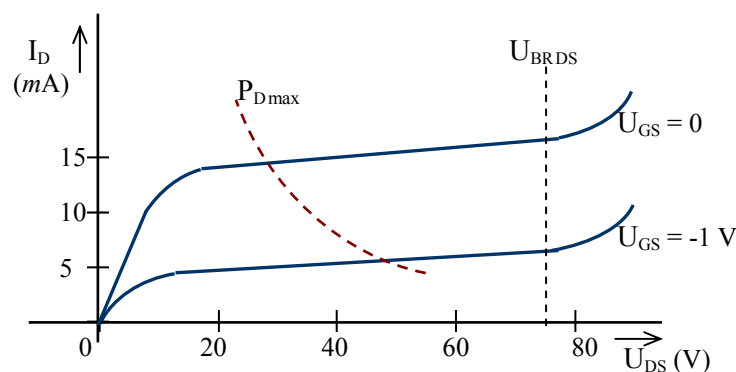
Všimněte si, že takto definovaný model FETu je shodný s modelem pro bipolární tranzistory, položíme-li jejich  $\beta \rightarrow \infty$  ( $i_b \rightarrow 0$ ).

## 4.10 Mezní parametry unipolárních tranzistorů

Mezní parametry tranzistorů JFET jsou ve výstupních charakteristikách definovány průrazným napětím přechodu D a G (u vývodu D). Toto napětí se často označuje  $U_{BRDS}$ . Dále je definováno napětí  $U_{BRGS}$ , a to při  $U_{DS} = 0$  a  $I_G = 1 \mu A$  – toto je mezní napětí mezi G a S. Proud přechodem G-S (je-li polarizován v propustném směru) nesmí překročit hodnotu  $I_{Gmax}$ . Omezena je i mezní výkonová ztráta – maximální ztrátový výkon

$$P_{Dmax} = U_{DS} \cdot I_D$$

viz obr. 4.19.



Obr. 4.19: Znázornění průrazného napětí  $U_{BRDS}$  ve výstupních charakteristikách (s růstem  $|U_{GS}|$  se  $U_{BRDS}$  snižuje o hodnotu  $|U_{GS}| - U_{GS}$  totiž polarizuje přechod G-D v závěrném směru)

Použité vrstvy dielektrika ( $SiO_2$ ) u MOS struktur jsou velmi tenké (50 nm). Proto již při malých hodnotách napětí dosahuje intenzita elektrického pole velkých hodnot, které mohou způsobit průraz dielektrika mezi G a S. K destrukci dielektrika stačí asi 30 V. Na kapacitě lidského těla (100 ÷ 300 pF) se za nepříznivých podmínek snadno indukuje statické napětí až 15 kV a to stačí ke zničení

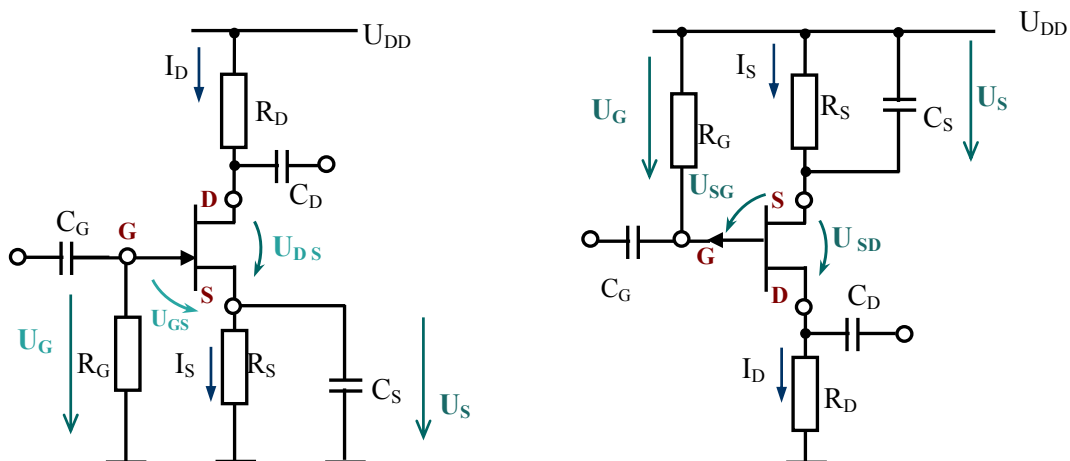
dielektrika (oxidu křemíku). Obvody se strukturou MOS jsou proto dodávány se zkratovými spojkami mezi vývody a s pokyny pro správnou manipulaci a montáž.

## 4.11 Nastavení pracovního bodu unipolárních tranzistorů

Chceme-li použít tranzistory pro zesílení signálu, musíme pracovní bod vždy nastavit do saturační oblasti (nezaměňovat se saturací u bipolárních tranzistorů), napětí  $U_{DS}$  musí být nyní větší než napětí  $U_{DSsat}$ . Platí vztahy (4.4) a vztahy z něj odvozené. Situace je poněkud složitější než u bipolárních tranzistorů.

### 4.11.1 Nastavení pracovního bodu JFETů

Předpokládejme JFET s kanálem typu N. Potom napětí  $U_{GS}$  musí být záporné. Snad nejjednodušší způsob je použití obvodu na obr. 4.20, kde záporné napětí vznikne automaticky na odporu  $R_S$ .



Obr. 4.20: Nastavení pracovního bodu pro tranzistor JFET

- s kanálem N
- s kanálem P

Pro běžně volené hodnoty  $R_G$  ( $500\text{ k}\Omega \div 1\text{ M}\Omega$ ) lze považovat napětí  $U_G = R_G \cdot I_G$  za nulové ( $I_G = 10\text{ pA} \rightarrow 1\text{ M}\Omega \cdot 10\text{ pA} = 10^6 \cdot 10^{-11} = 10^{-5}\text{ V} = 10\text{ }\mu\text{V}$ ). Pak  $U_{GS} = -R_S \cdot I_D$  (obr. 4.20b:  $U_{SG} = -U_{GS} = -R_S I_D$ ), takže potřebný odpor  $R_S$  je určen ze vztahu

$$R_S = -U_{GS}/I_D \quad (4.19)$$



#### Příklad 4.1 [5, 6]

Předpokládejme NJFET s parametry  $U_P = -3,5\text{ V}$ ,  $I_{DSS} = 10\text{ mA}$ . Pro JFETy se obvykle volí pracovní proud  $I_D = I_{DSS}/2 = 5\text{ mA}$ . Dále požadujeme  $U_{DS} = 5\text{ V}$  při napětí  $U_{DD} = 15\text{ V}$ . Určete  $R_S$  a  $R_D$ .

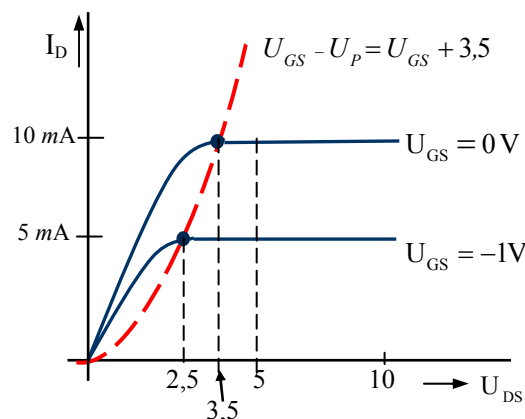
#### ✓ Řešení:

a) z rovnice (4.5) určíme potřebné napětí  $U_{GS}$ , prostým dosazením do vztahu

$$5 \cdot 10^{-3} = 10 \cdot 10^{-3} \cdot \left(1 - \frac{U_{GS}}{-3,5}\right)^2 \Rightarrow 1 + U_{GS}/3,5 = \pm 1/\sqrt{2}.$$

Odtud určíme, že  $U_{GS} = -1,025\text{ V}$  nebo  $-5,975\text{ V}$ . Fyzikální význam má pouze hodnota v intervalu  $0\text{ V}$  až  $U_P = -3,5\text{ V}$ . Pro menší hodnoty  $U_{GS}$  tedy  $U_{GS} < -3,5\text{ V}$  je proud  $I_D$  prakticky nulový.

Pokud by byly k dispozici výstupní charakteristiky NJFETu, zjistili bychom potřebné  $U_{GS}$  pro  $I_D = 5\text{ mA}$  při  $U_{DS} = 5\text{ V}$  přímo z nich – obr. 4.21.



Obr. 4.21: Kvalitativní znázornění charakteristiky  $I_D = f(U_{DS}, U_{GS} - \text{parametr})$  pro příklad 4.1.

b) Ze vztahu (4.19) nyní určíme  $R_S$

$$R_S = -U_{GS}/I_D = -(-1,025)/5 \cdot 10^{-3} = 205 \Omega$$

c) Aplikací 2. Kirchhoffova zákona určíme, že musí platit

$$U_{DD} = R_D I_D + U_{DS} + R_S I_D$$

odtud

$$R_D = (U_{DD} - U_{DS})/I_D - R_S = (15 - 5)/5 \cdot 10^{-3} - 205 = 1,795 \text{ k}\Omega.$$

Tím je pracovní bod určen.

#### Poznámka:

Při zvětšování hodnoty  $R_D$  stačí pro zachování stejného pracovního bodu pouze zvětšovat hodnotu napájecího napětí  $U_{DD}$ . Jak ukážeme později, vede růst hodnoty  $R_D$  i k růstu napěťového zesílení.



#### **Příklad 4.2**

Předpokládejme hodnoty  $R_D$  a  $R_S$  z příkladu 4.1 a uvažujme, že NJFET má nyní parametry:  $I_{DSS} = 12 \text{ mA}$ ,  $U_P = -4 \text{ V}$  (to může být běžný výrobní rozptyl u stejného typu tranzistoru). Jaký bude nyní pracovní bod v zapojení na obr. 4.20a ?

#### **Řešení:**

K řešení opět využijeme vztahy (4.19) a (4.5). Ze vztahu (4.19) vyplývá, že

$$U_{GS} = -R_S \cdot I_D = -205 \cdot I_D$$

Dosadíme do vztahu (4.5) – zatím obecně

$$I_D = I_{DSS} \left( 1 - \frac{-R_S \cdot I_D}{U_P} \right)^2$$

Po úpravách dostaneme vztah

$$\frac{(R_S \cdot I_D)^2}{U_P^2} + \left( \frac{2 \cdot R_S}{U_P} - \frac{1}{I_{DSS}} \right) \cdot I_D + 1 = 0 \quad (4.20)$$

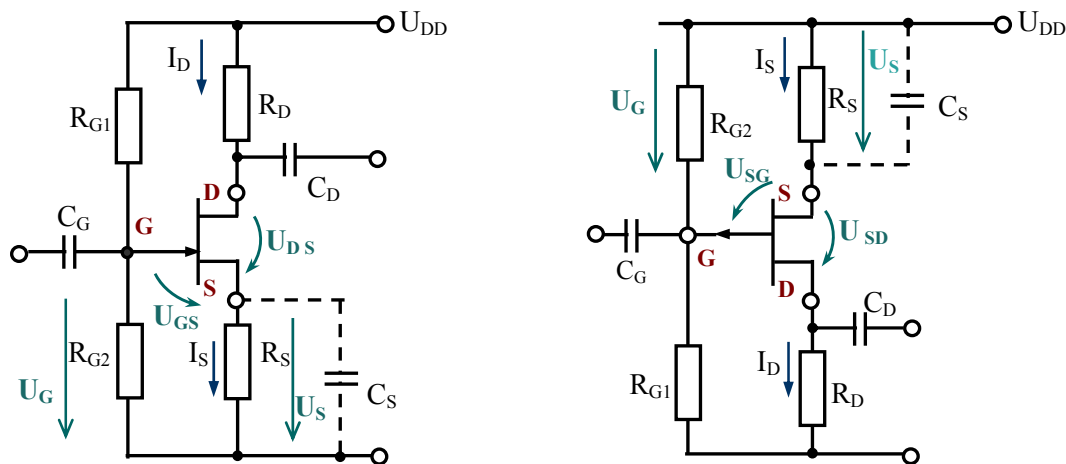
Dosadíme-li za  $U_P = -4 \text{ V}$  a  $R_S = 205 \Omega$ , zjistíme řešením kvadratické rovnice, že  $I_{D_1} = 5,869 \text{ mA}$  a  $I_{D_2} = 64,89 \text{ mA}$ . Smysl má pouze proud, který vytvoří na  $R_S$  úbytek napětí v intervalu  $0 \text{ V}$  až  $-U_P = 4 \text{ V}$ , tedy proud  $5,869 \text{ mA}$ . To představuje hodnotu pracovního proudu  $(5,689/5) \cdot 100 = 117\%$ , tedy odchylku  $+17\%$ , proti hodnotě  $5 \text{ mA}$ .

Z příkladu vyplývá, že nastavení pracovního bodu zapojení podle obr. 4.20 je velmi citlivé na změnu parametrů tranzistoru. To není v sériové výrobě elektronických obvodů výhodné. Proto se používá poněkud složitější zapojení s napěťovým děličem na vstupu (H-typ napájení) – obr. 4.22. "Platí se" zvětšením stejnosměrného úbytku napětí na odporu  $R_S$ , "méně napětí zbývá" na odpor  $R_D$ , a to není příliš výhodné.

Předpokládejme, že napětí (volíme)  $U_G$  na  $R_{G2}$  je 8 V. Máme opět JFET:  $U_P = -3,5$  V,  $I_{DSS} = 10$  mA. Požadujeme  $U_{DS} = 5$  V,  $I_D = 5$  mA. Proto i nyní musí platit ze vztahu (4.5)

$$5 \cdot 10^{-3} = 10 \cdot 10^{-3} \cdot \left(1 - \frac{U_{GS}}{-3.5}\right)^2 \Rightarrow U_{GS} = -1,025 \text{ V} \quad (\text{viz příklad 4.1})$$

(nebo ho opět získáme z výstupních charakteristik tranzistoru). Potom úbytek na odporu  $R_S$  – obr. 4.22 – je roven hodnotě (z 2. KZ)



Obr. 4.22: Nastavení pracovního bodu (H-typ) pro tranzistor JFET

- a) s kanálem N
- b) s kanálem P

$$U_{RS} = U_G - U_{GS} = 8 - (-1,025) = 9,025 \text{ V}$$

a musí platit

$$U_{RS} = R_S \cdot I_S = \left| \begin{matrix} I_S = I_D \end{matrix} \right| = R_S \cdot I_D$$

tedy

$$R_S = U_{RS} / I_D = 9,025 / 5 \cdot 10^{-3} = 1,805 \text{ k}\Omega.$$

Případné změny  $U_P$  jsou proti hodnotě 9,025 V relativně méně významné než tomu bylo „proti hodnotě 1,025 V“. Na větším odporu  $R_S$  vzniká silnější záporná zpětná vazba, ani změna hodnoty  $I_{DSS}$  nebude hrát takovou roli, jako tomu bylo v zapojení předchozím.



I nyní musí platit (2. KZ)

$$U_{DD} = R_D \cdot I_D + U_{DS} + R_S \cdot I_D$$

odtud

$$R_D = (U_{DD} - U_{DS}) / I_D - R_S$$

Zvolíme-li i nyní  $U_{DD}$  pouze 15 V, obdržíme

$$R_D = (15 - 5) / (5 \cdot 10^{-3}) - 1805 = 195 \Omega$$

(Tato hodnota není z hlediska zesílení vhodná, je malá) Zvolíme-li  $U_{DD} = 24$  V, dostaneme

$$R_D = (24 - 5) / (5 \cdot 10^{-3}) - 1805 = 1995 \Omega$$

Pro hodnotu  $U_{DD} = 24$  V určíme i  $R_{G_1}$  a  $R_{G_2}$ . Zvolme  $R_{G_2} = 1,5$  MΩ. Protože vstupní proud FETů je zanedbatelný, stačí počítat poměry v nezátíženém děliči, tedy

$$24 \cdot 1,5 \cdot 10^6 / (R_{G_1} + 1,5 \cdot 10^6) = 8$$

odtud

$$R_{G_1} = \frac{24 \cdot 1,5 \cdot 10^6}{8} - 1,5 \cdot 10^6 = 3 \cdot 10^6 = 3 \text{ M}\Omega$$

Co se stane nyní při změně parametrů tranzistoru na  $U_P = -4$  V,  $I_{DSS} = 12$  mA? Opět musí platit vztah (4.5), ale dosazujeme do něj za

$$U_{GS} = U_G - R_S \cdot I_D = 8 - 1805 \cdot I_D \quad (4.21)$$

Po úpravách dostaneme

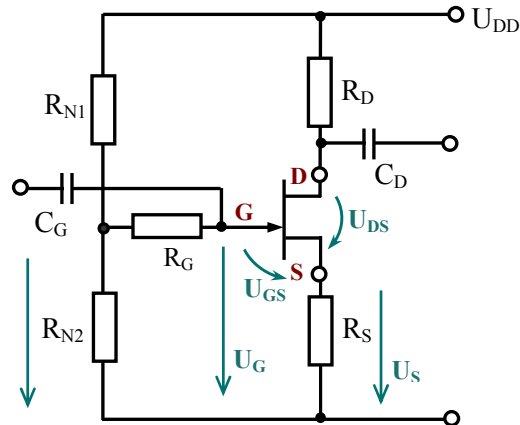
$$\frac{(R_S \cdot I_D)^2}{U_P^2} + 2 \cdot \left(1 - \frac{U_G}{U_P}\right) \cdot \frac{R_S \cdot I_D}{U_P} - \frac{I_D}{I_{DSS}} + \left(1 - \frac{U_G}{U_P}\right)^2 = 0 \quad (4.22)$$

Pro  $U_G = 0$  přechází tento vztah ve vztah (4.20), ten je tedy pouze speciálním případem vztahu (4.22). Pro zvolené poměry dostaneme ze vztahu (4.22)

$$203401 \cdot I_D^2 - 2789,3 \cdot I_D + 9 = 0$$

Fyzikální smysl má řešení  $I_D = 5,19$  mA, což je změna pouze o 3,8 % proti základní hodnotě 5 mA.

Stejným způsobem můžeme řešit napájecí obvod na obr. 4.23, kde napětí  $U_G$  vytvoříme „nízkoimpedančním děličem“  $R_{N_1}$ ,  $R_{N_2}$  a vysoký vstupní odpor zaručíme zařazením  $R_G$  (1 MΩ), na kterém nevzniká prakticky žádný úbytek napětí – díky malým hodnotám  $I_G$ .



Obr. 4.23: Úprava zapojení z obr. 4.22

### 4.11.2 Nastavení pracovního bodu tranzistoru DMOSFET (se zabudovaným kanálem)

Pracovní bod tranzistoru DMOSFET může být nastaven stejným způsobem jako u tranzistoru JFET. Je-li pracovní bod v „ochuzovacím módu“ (depletion,  $U_{GS} < 0$  pro N kanál), lze použít zapojení na obr. 4.20 (ale i na obr. 4.22 a obr. 4.23).

Nebo je možné v obr. 4.20 vypustit odpor  $R_S$  a tranzistory pracují s napětím  $U_{GS} = 0$ , tedy s proudem  $I_D = I_S = I_{DSS}$ .

Nebo je možné nastavit pracovní bod do oblasti obohacovacího módu (enhancement) a napětí  $U_{GS} > 0$  pro N kanál zajistíme opět zapojením podle obr. 4.22 nebo 4.23.

### 4.11.3 Nastavení pracovního bodu tranzistoru EMOSFET (s indukovaným kanálem)

Zapojení na obr. 4.20 nemůžeme použít, protože potřebujeme napětí  $U_{GS} > 0$  (pro kanál typu N). Toto můžeme zajistit v zapojení podle obr. 4.22 (i při  $R_S = 0$ ), protože v saturační oblasti jsou všechny tranzistory FET (přibližně) popsány stejným vztahem (4.4) – viz kapitola 4.1.8

([3]–str. 93 ÷ 95; [4]–str. 70; [2]–str. 171). Pouze u zabudovaného kanálu však lze konstantu  $K$  popsat pomocí  $I_{DSS}$ .



### Příklad 4.3

Na obr. 4.24 je použit EMOSFET (N), předpokládáme parametry tranzistoru:  $U_P = 2 \text{ V}$ ,  $K = 3 \text{ mA/V}^2$ . Napájecí napětí zvolíme  $U_{DD} = 10 \text{ V}$ ,  $R_S = 100 \Omega$  a  $R_D = 1 \text{ k}\Omega$ . Určete  $R_{G1}$  a  $R_{G2}$  tak, aby pracovní proud byl  $I_D = 5 \text{ mA}$ .

#### Řešení:

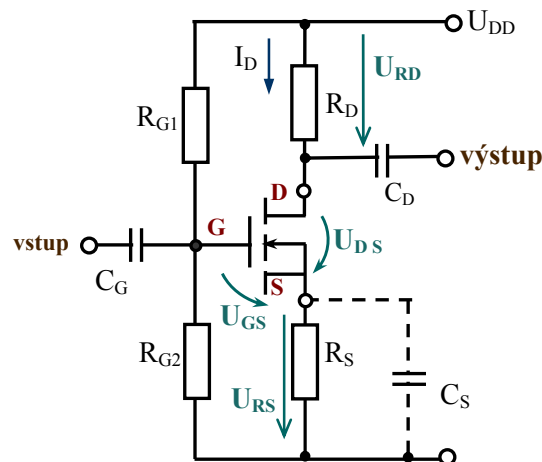
Pro  $I_D = 5 \text{ mA}$  je  $U_{RD} = 10^3 \cdot 5 \cdot 10^{-3} = 5 \text{ V}$

$$U_{RS} = 100 \cdot 5 \cdot 10^{-3} = 0,5 \text{ V}$$

$$U_{DS} = U_{DD} - U_{RD} - U_{RS} = 4,5 \text{ V}.$$

Dále

$$I_D = K \cdot (U_{GS} - U_P)^2 \quad \Rightarrow \quad 5 \cdot 10^{-3} = 3 \cdot 10^{-3} \cdot (U_{GS} - 2)^2.$$



Obr. 4.24: Nastavení pracovního bodu u tranzistoru EMOSFET (N)

Po úpravách určíme výpočtem:

$$\frac{5}{3} = (U_{GS} - 2)^2 \Rightarrow \pm \sqrt{\frac{5}{3}} = U_{GS} - 2 \Rightarrow U_{GS1,2} = 2 \pm \sqrt{\frac{5}{3}} = \begin{cases} 3,28 \text{ V} \\ 0,72 \text{ V} \end{cases}$$

Fyzikální smysl má  $U_{GS} > U_P = 2 \text{ V}$  tj.  $U_{GS} = U_{GS1} = 3,28 \text{ V}$ . Při  $U_{GS} = U_{GS2} = 0,72 \text{ V}$  by byl proud  $I_D$  roven nule.

Napětí  $U_{GS}$  lze také určit z výstupních charakteristik daného tranzistoru.

Z 2. KZ můžeme podle obr. 2.5.24 sestavit rovnici:

$$U_G = U_{GS} + R_S I_D = 3,28 + 100 \cdot 5 \cdot 10^{-3} = 3,78 \text{ V.}$$

Protože proud do hradla  $G$  je prakticky roven nule, stačí dopočítat nezatížený dělič  $R_{G_1}$  a  $R_{G_2}$

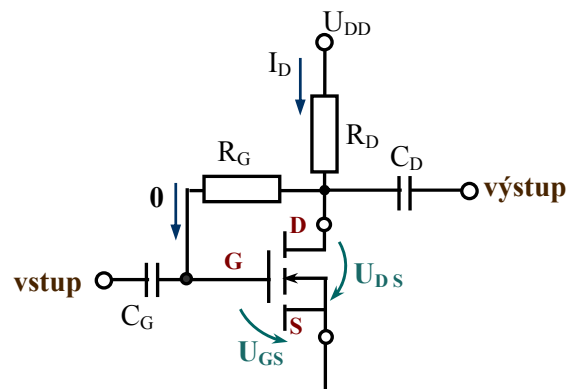
Musí platit

$$\frac{U_{DD} \cdot R_{G_2}}{R_{G_1} + R_{G_2}} = U_G = 3,78 \text{ V.}$$

Máme jednu rovnici a dvě neznámé ( $R_{G_1}$  a  $R_{G_2}$ ), proto jednu musíme zvolit – např.  $R_{G_2} = 1,5 \text{ M}\Omega$ .  
Potom dosazením do výše uvedeného vztahu a úpravou dostaneme:

$$R_{G_1} = R_{G_2} \cdot \left( \frac{U_{DD}}{U_G} - 1 \right) = R_{G_2} \cdot \left( \frac{10}{3,78} - 1 \right) = 1,5 \cdot 10^6 \cdot 1,65 = 2,475 \text{ M}\Omega.$$

Jiné možné nastavení pracovního bodu pro tranzistor EMOSFET(N) je na obr. 4.25.



Obr. 4.25: Nastavení pracovního bodu tranzistoru EMOSFET (N) pomocí odporu  $R_G$  mezi  $D$  a  $S$

Proud hradlem  $G$  můžeme zanedbat  $\Rightarrow U_{DS} = U_{GS}$ . Pro správnou funkci EMOSFETu(N) v saturační oblasti musí platit:

$$U_{GS} = U_{DS} > U_{DSsat} = U_{GS} - U_P$$

a také

$$U_{GS} = U_{DS} > U_P.$$



#### Příklad 4.4

Mějme EMOSFET(N), pro který platí  $K = 0,5 \text{ mA/V}^2$ ,  $U_P = 2 \text{ V}$ . Na obr. 4.25 je  $R_D = 1,5 \text{ k}\Omega$ . Dopočítejte napájecí napětí  $U_{DD}$  tak, aby platilo, že  $U_{DS} = U_{DD}/2$  a tranzistor byl ve vhodném pracovním bodu.

**☑ Řešení:**

Zvolíme vhodnou hodnotu  $R_G = 470 \text{ k}\Omega$ . Platí  $U_{GS} = U_{DS}$ ,  $U_{DD} = R_D \cdot I_D + U_{DS}$ . Pro  $U_{DS} = U_{DD}/2$  proto platí  $I_D = (U_{DD}/2)/R_D = (U_{DD}/2)/(1,5 \cdot 10^3)$ . V saturační oblasti platí

$$I_D = K \cdot (U_{GS} - U_P)^2$$

tzn.

$$\frac{U_{DD}}{2 \cdot R_D} = K \cdot (U_{GS} - U_P)^2 \Rightarrow$$

$$U_{DD}^2 - U_{DD} \cdot \left( 4 \cdot U_P + \frac{2}{K \cdot R_D} \right) + 4 \cdot U_P^2 = 0 \quad (4.23)$$

Po dosazení dostaneme

$$U_{DD}^2 - U_{DD} \cdot \left( 4 \cdot 2 + \frac{2}{5 \cdot 10^{-4} \cdot 1,5 \cdot 10^3} \right) + 4 \cdot 2^2 = 0$$

$$U_{DD}^2 - 10,7 \cdot U_{DD} + 16 = 0$$

Řešením kvadratické rovnice získáme dvě napětí –  $U_{DD_1} = 8,903 \text{ V}$  a  $U_{DD_2} = 1,797 \text{ V}$ . Druhé řešení  $U_{DD_2} = 1,797 \text{ V}$  nemá smysl, protože je to menší hodnota než  $U_P = 2 \text{ V}$ .

Nyní určíme, že

$$I_D = (8,903/2)/1,5 \cdot 10^3 = 2,97 \text{ mA}$$

$$U_{DS} = U_{GS} = U_{DD} - R_D \cdot I_D = 8,903 - 1,5 \cdot 10^3 \cdot 2,97 \cdot 10^{-3} = 4,448 \text{ V} = U_{GS}$$

Nyní můžeme zkontrolovat  $I_D$  pro dané  $U_{GS}$ :

$$I_D = 5 \cdot 10^{-4} \cdot (4,448 - 2)^2 = 2,996 \text{ mA}.$$

Toto je dobrá shoda s výchozími předpoklady.

Musíme zkontrolovat i „saturační oblast“:  $U_{DSsat} = U_{GS} - U_P = 4,448 - 2 = 2,448 \text{ V}$ . Při  $U_{DS} = U_{GS} = 4,5 \text{ V}$  je tranzistor v saturační oblasti, vztah pro výpočet  $I_D$  byl použit oprávněně ( $U_{DS} = 4,5 \text{ V} \rangle U_{DSsat} = 2,48 \text{ V}$ ).



### Příklad 4.5

Jaký pracovní bod se nastaví v zapojení na obr. 4.25, je-li  $K = 0,4 \text{ mA/V}^2$ ,  $U_P = 2 \text{ V}$  a  $U_{DD} = 9 \text{ V}$ ,  $R_G = 470 \text{ k}\Omega$  a  $R_D = 1,5 \text{ k}\Omega$ ?

**☑ Řešení:**

Stále platí:  $U_{GS} = U_{DS} = U_{DD} - R_D \cdot I_D$

$$I_D = K \cdot (U_{GS} - U_P)^2 = K \cdot (U_{DD} - R_D \cdot I_D - U_P)^2$$

Po úpravách dostaneme vztah

$$R_D^2 \cdot I_D^2 - [2 \cdot R_D \cdot (U_{DD} - U_P) + 1/K] \cdot I_D + (U_{DD} - U_P)^2 = 0 \quad (4.24)$$

Pro dané podmínky dostáváme ze vztahu (4.24) výraz

$$2,25 \cdot 10^6 \cdot I_D^2 - (2,1 \cdot 10^4 + 2,5 \cdot 10^3) \cdot I_D + 49 = 0$$

a řešením kvadratické rovnice získáme hodnoty  $2,878 \cdot 10^{-3} \text{ A}$  a  $7,566 \cdot 10^{-3} \text{ A}$ . Fyzikální smysl má hodnota  $I_D = 2,878 \text{ mA}$  (proud  $I_D = 7,566 \text{ mA}$  by vyvolal na  $R_D$  větší úbytek napětí než je napětí  $U_{DD}$ ). Nyní už lze určit napětí  $U_{DS}$  tedy i  $U_{GS}$ :

$$U_{GS} = U_{DS} = U_{DD} - R_D \cdot I_D = 9 - 1,5 \cdot 10^3 \cdot 2,878 \cdot 10^{-3} = 4,683 \text{ V}.$$

Pro kontrolu:

$$I_D = K \cdot (U_{GS} - U_P)^2 = 0,4 \cdot 10^{-3} \cdot (4,683 - 2)^2 = 2,789 \text{ mA}$$

což je dobrá shoda.



#### Příklad 4.6

Jaký pracovní bod se nastaví v zapojení na obr. 4.24, jsou-li dány vlastnosti tranzistoru EMOSFET(N)  $K = 3,5 \text{ mA/V}^2$ ,  $U_P = 1,8 \text{ V}$  a je zadáno  $U_{DD} = 10 \text{ V}$ ,  $R_S = 100 \Omega$ ,  $R_D = 1 \text{ k}\Omega$  a  $R_{G_1} = 2,5 \text{ M}\Omega$ ,  $R_{G_2} = 1,5 \text{ M}\Omega$ ?

**☑ Řešení:**

Předpokládejme, že tranzistor zůstane v saturační oblasti a platí vztah  $I_D = K \cdot (U_{GS} - U_P)^2$ . Dále platí vztah  $U_{GS} = U_G - R_S \cdot I_D$ , kde  $U_G = U_{DD} \cdot R_{G_2} / (R_{G_1} + R_{G_2}) = 3,75 \text{ V}$ . Takže musí platit

$$I_D = K \cdot (U_G - R_S \cdot I_D - U_P)^2$$

dosazením a úpravami získáme vztah

$$R_S^2 \cdot I_D^2 - [2 \cdot R_S \cdot (U_G - U_P) + 1/K] \cdot I_D + (U_G - U_P)^2 = 0 \quad (4.25)$$

Pro zadané podmínky získáme kvadratickou rovnici

$$10^4 \cdot I_D^2 - (390 + 285,7) \cdot I_D + 3,802 = 0$$

a řešením kvadratické rovnice získáme hodnoty  $6,193 \cdot 10^{-3} \text{ A}$  a  $61,37 \cdot 10^{-3} \text{ A}$ . Fyzikální smysl má hodnota  $I_D = 6,193 \text{ mA}$ . Nyní můžeme určit, že:

$$R_S I_D = 0,619 \text{ V}$$

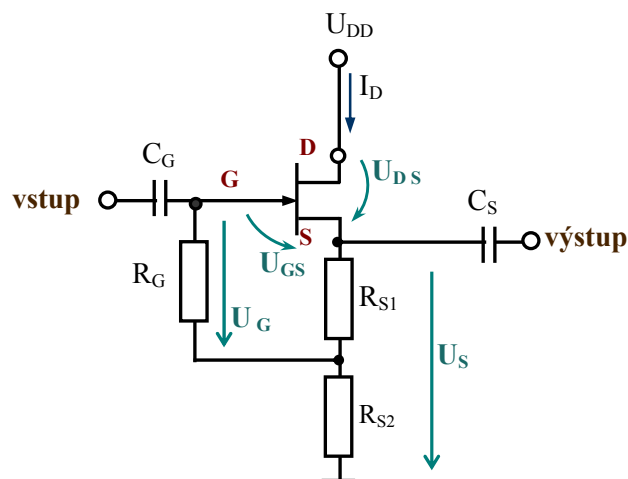
$$U_{DS} = U_{DD} - (R_D + R_S) \cdot I_D = 10 - 1,1 \cdot 10^3 \cdot 6,193 \cdot 10^{-3} = 3,19 \text{ V}$$

$$U_{GS} = U_G - R_S \cdot I_D = 3,75 - 0,619 = 3,131 \text{ V}$$

$$U_{DSsat} = U_{GS} - U_P = 3,131 - 1,8 = 1,331 \text{ V} < 3,19 \text{ V} \Rightarrow \text{pracovní bod leží skutečně v saturační oblasti (vstupní předpoklady jsou správné)}$$

#### 4.11.4 Nastavení pracovního bodu sledovače napětí

Zapojení sledovače napětí s tranzistorem JFET(N) – nebo DMOSFET – je na obr. 4.26 [2].



Obr. 4.26: Sledovač napětí

Předpokládejme, že proud hradlem  $G$  je prakticky nulový a proto  $U_G = 0$ . Potom platí jednoduchý vztah

$$U_{GS} = -R_{S1} \cdot I_D$$

Jestliže se tranzistor nachází v saturační oblasti, musí platit

$$I_D = I_{DSS} \cdot \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P}\right)^2 = I_{DSS} \cdot \left(1 + \frac{R_{S_1} \cdot I_D}{U_P}\right)^2 \quad (4.26)$$

Úpravou vztahu (4.26) získáme vztah:

$$R_{S_1}^2 \cdot \frac{I_D^2}{U_P^2} + 2 \cdot R_{S_1} \cdot \frac{I_D}{U_P} + 1 - \frac{I_D}{I_{DSS}} = 0 \quad (4.27)$$

(porovnej se vztahem (4.20)).

Velmi často se volí  $I_D = I_{DSS}/2$ , obecně  $I_D = k \cdot I_{DSS}/2$ , kde  $k < 1$  (pro JFET). Potom ze vztahu (4.27) dostaneme

$$k^2 \cdot R_{S_1}^2 \cdot \frac{I_{DSS}^2}{U_P^2} + 2 \cdot k \cdot R_{S_1} \cdot \frac{I_{DSS}}{U_P} + 1 - k = 0 \quad (4.28)$$

Nyní už můžeme určit potřebnou hodnotu  $R_{S_1}$  (tranzistor,  $R_G$  a  $R_{S_1}$  lze potom považovat za zdroj proudu  $I_D = k \cdot I_{DSS}$ ):

$$R_{S_{a,b}} = \frac{U_P}{k \cdot I_{DSS}} \cdot (-1 \pm \sqrt{k}) \quad (4.29)$$

Správnou hodnotu  $I_D = k \cdot I_{DSS}$  definuje vztah

$$R_{S_1} = -\frac{U_P}{k \cdot I_{DSS}} \cdot (1 - \sqrt{k}) \quad (4.30)$$

Platí  $R_{S_1} > 0$  (pro N kanál platí  $U_P < 0$ , tedy  $-U_P > 0$ ). Určíme:

$$U_{GS} = -R_{S_1} \cdot I_D = -R_{S_1} \cdot k \cdot I_{DSS} = -\left[-\frac{U_P}{k \cdot I_{DSS}} \cdot (1 - \sqrt{k})\right] \cdot k \cdot I_{DSS} = U_P \cdot (1 - \sqrt{k}) \quad (4.31)$$

To je správná hodnota, protože v pracovní oblasti musí platit<sup>7)</sup>

$$|U_{GS}| < |U_P| \quad (\text{tedy } U_{GS} > U_P < 0).$$

Aby byl tranzistor v oblasti saturace, musí platit

<sup>7)</sup> Správnost odvození můžeme ověřit i dosazením z (4.31) do (4.26):

$$I_D = I_{DSS} \cdot \left[1 - \frac{U_P \cdot (1 - \sqrt{k})}{U_P}\right]^2 = I_{DSS} \cdot [1 - 1 + \sqrt{k}]^2 = k \cdot I_{DSS}.$$

A toto je správně.



$$U_{DS} > U_{GS} - U_P = U_P \cdot (1 - \sqrt{k} - U_P) = -U_P \cdot \sqrt{k}$$



### Příklad 4.7

Určete  $R_{S_1}$  pro:  $U_P = -3 \text{ V}$ ,  $I_{DSS} = 10 \text{ mA}$ ,  $k = 0,5$  ( $I_D = 0,5 \cdot I_{DSS} = 5 \text{ mA}$ )

✓ **Řešení:**

$$R_{S_1} = -\frac{U_P}{k \cdot I_{DSS}} \cdot (1 - \sqrt{k}) = -\frac{-3}{0,5 \cdot 10^{-2}} \cdot (1 - \sqrt{0,5}) = 175,7 \Omega$$

(pro  $k = 0,4$  dostaneme  $R_{S_1} = 275,7 \Omega$ ,  $k = 0,6$  dostaneme  $R_{S_1} = 112,7 \Omega$ ).

Máme-li například  $U_{DD} = 10 \text{ V}$  (obr. 4.26) a volíme  $U_{DS} = 5 \text{ V}$ , potom musí platit při  $R_{S_1} = 176 \Omega$  ( $I_D = 5 \text{ mA}$ ), že napětí  $U_S = I_D \cdot (R_{S_1} + R_{S_2}) \Rightarrow 5 = (176 + R_{S_2}) \cdot 5 \cdot 10^{-3}$ .

Odtud dostaneme  $R_{S_2} = \frac{5}{5 \cdot 10^{-3}} - 176 = 824 \Omega$ .

Kdybychom na obr. 4.26 zařadili i odpor  $R_D$  do vývodu  $D$ , pořád zůstane (při  $R_{S_1} = 176 \Omega$ ) zachován proud  $I_D = 5 \text{ mA}$ . Zvolme například  $R_D = 3,3 \text{ k}\Omega$  a dopočítejme teď potřebné napájecí napětí:

$$\begin{aligned} U_{DD} &= I_D \cdot (R_{S_1} + R_{S_2}) + U_{DS} + R_D \cdot I_D = (R_{S_1} + R_{S_2} + R_D) \cdot I_D + U_{DS} = \\ &= 21,5 + U_{DS} = \left|_{U_{DS} = 5 \text{ V}} \right| = 26,5 \text{ V} . \end{aligned}$$

Poznámka:

Z výše uvedeného vyplývá, že práce s tranzistory FE je obtížnější než s bipolárními tranzistory. Pracovní proud se obvykle volí  $I_D = I_{DSS}/2$  (JFETy) až  $I_{DSS}$  (DMOSFETy) – tzn., že záleží na konkrétním tranzistoru. Ale máme k dispozici obrovské vstupní odpory.

Jiné vlastnosti, jak bude níže ukázáno, jsou již méně výhodné.

## 4.12 Základní zapojení s FETy

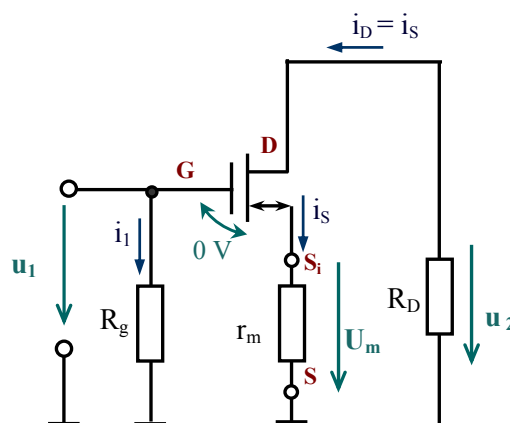
Základní zapojení již byla do jisté míry popsána při zkoumání pracovního bodu.

### 4.12.1 Zapojení SS

Zapojení SS s tranzistorem JFET je na obr. 4.20a nebo na obr. 4.22, obr. 4.23 – přemostí-li se  $R_S$  kapacitou  $C_S$  tak velkou, že představuje zkrat pro signály. Ideální napájecí zdroj napětí představuje pro signály také zkrat – jeho vnitřní odpor je roven nule.

Zapojení SS s tranzistorem EMOSFET(N) je na obr. 4.24 (opět musíme přemostit  $R_S$  vhodným kondenzátorem  $C_S$ ) nebo na obr. 4.25.

Pro uvedené obvody, kromě obvodu na obr. 4.25, platí signálové schéma uvedené na obr. 4.27 – s využitím obecného signálového modelu z obr. 4.18 ( $r_{DS}$  zanedbejte, všechny kapacity představují zkrat).



Obr. 4.27: Obecné signálové schéma pro zapojení SS s tranzistorem FET

Z hlediska signálu se na vstupu zesilovače uplatňuje odpor  $R_g$ , který je roven odporu  $R_G$  (obr. 4.20a, obr. 4.23) nebo paralelní kombinaci  $R_{G_1}$ ,  $R_{G_2}$  (obr. 4.22a, obr. 4.24).

Na základě ideálního modulu určíme, že  $u_m = u_1$  (mezi  $G$  a interním vývodem  $S_i$  je již nulový úbytek napětí), proto

$$i_S = u_m / r_m = u_1 / r_m = g_m u_1 \quad (4.32)$$

$$i_D = i_S = g_m u_1 \quad (4.33)$$

$$u_2 = -i_D \cdot R_D = -g_m \cdot R_D \cdot u_1 \quad (4.34)$$

tedy napěťové zesílení je

$$A_{USS} = u_2 / u_1 = -g_m \cdot R_D \quad (4.35)$$

Vstupní odpor je určen pouze hodnotou  $R_g$ .

Výstupní odpor určíme pomocí Théveninova teorému.

Napětí naprázdno je dáno přímo vztahem (4.34)

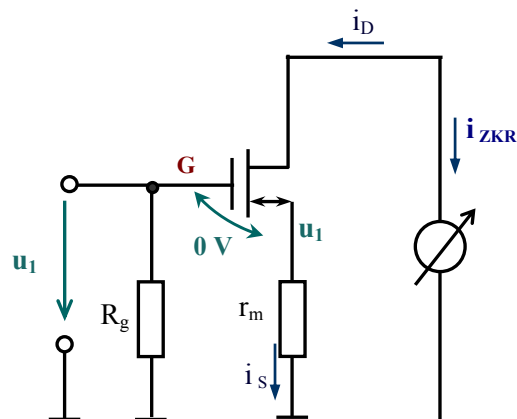
$$u_{2n} = -g_m \cdot R_D \cdot u_1$$

Zkratový proud určíme z poměrů na obr. 4.28. Platí:

$$i_{ZKR} = -i_D = \left| i_D = i_S; i_S = g_m \cdot u_1 \right| = -g_m \cdot u_1.$$

Teď již můžeme určit výstupní odpor:

$$R_{out} = \frac{u_{2n}}{i_{ZKR}} = \frac{-g_m \cdot R_D \cdot u_1}{-g_m \cdot u_1} = R_D \quad (4.36)$$



Obr. 4.28: Signálový model pro určení zkratového proudu  $i_{ZKR}$



### Příklad 4.8

Určete napěťové zesílení  $A_{U_{SS}}$ . Předpokládejte NJFET z příkladu 4.1 – s parametry  $U_P = -3,5 \text{ V}$ ,  $I_{DSS} = 10 \text{ mA}$  a pracovní bod  $U_{GS} = -1,025 \text{ V}$ ,  $I_D = I_{DSS}/2 = 5 \text{ mA}$ ,  $R_S = 205 \Omega$ ,  $R_D = 1,795 \text{ k}\Omega$  a  $U_{DD} = 15 \text{ V}$ .

**☑ Řešení:**

Ze vztahu (4.14) obdržíme

$$g_m = -2 \cdot \frac{I_{DSS}}{U_P} \left( 1 - \frac{U_{GS}}{U_P} \right) = -2 \cdot \frac{10^{-2}}{-3,5} \left( 1 - \frac{1,025}{-3,5} \right) = 4,04 \text{ mA/V}.$$

Stejný výsledek obdržíme i ze vztahu (4.14b):  $g_m = 2 \cdot \sqrt{\frac{I_D \cdot I_{DSS}}{U_P^2}} = 4,04 \text{ mA/V}.$

Ze vztahu (4.35) určíme napěťové zesílení  $A_{U_{SS}}$ :

$$A_{U_{SS}} = u_2/u_1 = -g_m \cdot R_D = -4,04 \cdot 10^{-3} \cdot 1,795 \cdot 10^3 = -7,25.$$

Pro zapojení na obr. 4.25 platí signálové schéma uvedené na obr. 4.29 (opět zanedbáváme  $r_{DS}$ ).

Předpokládáme, že odpor  $R_G$  je tak velký, že platí  $i_1 \ll i_2$  a proto  $i_2 \approx i_D = i_S$ . Opět platí:

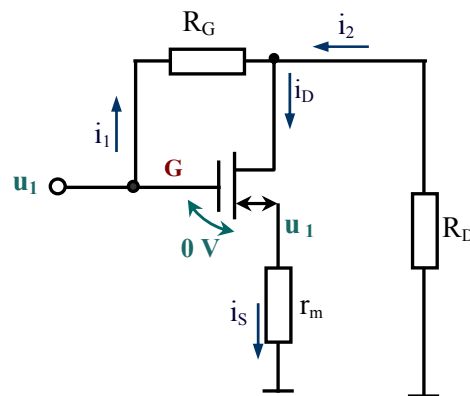
$$i_S = u_1/r_m = g_m \cdot u_1 \quad (4.37)$$

a proto

$$u_2 \approx -R_D \cdot i_D = -g_m \cdot R_D \cdot u_1$$

a napěťové zesílení je

$$A_{U_{SS}} = u_2/u_1 = -g_m \cdot R_D \quad (4.38)$$



Obr. 4.29: Obecné signálové schéma zapojení z obr. 4.25

Ted' můžeme určit proud  $i_1$ :

$$i_1 = (u_1 - u_2)/R_G = [u_1 - (-g_m \cdot R_D \cdot u_1)]/R_G$$

tedy

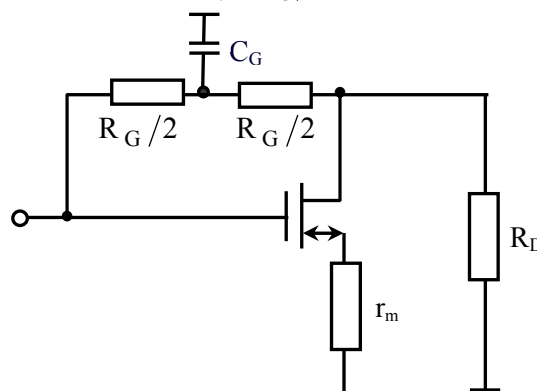
$$i_1 = u_1 \cdot \frac{1 + g_m \cdot R_D}{R_G} \quad (4.39)$$

Ekvivalentní vstupní odpor (proti referenčnímu uzlu)  $R_i$  tedy je

$$R_i = u_1/i_1 = R_G/(1 + g_m \cdot R_D) \quad (4.40)$$

Odpor  $R_G$  ve zpětné vazbě (z výstupu  $u_2$  na vstup  $u_1$ ) se jeví jako podstatně menší – Millerův jev. Proto může být výhodnější zpětnou vazbu „rozpojit“ (pro signál) – viz obr. 4.30.

V tomto případě je vstupní odpor  $R_i \approx R_G/2$ , což je určitě lepší stav, než popisuje vztah (4.40).

Obr. 4.30: Rozdělení odporu  $R_G$  vede k rozpojení zpětné vazby

**Příklad 4.9**

Určete ekvivalentní vstupní odpor  $R_i$  a napětové zesílení pro hodnoty z příkladu – 4.4

$$(K = 0,5 \text{ mA/V}^2, U_P = 2 \text{ V}, R_D = 1,5 \text{ k}\Omega, R_G = 470 \Omega, I_D = 3 \text{ mA})$$

**✓ Řešení:**

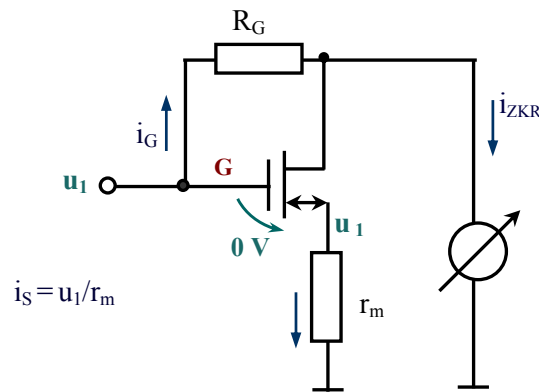
Dostaneme

$$g_m = 2 \cdot \sqrt{K \cdot I_D} = 2 \cdot \sqrt{0,5 \cdot 10^{-3} \cdot 3 \cdot 10^{-3}} = 2,45 \text{ mA/V}$$

$$A_{USS} \approx -2,45 \cdot 10^{-3} \cdot 1,5 \cdot 10^{-3} = -3,675$$

$$R_i = u_1 / i_1 = R_G / (1 + g_m \cdot R_D) = 470 \cdot 10^3 / (1 + 3,675) = 100,5 \text{ k}\Omega$$

Výstupní odpor zjistíme z napětí naprázdno  $u_{2n} = -g_m \cdot R_D \cdot u_1$  a zkratového proudu  $i_{ZKR}$  – obr. 4.31.



Obr. 4.31: Určení zkratového proudu pro obvod z obr. 4.29

Platí

$$i_s = u_1 / r_m = g_m \cdot u_1, \quad i_G = u_1 / R_G$$

a (z I. KZ)

$$i_{ZKR} = -i_s + i_G = -g_m \cdot u_1 + u_1 / R_G.$$

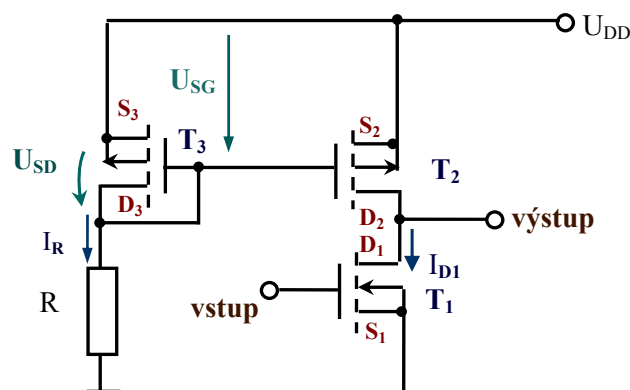
Proto je výstupní odpor  $R_{out}$

$$R_{out} = \frac{u_{2n}}{i_{ZKR}} = \frac{-g_m \cdot R_D \cdot u_1}{u_1 \cdot (-g_m + 1/R_G)} = \frac{R_D}{1 - r_m/R_G} \approx R_D \quad (4.41)$$

## 4.12.2 Zapojení SS se zdroji proudu

Z odvozených vztahů vyplývá, že pro běžné napájecí napětí  $U_{DD}$  dosahují struktury s tranzistory FET relativně malé hodnoty napěťového zesílení – mnohem menší než bipolární tranzistory za srovnatelných podmínek. Díky malým hodnotám  $g_m$  ( $g_m = 1/r_m$ ) je nutné zapojovat velké hodnoty  $R_D$ , to však vede (při dané hodnotě  $I_D$ ) k potřebě velkých hodnot napájecího napětí  $U_{DD}$ .

Zapojíme-li místo  $R_D$  zdroj proudu, je možné dosáhnout i s tranzistory FET velkého napěťového zesílení. Příklad zapojení [3] s tranzistory EMOSFET(N) –  $T_1$  a proudovým zrcadlem s EMOSFET(P) –  $T_3, T_4$  – je na obr. 4.32.



Obr.4.32: Zesilovač SS ( $T_1$ ) se zdrojem proudu v  $D_1$ .

Proud  $I_R$  je definován odporem  $R$ . Proudové zrcadlo by mělo pracovat v saturační oblasti. Předpokládáme  $T_2, T_3$  identických vlastností ( $K; U_P < 0 - P$  kanál indukovaný). Potom je proud  $I_R$  tranzistory  $T_2, T_3$  stejný a platí ( $I_R \equiv I_D$ )

$$I_R = K \cdot (U_{GS} - U_P)^2.$$

Současně platí

$$R \cdot I_R + U_{SG} = U_{DD}$$

$$U_{SG} = U_{DD} - R \cdot I_R$$

$$U_{GS} = -U_{DD} + R \cdot I_R = -(U_{DD} - R \cdot I_R)$$

Nyní již můžeme určit  $I_R$  jako funkci  $R$ , dosazením do předchozího vztahu pro  $I_R$  za  $U_{GS}$ . Po úpravách dostaneme vztah

$$R^2 I_R^2 - [2R \cdot (U_{DD} + U_P) + 1/K] \cdot I_R + (U_{DD} + U_P)^2 = 0 \quad (4.42)$$



### Příklad 4.10

Určete proud  $I_R$ , diferenční strmost a napěťové zesílení pro zapojení z obr. 4.32 – platí:

$K = 2 \text{ mA/V}^2$ ,  $U_P = -2 \text{ V}$ ,  $R = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $U_{DD} = 12 \text{ V}$ , Earlyho napětí  $U_A = 150 \text{ V}$ .

#### ✓ Řešení:

Po dosazení do vztahu (4.42) dostaneme

$$10^8 \cdot I_R - 200500 \cdot I_R + 100 = 0 \quad \Rightarrow \quad I_{R_1} = 0,93 \text{ mA}$$

$$I_{R_2} = 1,073 \text{ mA}$$

$$U_R = R \cdot I_{R_2} = 10^4 \cdot 1,073 \cdot 10^{-3} = 10,73 \text{ V}$$

a napětí

$$U_{SG} = U_{DD} - R \cdot I_{R_2} = 12 - 10,73 = 1,27 \text{ V}$$

a to je hodnota nižší než  $|U_P| = 2 \text{ V}$  (kanál by se vůbec nenaindukoval).

Fyzikální smysl má tedy  $I_R = I_{R_1} = 0,93 \text{ mA}$ ,  $U_{SG} = U_{DD} - R \cdot I_R = 12 - 9,3 = 2,7 \text{ V}$  – a to je v saturační oblasti.

Předpokládejme pro jednoduchost, že i  $T_1$  má  $K = 2 \text{ mA/V}^2$ ,  $U_P = 2 \text{ V}$  (indukovaný kanál N). Potom při  $I_{D_1} = I_{R_1} = 0,93 \text{ mA}$  je

$$g_m = 2 \cdot \sqrt{K \cdot I_D} = 2 \cdot \sqrt{2 \cdot 10^{-3} \cdot 0,93 \cdot 10^{-3}} = 2,73 \text{ mA/V}.$$

Ideální zdroj proudu by měl mít nekonečný výstupní odpor. Tento odpor bude u existujících reálných tranzistorů přemostěn odporem  $r_{DS}$  (který jsme doposud zanedbávali za předpokladu, že  $r_{DS} \gg R_D$ ).

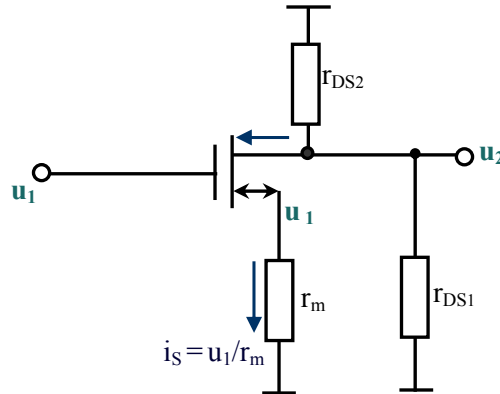
Pro typickou hodnotu Earlyho napětí  $U_A = 150 \text{ V}$

$$r_{DS_1} \approx r_{DS_2} \approx U_A / I_R = 150 / 0,93 \cdot 10^{-3} = 161 \text{ k}\Omega$$



V signálovém modelu na obr. 4.33 potom pro výstupní napětí  $u_2$  platí

$$u_2 = -\frac{u_1}{r_m} \cdot \frac{r_{DS1} \cdot r_{DS2}}{r_{DS1} + r_{DS2}}$$



Obr. 4.33: Signálové schéma pro obvod z obr. 4.32

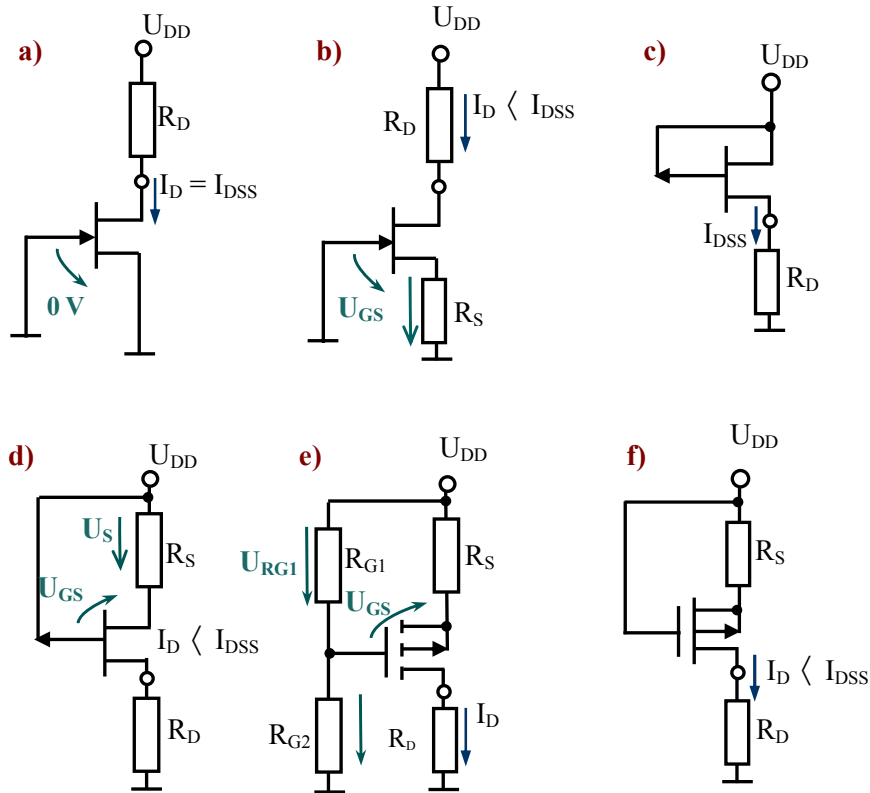
takže napěťové zesílení je

$$A_U = \frac{u_2}{u_1} = -g_m \cdot \frac{r_{DS1} \cdot r_{DS2}}{r_{DS1} + r_{DS2}} = -2,73 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{161 \cdot 10^{-3} \cdot 161 \cdot 10^{-3}}{161 \cdot 10^{-3} + 161 \cdot 10^{-3}} = -220$$

Zdroje proudu mohou být realizovatelné různými způsoby – bipolárními nebo unipolárními tranzistory. Některé možnosti jejich zapojení jsou na obr. 4.34 [1].

Známe-li proud  $I_{DSS}$  a odpor  $R_S = 0$  (obr. 4.34a, c), je situace jasná –  $I_D = I_{DSS}$ .

Známe-li proud  $I_{DSS}$  a odpor  $R_S \neq 0$  (obr. 4.34b, d, f), postupujeme podle vztahu (4.20) – příklad 4.2 nebo podle vztahu (4.29).



Obr. 4.34: Některá možná zapojení zdroje proudu. Proudů určíme známými hodnotami pro určení pracovního bodu



### Příklad 4.11

Určete odpory  $R_{G_1}$  a  $R_{G_2}$  v zapojení z obr.4.34e – máme tranzistor  $EMOSFET(P)$ :

$K = 3 \text{ mA/V}^2$ ,  $U_P = -2 \text{ V}$ , požadujeme  $I_D = 3 \text{ mA}$ ,  $U_{DD} = 15 \text{ V}$ ,  $R_S = 0$ .

✓ **Řešení:**

Musí platit

$$I_D = K \cdot (U_{GS} - U_P)^2$$

$$3 \cdot 10^{-3} = 3 \cdot 10^{-3} \cdot (U_{GS} + 2)^2$$

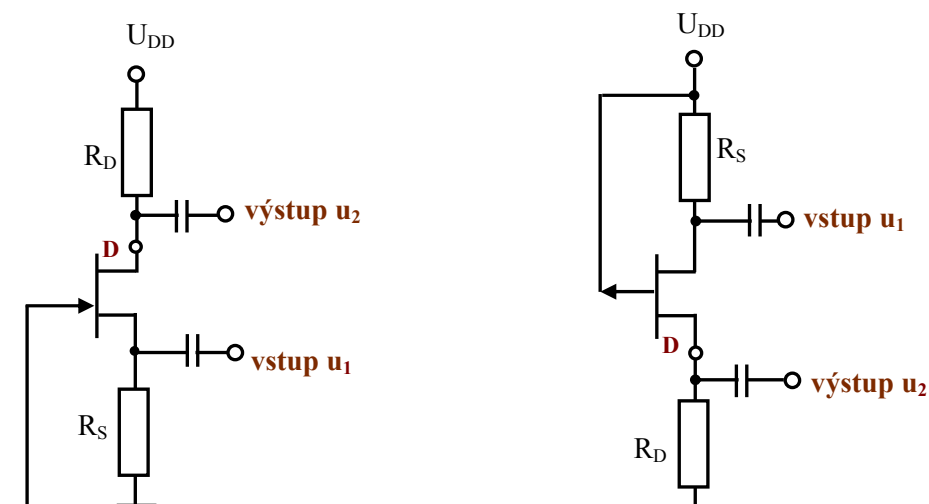
$$1 = (U_{GS} + 2)^2 \Rightarrow \pm 1 = U_{GS} + 2 \quad U_{GS_{1,2}} = \begin{cases} (-1) \text{ V} \\ (-3) \text{ V} \end{cases}$$

Fyzikální smysl má napětí  $U_{GS} = -3 \text{ V}$  (toto je nutné k indukování kanálu P – při  $U_P = -2 \text{ V}$ ). Protože  $U_{GS} = -U_{RG_1}$ , stačí vypočítat  $R_{G_1}$  a  $R_{G_2}$  tak, aby  $U_{RG_1} = 3 \text{ V}$ . Platí:

$$\frac{U_{DD} \cdot R_{G_1}}{R_{G_1} + R_{G_2}} = U_{RG_1} = 3 \text{ V}$$

$$\text{Volíme: } R_{G_1} + R_{G_2} = 10 \text{ M}\Omega \Rightarrow R_{G_1} = \frac{3}{15} \cdot 10^7 = 2 \text{ M}\Omega$$

$$R_{G_2} = (R_{G_1} + R_{G_2}) - R_{G_1} = 10 \text{ M}\Omega - 2 \text{ M}\Omega = 8 \text{ M}\Omega$$

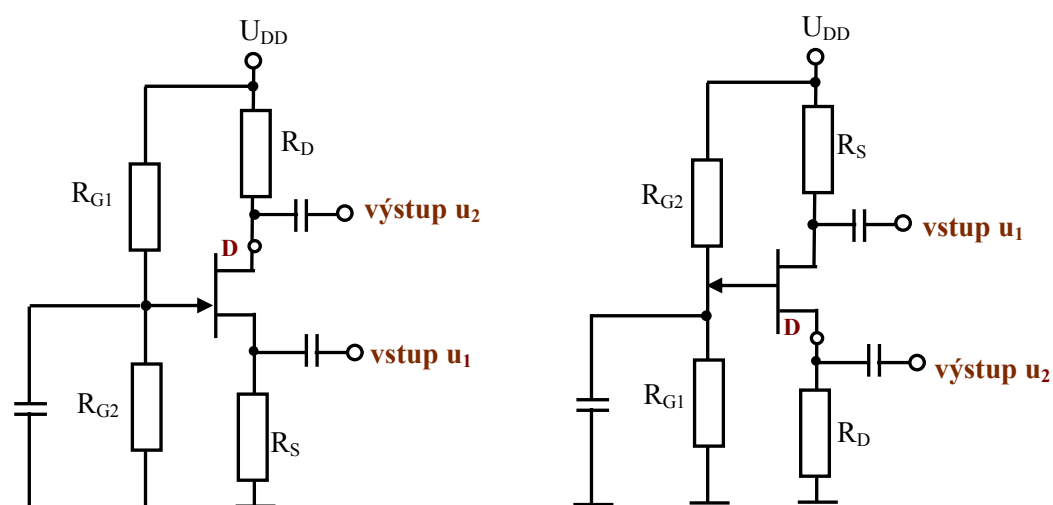


Obr. 4.35: Zapojení SG upravené ze zapojení na obr.4.20a, b

### 4.12.3 Zapojení se společným hradlem

V tomto zapojení signál vstupuje do vývodu S a je odebrán z vývodu D. Vývod G je na potenciálu referenční (signálové) svorky. Za této situace můžeme vynechat odpor  $R_{G_1}$  na obr. 4.20a, b – viz obr. 4.35.

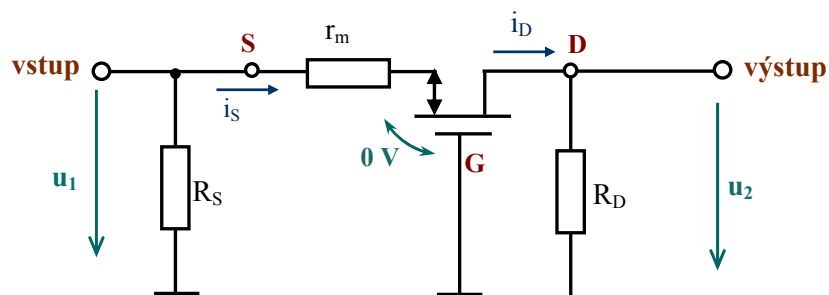
Zapojení na obr. 4.22 upravíme podle obr. 4.36



Obr. 4.36: Zapojení SG upravené z obr. 4.22

Stejně upravíme i zapojení na obr. 4.24.

Všechny struktury mají jedno společné signálové schéma – obr. 4.37 – (neuvažujeme vliv  $r_{DS}$ ).



Obr. 4.37: Signálové schéma zapojení SG

Ze schématu určíme, že

$$i_s = i_d = u_1 / r_m = g_m \cdot u_1 \quad (4.43)$$

$$u_2 = g_m \cdot R_D \cdot u_1 \quad (4.44)$$

Jedná se o neinvertující zesilovač

$$A_{SG} = u_2/u_1 = g_m \cdot R_D \quad (4.45)$$

Výstupní napětí naprázdno je přímo určeno vztahem (4.44)

$$u_{2n} = g_m \cdot R_D \cdot u_1$$

zkratový proud

$$i_{DZKR} = i_S = u_1/r_m = g_1 \cdot u_1$$

Proto je výstupní odpor  $R_o$  (Théveninův teorém)

$$R_o = u_{2n}/i_{DZKR} = R_D \quad (4.46)$$

Vstupní odpor  $R_{in}$  je dán paralelní kombinací  $r_m$ ,  $R_S$

$$R_{in} = \frac{r_m \cdot R_S}{r_m + R_S} = \frac{R_S}{1 + g_m \cdot R_S} \quad (4.47)$$

Uvážíme-li i vliv  $r_{DS}$ , je signálové schéma na obr. 4.38

Základní skutečnosti jsou vyznačeny přímo v obr. 4.38. Platí

$$i_S = i_D = u_1 \cdot g_m \quad i_{DS} = (u_1 - u_2)/r_{DS} \quad (4.48a)$$

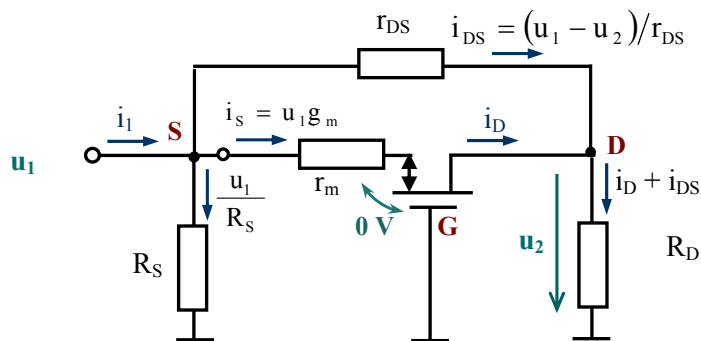
$$u_2 = R_D \cdot (i_D + i_{DS}) \quad i_1 = u_1/r_{DS} + i_S + i_{DS}$$

Napětové zesílení pak je (po vyřešení systému rovnic 4.48a)

$$A_{USG} = \frac{u_2}{u_1} = \frac{g_m \cdot R_D + R_D/r_{DS}}{1 + R_D/r_{DS}} = \frac{g_m \cdot R_D \cdot r_{DS}}{r_{DS} + R_D} + \frac{R_D \cdot r_{DS}}{r_{DS} + R_D} \cdot \frac{1}{r_{DS}} =$$

$$A_{USG} = g_m (R_D \parallel r_{DS}) + \frac{R_D \parallel r_{DS}}{r_{DS}} \quad (4.48b)$$

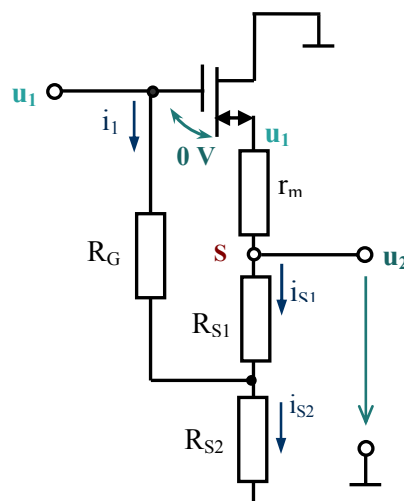
První člen definuje zesílení, které je dáno strmostí tranzistoru  $g_m$  a paralelní kombinací  $R_D \parallel r_{DS}$ . Druhý člen popisuje tzv. dopředný přenos – přes „ $r_{DS}$ “ do  $R_D$ “.



Obr. 4.38: Signálové schéma zapojení SG s uvážením  $r_{DS}$

#### 4.12.4 Zapojení se společným vývodem D (SD – sledovač)

Schéma sledovače s tranzistorem JFET(N) (nebo DMOSFET(N)) je na obr. 4.26. Odpovídající signálové schéma je na obr. 4.39 (i zde zanedbáme vazební kondenzátory).



Obr. 4.39: Signálové schéma sledovače signálu s unipolárním tranzistorem

Obvykle platí, že  $R_G \gg R_{S1}, R_{S2}, r_m$  a proto napětí na odporu  $R_{S2}$  je

$$u_{S2} \approx u_1 \frac{R_{S2}}{R_{S1} + R_{S2} + r_m} \quad (4.49)$$

protože proud  $i_1$  napětí  $u_2$  prakticky neovlivňuje. Proto,

$$u_2 \approx u_1 \cdot \frac{R_{S1} + R_{S2}}{R_{S1} + R_{S2} + r_m} \quad (4.50)$$

Určíme nyní proud  $i_1$  jako

$$i_1 \approx \frac{u_1 - u_{S2}}{R_G} = \frac{u_1}{R_G} \cdot \frac{R_{S1} + r_m}{R_{S1} + R_{S2} + r_m}$$

a vstupní odpor  $R_{in}$  je

$$R_{in} = \frac{u_1}{i_1} = R_G \cdot \left( 1 + \frac{R_{S2}}{R_{S1} + r_m} \right) \quad (4.51)$$



### Pojmy k zapamatování

Unipolární tranzistor – JFET, EMOSFET, DMOSFET; výstupní charakteristiky – odporová oblast, saturační oblast (srovnej se saturací BJT); odpor kanálu; indukovaný – zabudovaný kanál; pracovní bod; model tranzistoru – stejnosměrný, signálový; mezní parametry tranzistoru; základní zapojení – SS, SG a SD; zesílení – napěťové, proudové a výkonové; odpor zesilovací struktury - vstupní, výstupní; zdroj proudu jako zátěž. Pokud některému z nich ještě nerozumíte, vraťte se k nim ještě jednou.



### Otázky 4

1. Jakou polaritu musí mít hradlo vůči vývodu S u unipolárního tranzistoru JFET s kanálem typu N, aby byl správně nastaven pracovní režim?
2. Proč nelze u tranzistoru JFET s kanálem typu N přivést na hradlo kladné napětí?
3. Proč v zapojení JFETu jako zesilovače signálu nemůžeme použít nulové předpětí hradla –  $U_{GS}$  (bez ohledu na typ vodivosti kanálu).
4. Který tranzistor může pracovat v obohacovacím i ochuzovacím režimu?
5. Předpokládejte  $U_{GS} = 0$ . Lze pomocí ohmmetru rozlišit strukturu se zabudovaným a indukovaným kanálem?
6. Co je to Earlyho napětí? Nakreslete ilustrační obrázek.
7. Jak souvisí parametr  $r_{DS}$  s Earlyho napětím?
8. Jak odvodíte ze vztahu  $I_D = K \cdot (U_{GS} - U_P)^2$  signálovou vodivost  $g_m$ ?
9. Jak souvisí signálový odpor  $r_m$  se signálovou vodivostí  $g_m$ ?
10. Proč je signálový model všech unipolárních tranzistorů stejný?
11. Nakreslete signálové schéma zapojení SS.
12. Nakreslete signálové schéma zapojení SG.
13. Nakreslete signálové schéma zapojení SD.
14. Jakými způsoby můžeme nastavit pracovní bod tranzistoru, jaký to má vliv na stabilitu pracovního bodu?
15. Které zapojení tranzistoru zesiluje pouze napěťově?
16. Které zapojení tranzistoru zesiluje pouze proudově?
17. Které zapojení tranzistoru má největší výkonové zesílení?
18. Jaký vliv má odpor ve vývodu S (signálově nezkratovaný) na zesílení?
19. Jaký vliv má zapojení zdroje proudu ve vývodu D místo odporu?
20. Jakou zpětnou vazbu zavádí odpor ve vývodu S?
21. Jakou zpětnou vazbu zavádí odpor z D do G?



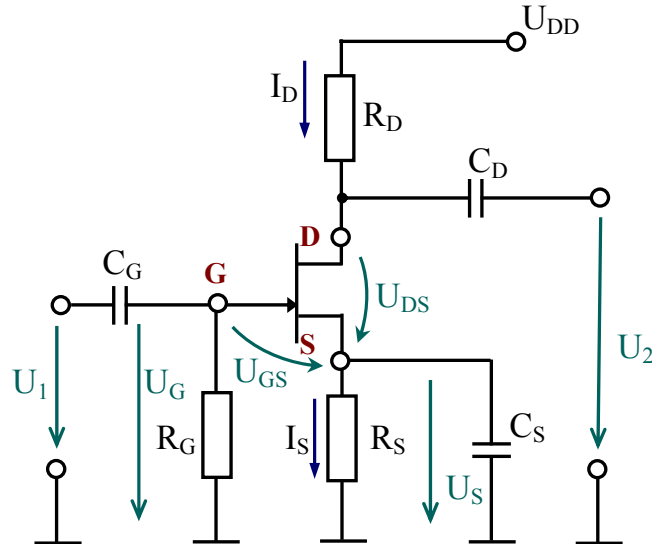
## Úlohy k řešení 4



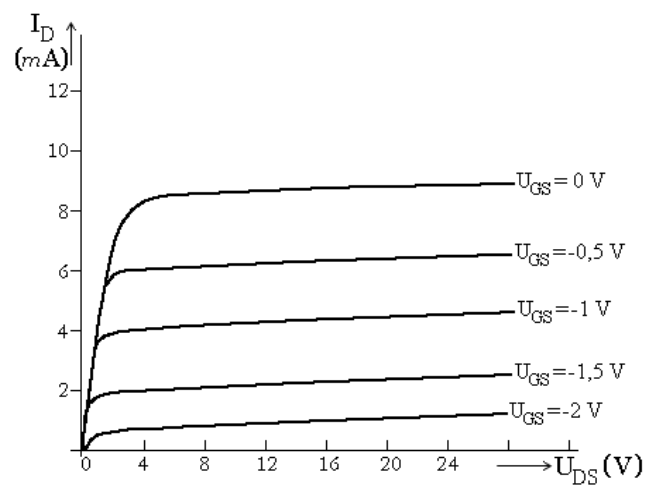


### Příklad 4.1

Je dáno zapojení na obrázku a) k příkladu 4.1 s tranzistorem typu JFET s kanálem N. Sít' výstupních charakteristik je na obr. b) k příkladu 4.1. Prahové napětí  $U_p = -3,5$  V.



Obr. a) k příkladu 4.1



Obr. b) k příkladu 4.1

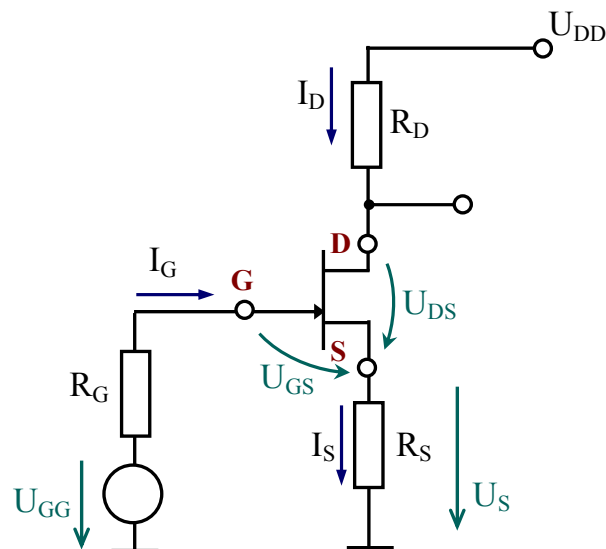
- Určete pracovní bod tranzistoru tak, aby byla dosažena co největší strmost při buzení signálem s amplitudou menší než 1 V. Napětí stejnosměrného zdroje  $U_{DD} = 20$  V, napětí  $U_{D_{SP}}$  v pracovním bodě má být 10 V.
- Vypočítejte velikosti odporů  $R_D$ ,  $R_S$  a  $R_G$  pro pracovní bod z bodu a). Úbytek napětí na odporu  $R_G$  při proudu hradla  $I_G = 2$  nA nemá být větší než 10 mV.
- Sestrojte převodní charakteristiku  $I_D = f(U_{GS})$ .
- Určete graficky napěťové zesílení tranzistoru  $A_U = \Delta U_{DS} / \Delta U_{GS}$ .

- e) Stanovte proudové a výkonové zesílení.

### Příklad 4.2

Pro tranzistor NJFET (NMOSFET) s parametry  $U_p = -3,5\text{ V}$  a  $I_{DSS} = 10\text{ mA}$  určete odpory  $R_D$ ,  $R_S$  a  $R_G$  tak, aby se nastavil pracovní bod tranzistoru  $I_D = 5\text{ mA}$ ,  $U_{DS} = 5\text{ V}$  při napájecím napětí  $U_{DD} = 25\text{ V}$ .

- a) pro  $U_{GG} = 0\text{ V}$   
 b) pro  $U_{GG} = 8\text{ V}$

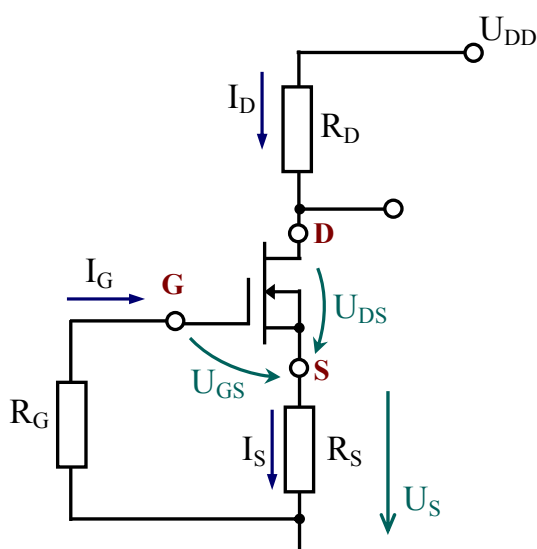


Obrázek k příkladu 4.2

### Příklad 4.3

V zapojení na obrázku ( $R_D = 5,1\text{ k}\Omega$ ,  $R_S = 1\text{ k}\Omega$ ,  $R_G = 3\text{ M}\Omega$  a  $U_{DD} = 10\text{ V}$ ) je použit tranzistor NMOSFET s vlastnostmi:  $U_A = 120\text{ V}$ ,  $U_p = -2\text{ V}$ ,  $I_{DSS} = 5\text{ mA}$ . Určete:

- a) strmost tranzistoru  
 b) výstupní vodivosti kanálu (drain conductance)



Obrázek k příkladu 4.3

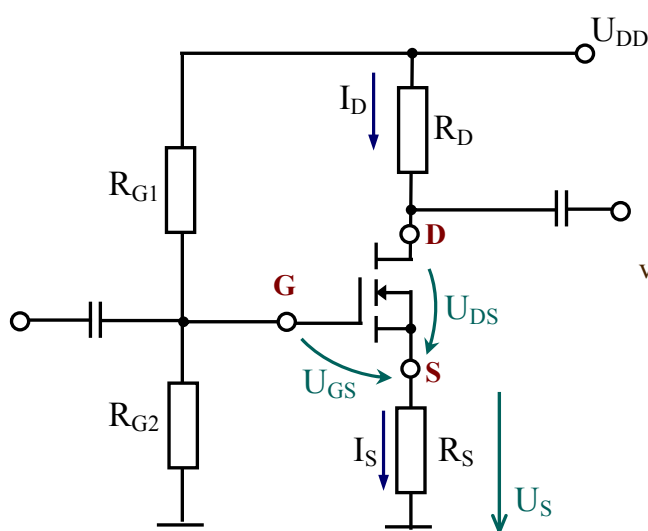
### Příklad 4.4

Na obrázku je zesilovač se společným vývodem S (SS) s tranzistorem NMOSFET – s parametry: indukovaný kanál;  $K = 2,96 \text{ mA/V}^2$ ,  $U_p = 2 \text{ V}$ ,  $U_A = 156 \text{ V}$ . Určete:

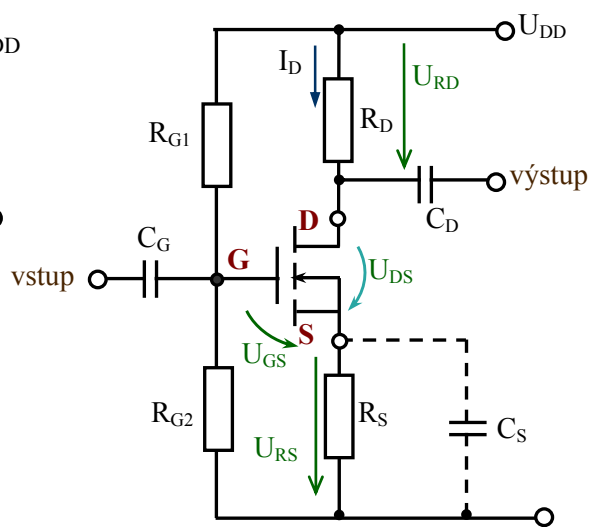
- pracovní bod zapojení
- prvky náhradního signálového zapojení
- vstupní odpor zapojení
- výstupní odpor zapojení

je-li zadáno:

$$R_{G1} = 240 \text{ k}\Omega, R_{G2} = 150 \text{ k}\Omega, R_D = 1 \text{ k}\Omega, R_S = 100 \Omega, R_Z = 1 \text{ k}\Omega \text{ a } U_{DD} = 10 \text{ V}.$$



Obrázek k příkladu 4.4



Obrázek k příkladu 4.5

### Příklad 4.5

Jaký pracovní bod se nastaví v zapojení na obrázku, jsou-li dány vlastnosti tranzistoru EMOSFET(N)  $K = 3,5 \text{ mA/V}^2$ ,  $U_P = 2 \text{ V}$  a je zadáno  $U_{DD} = 15 \text{ V}$ ,  $R_S = 150 \Omega$ ,  $R_D = 1,5 \text{ k}\Omega$  a  $R_{G1} = 3,5 \text{ M}\Omega$ ,  $R_{G2} = 1,5 \text{ M}\Omega$ ?

### Příklad 4.6

Určete napěťové zesílení  $A_{U_{SS}}$  pro strukturu z příkladu 4.1 (str. 140) –  $R_S = 171 \Omega$ ,  $R_D = 2 \text{ k}\Omega$ , napájecí napětí  $U_{DD} = 15 \text{ V}$ ; kapacita  $C_S$  představuje pro signál zkrat. Předpokládejte NJFET s parametry  $U_P = -3,5 \text{ V}$ ,  $I_{DSS} = 12 \text{ mA}$ , pracovní bod má hodnoty  $U_{GS} = -1,025 \text{ V}$ ,  $I_D = I_{DSS}/2 = 6 \text{ mA}$  (ověřte pracovní bod).



### Text k prostudování

- [1] Frohn, M. – Siedler, H.-J. – Wiemer, M. – Zastrow, P.: Elektronika, polovodičové součástky a základní zapojení. Ben, Praha 2006, ISBN 80-7300-123-3



### Další zdroje

- [1] Vobecký, J. - Záhlava, V.: Elektronika (součástky a obvody, principy a příklady), Grada, Praha 2001
- [2] Till, W., C. – Luxon, J., T.: Integrated circuits: Materials, Devices and Fabrications. Prentice Hall, Inc., Englewood Cliffs, N.J., 1982
- [3] Schubert, T. – Kim, E.: Active and non-linear electronics. John Wiley & Sons, Inc., 1996
- [4] Beneš, O. – Černý, A. – Žalud, V.: Tranzistory řízené elektrickým polem, SNTL, Praha 1972
- [5] Punčochář, J.: Lineární obvody s elektronickými prvky. Skriptum, VŠB-TU Ostrava 2002
- [6] Mohylová, J.: Lineární obvody s elektronickými prvky -Sbírka příkladů, VŠB-TU Ostrava 2002
- [7] Yunik, M.: Design of modern transistor circuits. Prentice – Hall, Inc., Englewood Cliffs, N.J., 1973
- [8] Doleček, J.: Moderní učebnice elektroniky 2. díl, BEN, Praha, 2005, ISBN 80-730-161-6
- [9] Kuphaldt, Tony R.: Lessons In Electric Circuits, [www.ibiblio.org/kuphaldt/](http://www.ibiblio.org/kuphaldt/)



## CD-ROM

Otevři soubor **a) JFET**

- b) MOSFET indukovaný kanál - Pracovní bod**
- c) MOSFET indukovaný kanál – Model tranzistoru**
- d) MOSFET indukovaný kanál – Signálový model**
- e) MOSFET zabudovaný kanál - Pracovní bod**
- f) MOSFET zabudovaný kanál – Model tranzistoru**
- g) MOSFET zabudovaný kanál – Signálový model**
- h) MOSFET zabudovaný kanál – Posuv napětí ve vývodu S**



## Korespondenční úkol

Vypracujte seminární projekt podle zadání vyučujícího. Projekt odevzdejte na moodle v požadovaném termínu.

## 5 Obvody s více tranzistory



**Čas ke studiu:** 10 hodin



**Cíl** Po prostudování tohoto odstavce budete umět posoudit a vyřešit obvody s více tranzistory:

- kombinaci BJT a unipolárního tranzistoru
- Darlingtonovo zapojení
- kaskodové zapojení
- principiální zapojení OZ
- komplementární zapojení tranzistorů



### VÝKLAD

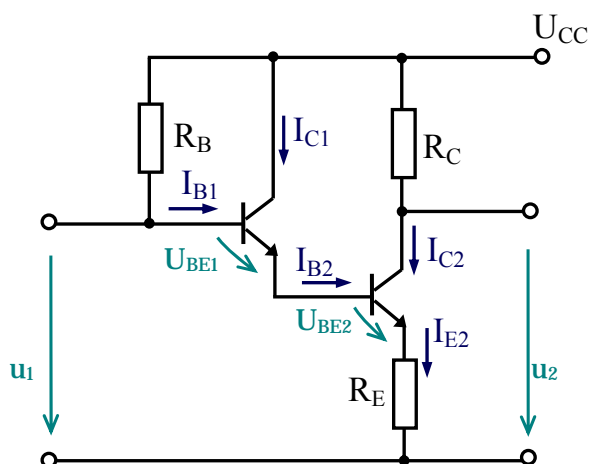
Na základě získaných vědomostí z předchozích kapitol jsme schopni vyřešit i složitější zesilovací struktury s více tranzistory. Pečlivě se musí řešit nastavení pracovních bodů, zvláště tehdy, nechceme-li používat velké množství oddělovacích kapacit. Tato problematika bude demonstrována na souboru řešených příkladů, které popisují základní obvodové situace.



### Příklad 5.1

Na obrázku je Darlingtonovo zapojení s těmito parametry:  $U_{BE1} = U_{BE2} = 0,6 \text{ V}$ ,  $R_C = 100 \Omega$ ,  $R_E = 10 \Omega$ ,  $U_{CC} = 20 \text{ V}$ . Proudové zesílení je u obou tranzistorů stejné:  $\beta_1 = \beta_2 = 100$ .

- Vypočítejte všechny proudy v zapojení s podmínkou, že proud  $I_{C2}$  odpovídá polovině maximálního kolektorového proudu.
- Jak velký bude odpor  $R_B$ ?



Obrázek k příkladu 5.1: Darlingtonovo zapojení

☑ **Řešení:**

a) Proudů v zapojení

$$I_{C2\max} = \frac{U_{CC}}{R_C + R_E} = \frac{20}{100 + 10} = 182 \text{ mA}$$

Z kolektorové podmínky vyplývá

$$I_{C2} = I_{C\max} / 2 = 182 / 2 = 91 \text{ mA}$$

$$U_{CEP} = U_{CC} - (R_C + R_E) \cdot I_{C2} = 20 - 110 \cdot 91 \cdot 10^{-3} = 10 \text{ V}$$

$$I_{B2} = I_{C2} / \beta = 91 / 100 = 0,91 \text{ mA}$$

$$I_{B2} = I_{C1} \approx I_{E1}$$

$$I_{B1} = I_{C1} / \beta = 0,91 / 100 = 9,1 \text{ } \mu\text{A}$$

b) Odpor  $R_B$

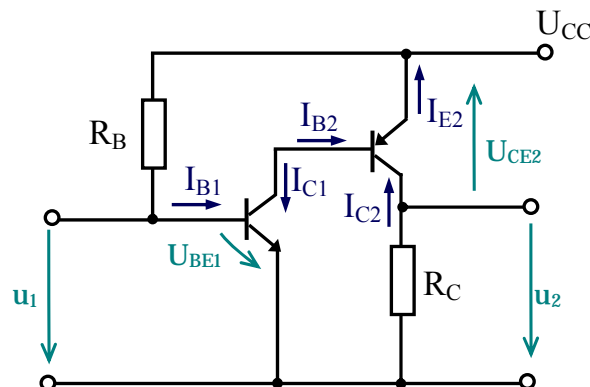
$$R_B = \frac{U_{CC} - U_{BE1} - U_{BE2} - R_E \cdot I_{E2}}{I_{B1}} = \frac{20 - 2 \cdot 0,6 - 10 \cdot 91 \cdot 10^{-3}}{9,1 \cdot 10^{-6}} = 1,96 \text{ M}\Omega$$



**Příklad 5.2**

Je dáno zapojení podle obrázku skládající se z jednoho tranzistoru PNP a jednoho NPN. V zapojení jsou zadány hodnoty:  $U_{CC} = 20 \text{ V}$ ,  $R_E = 100 \Omega$ ,  $U_{BE1} = 0,6 \text{ V}$ . Proudový zesilovací činitel je u obou tranzistorů stejný -  $\beta_1 = \beta_2 = 100$ .

- a) Vypočítejte všechny proudy v zapojení. Předpokládejte, že:  
 $I_E \cong I_C$ ,  $U_{CE2} = -U_{CC} / 2$ .
- b) Jak velký bude odpor  $R_B$ ?



Obrázek k příkladu 5.2 – Kombinace zapojení PNP – NPN

☑ **Řešení:**

a) Pro výstupní obvod platí

$$U_{CC} = -U_{CE2} - R_C \cdot I_{C2}$$

$$I_{C2} = -\frac{U_{CC} + U_{CE2}}{R_C} = -\frac{20 - 10}{100} = -100 \text{ mA}$$

Proud  $I_{B2}$  určíme ze vztahu  $I_{B2} = I_{C2} / \beta_2 = -0,1 / 100 = -1 \text{ mA}$

Z obrázku vyplývá, že  $I_{C1} = -I_{B2} = 1 \text{ mA}$

Odtud dostaneme hodnotu  $I_{B1}$

$$I_{B1} = I_{C1} / \beta_1 = 1 \cdot 10^{-3} / 100 = 10 \text{ } \mu\text{A}$$

b) Odpor  $R_B$

$$R_B = \frac{U_{CC} - U_{BE1}}{I_{B1}} = \frac{20 - 0,6}{10 \cdot 10^{-6}} = 1,94 \text{ M}\Omega$$



**Příklad 5.3**

Určete pracovní bod zesilovače s komplementárními tranzistory na obrázku. V zapojení použijte hodnoty s těmito parametry:

$$R_1 = 1,8 \text{ M}\Omega$$

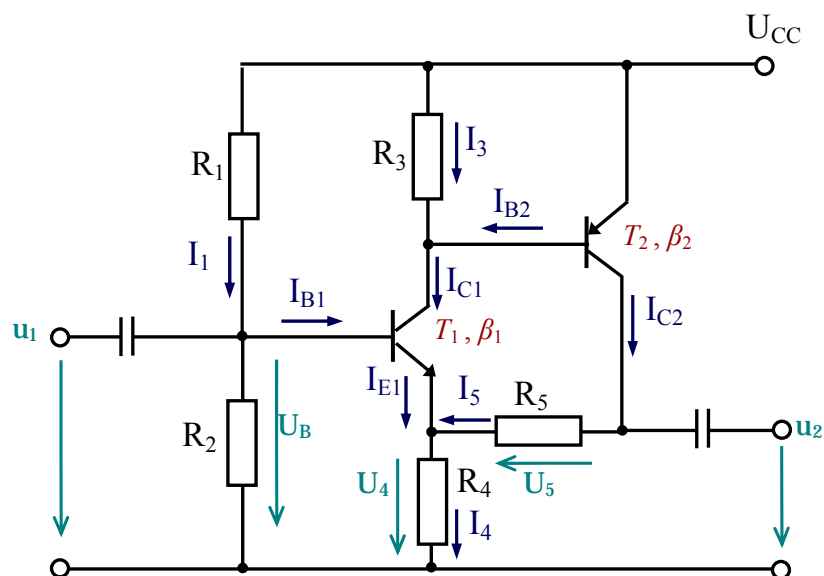
$$R_2 = 270 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 = 5,6 \text{ k}\Omega$$

$$R_4 = 1 \text{ k}\Omega$$

$$R_5 = 5,6 \text{ k}\Omega$$

$$U_{CC} = 12 \text{ V.}$$



Obr. k příkladu 5.3: Zesilovač s komplementárními tranzistory



**☑ Řešení:**

- 1) V zapojení předpokládáme, že proud  $I_{B_1} \ll I_1$ , potom platí

$$U_B \cong \frac{R_2 \cdot U_{CC}}{R_1 + R_2} = \frac{270 \cdot 10^3 \cdot 12}{270 \cdot 10^3 + 1,8 \cdot 10^6} = 1,56 \text{ V}$$

Příčný proud  $I_1$  děličem  $R_1, R_2$  je

$$I_{C_2} = \frac{U_{CC}}{R_1 + R_2} = \frac{12}{2,07 \cdot 10^6} = 5,8 \mu\text{A}$$

- 2) Ze známé hodnoty na bázi tranzistoru  $T_1$  – tj. napětí  $U_B$  určíme, napětí  $U_4$  na odporu  $R_4$ :

$$U_4 = U_B - U_{BE_1}$$

pro malé hodnoty proudu  $I_{C_1}$  odhadneme hodnotu napětí  $U_{BE_1}$ :

$$U_{BE_1} \cong 0,56 \text{ V} \Rightarrow U_4 = U_B - U_{BE_1} = 1,56 - 0,56 = 1 \text{ V}$$

Proud  $I_4$  odporem  $R_4$  je

$$I_4 = U_4 / R_4 = 1 / 10^3 = 1 \text{ mA}$$

- 3) Nyní odhadneme proud  $I_3$  odporem  $R_3$ . Opět potřebujeme znát hodnotu napětí  $U_{EB_2}$  tranzistoru  $T_2$ . Předpokládáme-li  $I_{C_2} \gg I_{C_1}$  odhadneme, že  $U_{EB_2} \cong 0,6 \text{ V} \Rightarrow$

$$I_3 = U_{EB_2} / R_3 = 0,6 / 5,6 \cdot 10^3 = 0,107 \text{ mA}$$

- 4) Předpokládáme, že proud  $I_{B_2} \ll I_3 \Rightarrow I_{E_1} \cong I_{C_1} = 107 \mu\text{A}$

Nyní lze určit, bázevý proud  $I_{B_1}$  tranzistoru  $T_1$ , předpokládáme, že pro proudový zesilovací činitel  $\beta_1 \geq 100$

$$I_{B_1} = I_{C_1} / \beta_1 < 1,07 \mu\text{A}$$

Předpoklad z bodu a) je pro  $\beta_1 > 100$  určitě splněn a proud  $I_1 \gg I_{B_1}$ .

- 5) Nyní již ze známých hodnot proudu  $I_{C_1}$  a  $I_4$  určíme (1. KZ), že proud odporem  $R_5$  je

$$I_5 = I_4 - I_{E_1} = 1 \cdot 10^{-3} - 107 \cdot 10^{-6} = 893 \mu\text{A}$$

- 6) Takže napětí na odporu  $R_5$  je

$$U_5 = R_5 \cdot I_5 = 5,6 \cdot 10^3 \cdot 893 \cdot 10^{-6} = 5 \text{ V}$$

Stejnoseměrné napětí  $u_2$  na kolektoru tranzistoru  $T_2$  je (2. KZ)

$$u_2 = U_4 + U_5 = 1 + 5 = 6 \text{ V}$$

- 7) Ze známé hodnoty proudu  $I_{C_2}$  určíme bázový proud  $I_{B_2}$  tranzistoru  $T_2$ , opět předpokládáme, že pro proudový zesilovací činitel  $\beta_2 \geq 100$

$$I_{B_2} = I_{C_2} / \beta_2 \ll 8,93 \mu\text{A}$$

Předpoklad z bodu 4) je splněn – proud  $107 \mu\text{A} \gg 8,93 \mu\text{A}$ .

- 8) Platí:

$$U_{CE_1} = U_{CC} - U_4 - U_{EB_2} = 12 - 1 - 0,6 = 10,4 \text{ V}$$

*Poznámka:* Tranzistor  $T_1$  spíše „dodává proud“ do báze tranzistoru  $T_2$ , napětí na odporu  $R_3$  se při signálovém buzení téměř nemění.

$$U_{EE_2} = U_{CC} - U_{C_2} = 12 - 6 = 6 \text{ V}$$

Můžeme konstatovat, že pracovní poměry zapojení jsou dostatečně určeny.



#### Příklad 5.4

Pro zesilovač z příkladu 5.3 na obrázku určete orientační hodnotu:

- napěťového přenosu (zesílení) zapojení
- vstupního odporu (vstupní impedance) zapojení
- výstupního odporu (výstupní impedance) zapojení
- naznačte způsob změny zesílení (bez změny pracovního bodu)

#### ✓ Řešení:

Předpokládejte, že impedance vazebních kapacit je zanedbatelná.

- a) Předpokládejte, že na bázi je signál  $\hat{U}_i$ . Tento signál se prakticky celý přenesou do emitoru  $T_1$ , tedy

$$\hat{U}_4 \cong \hat{U}_i$$

Odpořem  $R_4$  protéká proud

$$\hat{I}_4 \cong \hat{U}_i / R_4$$

Z hlediska signálových změn nyní nabývá na významu poznámka z bodu 8) z příkladu 5.3. Napětí  $U_{EB_2}$  se téměř nemění, všechny změny proudu ( $\hat{I}_{E_1} \cong \hat{I}_{C_1}$ ) jsou prakticky vyvolány pouze změnami proudu báze  $T_2$ :

$$\hat{I}_{B_2} \cong \hat{I}_{C_2} / \beta_2 \ll \hat{I}_{C_2}$$

Ze signálového hlediska proto platí, že

$$\hat{I}_4 \approx \hat{I}_{C_2}.$$

tzn., že prakticky celý proud  $\hat{I}_4$  protéká přes odpor  $R_5$ .

Takže výstupní napětí  $\hat{u}_2$  je rovno

$$\hat{u}_2 = \hat{U}_4 + R_5 \cdot \hat{I}_{C_2} \cong \hat{U}_i + R_5 \cdot \frac{\hat{U}_i}{R_4} = \hat{U}_i \cdot \left(1 + \frac{R_5}{R_4}\right)$$

Napěťový přenos zesílení je

$$\hat{P}_U = \frac{\hat{u}_2}{\hat{U}_i} \cong 1 + \frac{R_5}{R_4} \rightarrow \text{jedná se o neinvertující zesilovač}$$

- b)** Pro určení vstupní impedance musíme určit hodnotu bázevého proudu tranzistoru  $T_1 - \hat{I}_{B_1}$  (signálové poměry). Z bodu a) vyplývá, že platí:

$$\hat{I}_{C_2} \cong \hat{U}_i / R_4$$

Odporem  $R_4$  protéká proud

$$\hat{I}_4 \cong \hat{U}_i / R_4$$

$$\hat{I}_{B_2} \cong \frac{\hat{U}_i / R_4}{\beta_2}$$

$$\hat{I}_{C_1} \approx \hat{I}_{B_2} = \frac{\hat{U}_i / R_4}{\beta_2} = \frac{\hat{U}_i}{R_4 \cdot \beta_2} \rightarrow \text{všechny signálové změny jsou vyvolány proudem } \hat{I}_{B_2}$$

$$\hat{I}_{B_1} = \hat{I}_{C_1} / \beta_1 \approx \hat{U}_i / R_4 \cdot \beta_1 \cdot \beta_2$$

V tomto okamžiku již můžeme určit vstupní impedanci  $\hat{Z}_{vst}$  („do báze tranzistoru  $T_1$ “).

$$\hat{Z}_{vstB} = \frac{\hat{U}_i}{\hat{I}_{B_1}} \cong R_4 \cdot \beta_1 \cdot \beta_2$$

Pro hodnoty  $R_4 = R_E = 1 \text{ k}\Omega$  a  $\beta_1 = \beta_2 = 100$  dostaneme hodnotu vstupní impedance

$$\hat{Z}_{vst} = R_4 \cdot \beta_1 \cdot \beta_2 = 10^3 \cdot 10^4 = 10^7 \Omega$$

Vstupní odpor není určen pouze odporem  $R_4$  a proudovým zesilovacím činitelem tranzistoru  $T_1$ , ale i zavedenou zpětnou vazbou –  $R_4, R_5$  – jedná se o sériovou zápornou zpětnou vazbu, která zvětšuje vstupní odpor.

Paralelně „k bázi tranzistoru  $T_1$ “ je také připojen napájecí obvod  $R_1, R_2$ . Celý vstupní odpor tedy je

$$\hat{Z}_{vst} = \hat{Z}_{vstB} \parallel (R_1 \parallel R_2) = 10^7 \parallel (1,8 \cdot 10^6 \parallel 220 \cdot 10^3) = 229,32 \cdot 10^3 \Omega$$

c) Výstupní impedanci určíme pomocí Théveninovy věty. Vstupní napětí je stejné jako v bodě a) –  $\hat{U}_i$ .

Pro výstupní napětí platí  $\hat{u}_2 \cong (1 + R_5/R_4) \cdot \hat{U}_i$  a to je výstupní napětí naprázdno  $\hat{u}_{2n}$ .

Zbývá nám určit zkratový proud<sup>5)</sup>  $\hat{I}_{ZK}$  – viz obr. pro určení zkratového proudu (při stejném napětí  $\hat{U}_i$  na vstupu).

I nyní platí, že na bázi tranzistoru  $T_1$  je signál  $\hat{U}_i$ , který je také v emitoru  $T_1$ , tedy

$$\hat{I}_{E_1} = \frac{\hat{U}_i}{R_4} + \frac{\hat{U}_i}{R_5} \cong \hat{I}_{C_1}$$

Napětí na odporu  $R_3$  se téměř nemění, proto se nemění ani proud  $\hat{I}_3$  (signálově se mění jen nepatrně)

$$\hat{I}_{E_1} \cong \hat{I}_{B_2}$$

Nyní již můžeme určit, že

$$\hat{I}_{C_2} = \beta_2 \cdot \hat{I}_{E_1} = \hat{U}_i \cdot \beta_2 \cdot \frac{R_4 + R_5}{R_4 \cdot R_5}$$

Zkratový proud je dán součtem kolektorového proudu  $\hat{I}_{C_2}$  a proudu odporem  $R_5$ :

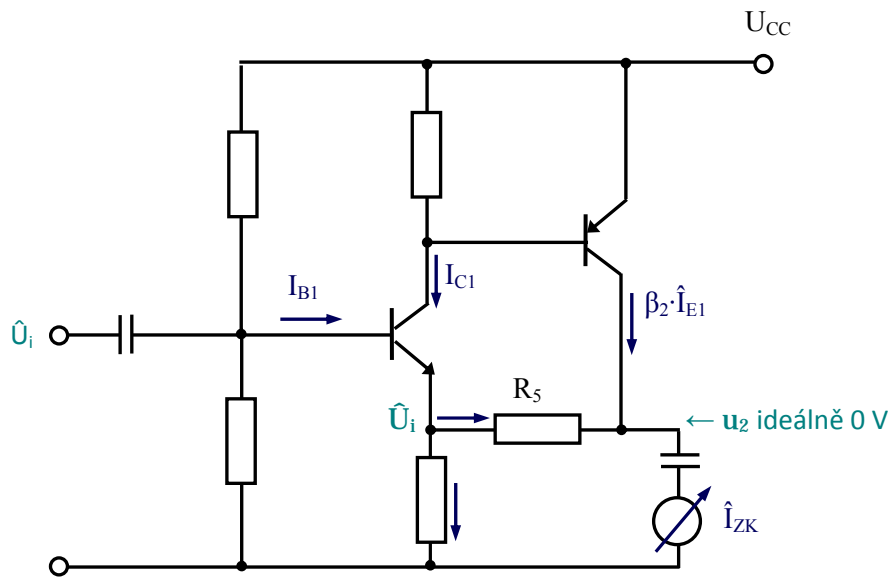
$$\hat{I}_{ZK} = \hat{U}_i \cdot \beta_2 \cdot \frac{R_4 + R_5}{R_4 \cdot R_5} + \frac{\hat{U}_i}{R_5}$$

Výstupní impedance je dána podílem napětí naprázdno  $\hat{u}_{2n}$  a zkratového proudu  $\hat{I}_{ZK}$

$$\begin{aligned} \hat{Z}_{vyst} &= \frac{\hat{u}_{2n}}{\hat{I}_{ZK}} \approx \frac{\hat{U}_i \cdot \left(1 + \frac{R_5}{R_4}\right)}{\hat{U}_i \cdot \left[\beta_2 \cdot \frac{R_4 + R_5}{R_4 \cdot R_5} + \frac{1}{R_5}\right]} = \frac{R_4 + R_5}{\beta_2 \cdot \frac{R_4 + R_5}{R_4 \cdot R_5} + \frac{R_4}{R_5}} = \\ &= \frac{R_4 + R_5}{(1 + \beta_2) \cdot \frac{R_4}{R_5} + \beta_2} = \frac{R_4 + R_5}{\beta_2 + (1 + \beta_2) \cdot R_4/R_5} \end{aligned}$$

<sup>5)</sup> Tento způsob určení  $\hat{I}_{ZK}$  je v linearizovaném modelu velmi náročný, v praxi by to mohlo být problematické.

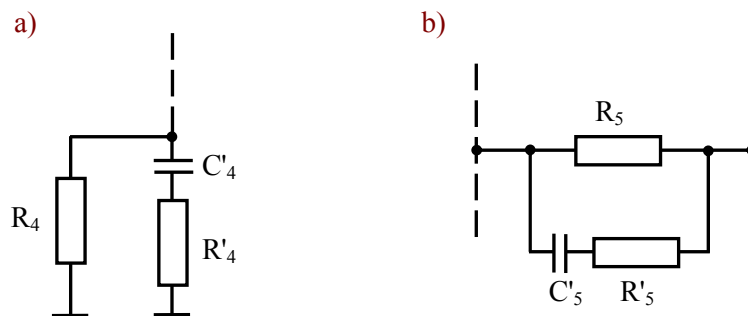
Všimněte si, že výstupní odpor není určen pouze odporem v kolektoru tranzistoru  $T_2 - R_4$ ,  $R_5$ , ale i způsobem zavedení zpětné vazby – jedná se o napět'ovou zápornou zpětnou vazbu, která výstupní odpor zmenšuje.



Obr.: Určení zkratového proudu  $\hat{I}_{ZK}$  – poměry při zkratu výstupu

**d)** Nemá-li se měnit pracovní bod zesilovače, musíme připojit vhodný odpor pouze „střídavě“ – tj. „přes  $C$ “. Potřebujeme zvětšit zesílení – připojíme paralelně k odporu  $R_4$  kombinaci  $R'_4 C'_4$  podle obrázku Úprava zapojení obvodu k dosažení změny hodnoty napět'ového zesílení – bez změny pracovního bodu a). Ve všech vztazích pak místo hodnoty odporu  $R_4$  dosazujeme paralelní kombinaci  $R'_4 C'_4$

$$R'_4 \parallel C'_4 < R_4 .$$



Obr. : Úprava zapojení obvodu k dosažení změny hodnoty napět'ového zesílení – bez změny pracovního bodu:

- a) zapojení pro zvětšení napět'ového zesílení
- b) zapojení pro zmenšení napět'ového zesílení

Potřebujeme-li naopak napětěvé zesílení zmenšit – připojíme paralelně k odporu  $R_5$  kombinaci  $R'_5 C'_5$  podle obrázku Úprava zapojení obvodu k dosažení změny hodnoty napětěvého zesílení – bez změny pracovního bodu b). Ve všech vztazích pak místo hodnoty odporu  $R_5$  dosazujeme paralelní kombinaci  $R'_5 C'_5$

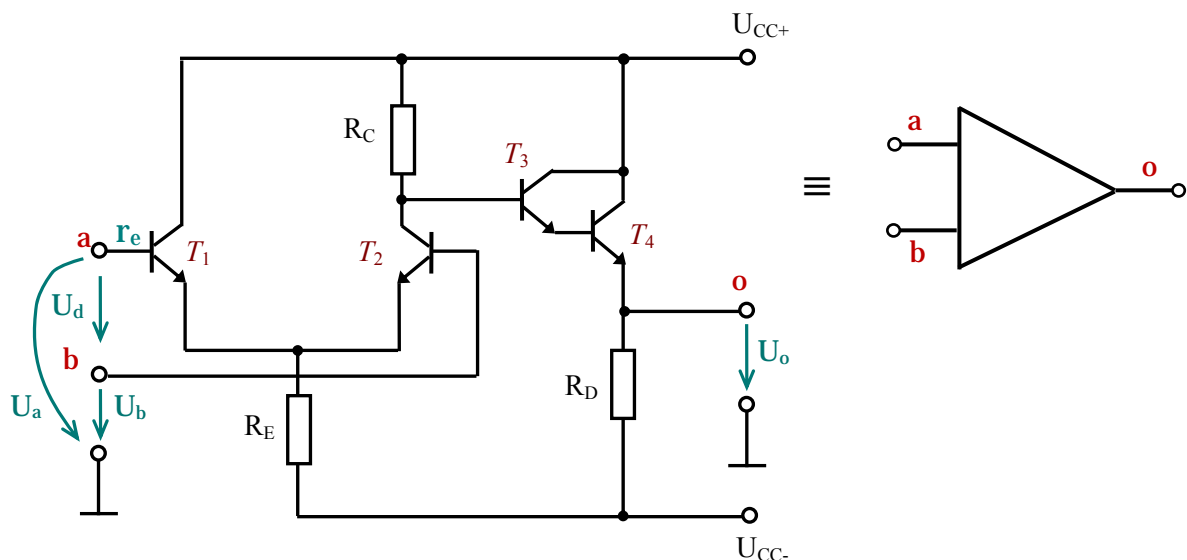
$$R'_5 \parallel C'_5 < R_5.$$



### Příklad 5.5

Na obrázku a) je principiální schéma bipolárního operačního zesilovače s hodnotami:  $R_C = 500 \text{ k}\Omega$ ,  $R_E = 500 \text{ k}\Omega$ ,  $R_D = 10 \text{ k}\Omega$  a  $U_{CC+} = 15 \text{ V}$ ,  $U_{CC-} = 15 \text{ V}$ .

- Určete invertující a neinvertující vstup struktury.
- Odhadněte úroveň výstupního napětí, jsou-li vstupy (a) a (b) nepřipojeny („ve vzduchu“).
- Odhadněte úroveň výstupního napětí, jsou-li vstupy (a) a (b) propojeny, ale toto propojení není připojeno do uzlu obvodu s definovaným stejnosměrným napětím.
- Odhadněte úroveň výstupního napětí, jsou-li vstupy (a) a (b) propojeny, a toto propojení je připojeno na referenční uzel (nulové napětí).
- Určete úroveň výstupního napětí  $U_o$ , je-li zesilovač zapojen podle obrázku b) a  $U_a = 1 \text{ V}$ .
- Odhadněte zesílení zesilovače v pracovním bodě podle obr. f.

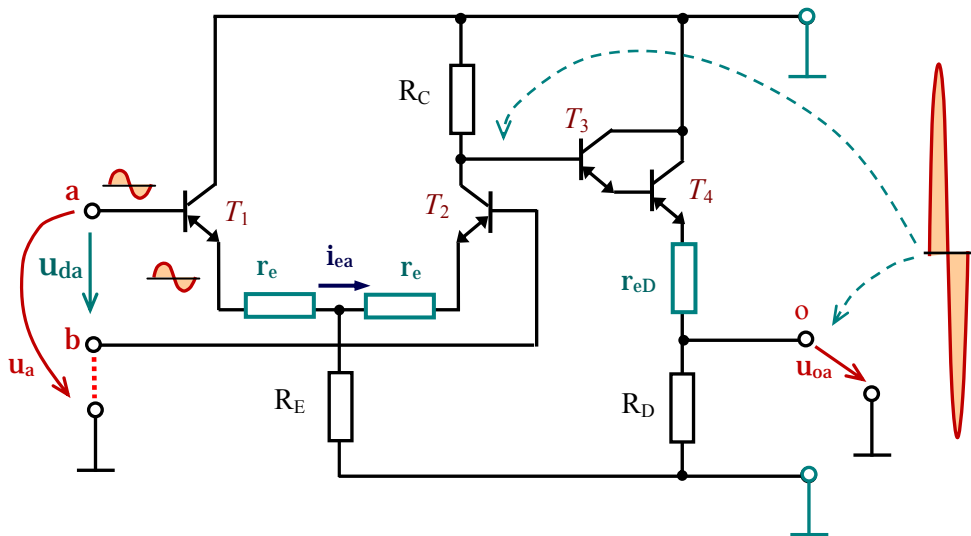


Obr.: a) Zapojení k příkladu 5.5 – jeho ekvivalentní symbol – obsahuje v sobě i napájení.

☑ **Řešení:**

- a) Předpokládáme, že obvod je lineární v okolí nějakého pracovního bodu, kde kolektorové proudy tranzistorů  $T_1$  a  $T_2$  jsou stejné. Tranzistory mají ideálně shodné vlastnosti. Potom můžeme použít princip superpozice.

Nejdříve *budeme zkoumat signálové působení zdroje napětí  $u_a$* , zdroj napětí  $u_b$  nahradíme jeho vnitřním odporem – ideálně tedy nulou – zkratem – obr. b).



Obr. b) k příkladu 5.5: Signálové schéma – buzen vstup (a);  
zdroje vykazují vůči signálovým změnám nulový odpor – signály  
jsou kvalitativně vyznačeny sinusovkami

Tranzistor  $T_1$  tvoří emitorový sledovač (zapojení SC, přenos do interního emitoru tranzistoru se rovná jedné,  $r_e$  – emitorový odpor tranzistoru v daném pracovním bodě). Tranzistor  $T_2$  tvoří zapojení SB – jeho vstupní odpor je také  $r_e$ . Při této konfiguraci (diferenční) se celé napětí  $u_{da} = u_a$  přenesou na sériové řazení  $2 \cdot r_e$  a vyvolá signálový proud

$$i_{ea} = \frac{u_a}{2 \cdot r_e}$$

ten (pro dostatečně velký proudový zesilovací činitel  $\beta$ ) vyvolá v kolektoru tranzistoru  $T_2$  napětí

$$u_{Ca} = R_C \cdot i_e$$

Darlingtonovo zapojení tranzistorů<sup>6)</sup>  $T_3$  a  $T_4$  je opět zapojeno jako sledovač (SC) s přenosem

$$\frac{u_{oa}}{u_{Ca}} = \frac{R_D}{R_D + r_{eD}} \rightarrow 1$$

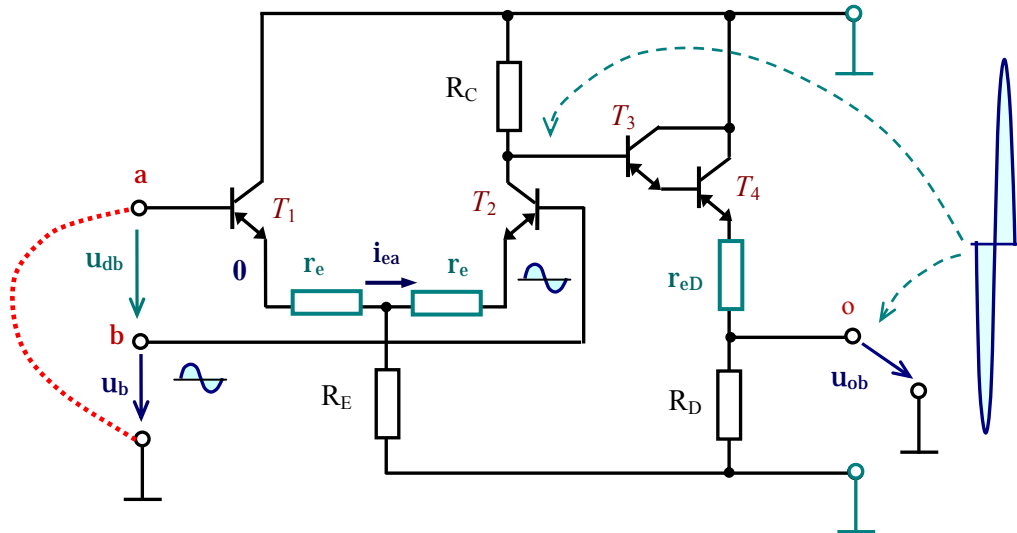
Platí tedy, že

$$u_{oa} \approx R_C \cdot i_{ea} = \frac{R_C \cdot u_a}{2 \cdot r_e}$$

<sup>6)</sup> Darlingtonovo zapojení tranzistorů  $T_3$  a  $T_4$  zajišťuje velký proudový zesilovací činitel  $\beta = \beta_3 \cdot \beta_4$ , tím i velký vstupní odpor  $\approx \beta_3 \cdot \beta_4 \cdot R_D \approx \beta \cdot R_D \rightarrow$  není zatěžován předchozí stupeň

Vstupní napětí  $u_a$  a výstupní napětí jsou ve fázi, vstup (a) je **neinvertujícím (+) vstupem**.

Nyní **budeme zkoumat signálové působení zdroje napětí  $u_b$** , zdroj napětí  $u_a$  nahradíme jeho vnitřním odporem - ideálně tedy nulou – zkratem – obr. c).



Obr. c) k příkladu 5.5: Signálové schéma – buzení vstup (b);  
zdroje vykazují vůči signálovým změnám nulový odpor – signály  
jsou kvalitativně vyznačeny sinusovkami

Tranzistor  $T_1$  opět tvoří emitorový sledovač – nyní přenáší na svůj interní emitor napětíovou úroveň nulovou. Tranzistor  $T_2$  tvoří při tomto buzení zapojení SE – na svůj interní emitor přenáší napětí  $u_b$ . Při této konfiguraci (diferenční) se celé napětí  $u_b$  ( $= -u_{db}$ ) přenesou na sériové řazení  $2 \cdot r_e$  a vyvolá signálový proud

$$i_{eb} = \frac{u_b}{2 \cdot r_e}$$

tento proud (pro dostatečně velký proudový zesilovací činitel  $\beta$ ) vyvolá v kolektoru tranzistoru  $T_2$  napětí

$$u_{Cb} = -R_C \cdot i_{eb}$$

Darlingtonovo zapojení tranzistorů  $T_3$  a  $T_4$  pracuje stejně jako v předchozím případě, proto

$$\frac{u_{ob}}{u_{Cb}} = \frac{R_D}{R_D + r_{eD}} \rightarrow 1$$

Platí tedy, že

$$u_{ob} \approx -R_C \cdot i_{eb} = -\frac{R_C \cdot u_b}{2 \cdot r_e} = -\frac{u_b \cdot R_C}{2 \cdot r_e}$$

Vstupní napětí  $u_b$  a výstupní napětí jsou v protifázi, vstup (b) je **invertujícím (-) vstupem**.

Platí proto (v lineární oblasti), že celkové výstupní napětí je



$$u_0 = u_{0a} + u_{0b} \approx \frac{u_a \cdot R_C}{2 \cdot r_e} + \frac{-u_b \cdot R_C}{2 \cdot r_e}$$

$$u_0 = \frac{(u_a - u_b) \cdot R_C}{2 \cdot r_e}$$

obecně platí

$$u_d = u_a - u_b \Rightarrow u_0 = \frac{u_d \cdot R_C}{2 \cdot r_e}$$

- b)** Nemohou-li vtékat do bází tranzistorů  $T_1$  a  $T_2$  odpovídající proudy, jsou oba tranzistory zavřeny. V kolektoru tranzistoru  $T_2$  bude proto napětí  $+15$  V. Na výstupu je proto napětí

$$U_0 = 15 - U_{BE3} - U_{BE4} \approx 15 - 1,2 = 13,8 \text{ V}$$

- c)** Tvrzení z bodu b) platí i zde. I když jsou vstupy propojeny, nemůže do bází proud vtékat – nemá odkud – viz obr. 48, kdybychom odpojili vstup (b) od zemní svorky.

- d)** Situace je znázorněna na obr. d).

Tranzistory mají ideálně shodné vlastnosti, tedy platí  $U_{BE1} = U_{BE2}$  a kolektorové proudy jsou stejné. Napětí  $U_E$  na společných emitorech tranzistorů  $T_1$  a  $T_2$  (vůči zemi) je tedy

$$U_E = 0 - U_{BE1} \approx -0,6 \text{ V}$$

Napětí na odporu  $R_E$  je

$$U_{RE} = U_E - U_{CC} = -0,6 - (-15) = 14,4 \text{ V}$$

Proud odporem  $R_E$  je

$$I_{RE} = U_{RE} / R_E = 14,4 / (500 \cdot 10^3) = 28,8 \mu\text{A}$$

Kolektory obou tranzistorů (shodných vlastností) proto prochází proud  $I_{RE}/2 = 14,4 \mu\text{A}$ , tomu odpovídá úbytek napětí na odporu  $R_C$  (předpokládáme velkou hodnotu  $\beta$ ):

$$U_{RC} = R_C \cdot I_{RE} / 2 = 500 \cdot 10^3 \cdot 14,4 \cdot 10^{-6} = 7,2 \text{ V}$$

Nyní již můžeme určit, že výstupní napětí je

$$U_0 = U_{CC+} - U_{RC} - U_{BE3} - U_{BE4} \approx 15 - 7,2 - 0,6 - 0,6 = 6,6 \text{ V}$$

a napětí na odporu  $R_D$

$$U_{RD} = U_0 - U_{CC-} = 6,6 - (-15) = 21,6 \text{ V}$$

a proud odporem  $R_D$

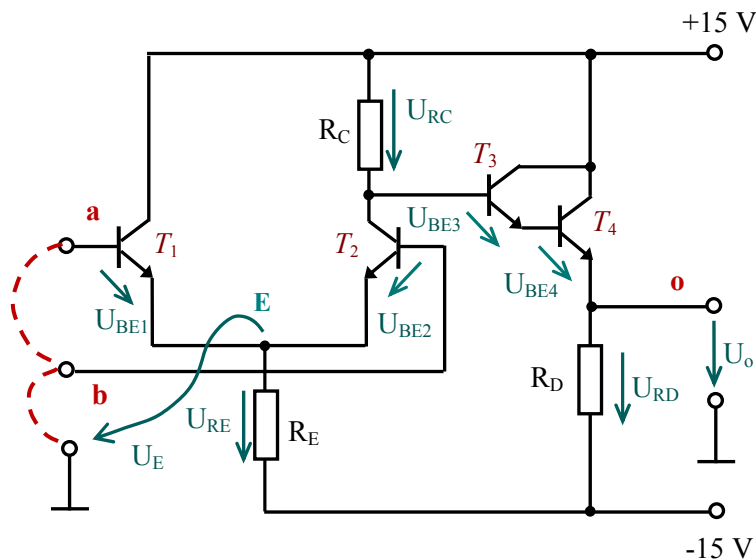
$$I_{RD} = U_{RD} / R_D = 21,6 / 10^4 = 2,16 \text{ mA}$$

Proud  $I_{RD}$  je současně i kolektorový proud tranzistoru  $T_4$ .

Bázový proud  $I_{B3}$  tranzistoru  $T_3$  je dán vztahem

$$I_{B3} \approx I_{RD} / (\beta_3 \cdot \beta_4) = \left| \begin{array}{l} \text{např.} \\ \beta_3 = \beta_4 = 100 \end{array} \right| = 2,16 \cdot 10^{-3} / 10^4 = 216 \text{ nA}$$

To je hodnota podstatně menší než  $14,4 \mu\text{A}$ , koncový stupeň tedy neovlivňuje podstatně vstupní diferenční stupeň.



Obr. d): Zapojení k úkolu d)

Pro úplnost můžeme určit i proudy vstupů (a) a (b) – tedy bázové proudy tranzistorů  $T_1$  a  $T_2$ . Předpokládejme opět, že  $\beta_1 = \beta_2 = 100$ , potom

$$I_a = I_b = \frac{I_{RE}/2}{\beta_1} = \frac{14,4 \cdot 10^{-6}}{100} = 144 \text{ nA}$$

(to je opravdu typický vstupní proud běžných operačních zesilovačů s BJT).

Všimněte si, že diferenční (operační) zesilovač neměl ani v jednom z uvedených příkladů nastavený očekávaný pracovní bod – nulové výstupní napětí. *Vhodný pracovní bod je nastaven jen tehdy, když je umožněn průchod bázových proudů  $I_a (= I_+)$  a  $I_b (= I_-)$  a když je zavedena stejnosměrná záporná zpětná vazba – viz úkol e).*

- e)** Předpokládejme, že před připojením napětí  $U_+$  (skoková změna) byl zesilovač ve stavu  $U_0 = 0$ . V každé elektronické struktuře jsou kapacity (nejběžněji funkční korekční kapacita  $C_K$  pro zajištění frekvenční stability; ale vždy jsou také obsaženy nějaké parazitní kapacity). Proto se nemůže výstupní napětí změnit skokem – obr. f).

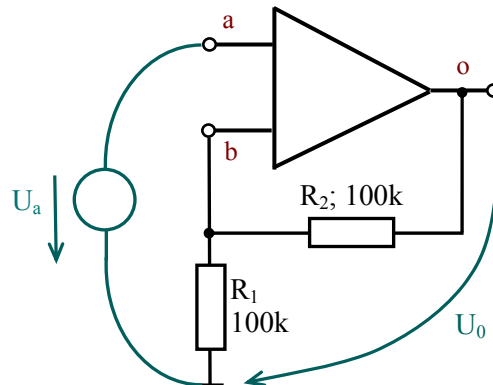
Po připojení napětí  $U_+$  je

$$U_E \approx U_+ - U_{BE1} = 1 - 0,6 = +0,4 \text{ V}$$

Ale napětí

$$U_{BE2} = U_{R1} - U_E = \frac{U_0 \cdot R_1}{R_1 + R_2} - (U_+ - U_{BE1}) = \left| U_0 = 0 \right| = -0,4 \text{ V}$$

Obr. e): Zapojení k úkolům e) a f).



Tranzistor  $T_2$  je proto zavřený, všechnen proud přes odpor  $R_C$  nabíjí korekční kapacitu  $C_K$ . Napětí na  $C_K$  narůstá, proto narůstá i napětí  $U_o$ . Jde o časovou funkci, platí

$$u_{BE2}(t) = \frac{u_0(t) \cdot R_1}{R_1 + R_2} - (U_+ - U_{BE1}) = \left| \begin{array}{l} \text{prodané} \\ \text{podmínky} \end{array} \right| = \frac{u_0(t)}{2} - 0,4$$

Když dosáhne napětí  $u_{BE_2}(t)$  hodnoty v okolí 0,6 V, tranzistor  $T_2$  se dostává do aktivního režimu – otevírá se – děj se ustálí. Ustálí se takové napětí  $U_{BE_2}$ , aby platilo

$$U_+ = U_{BE1} - U_{BE2} + U_{R1} = U_d + \frac{U_0 \cdot R_1}{R_2 + R_1}$$

kde

$$U_d = U_{BE1} - U_{BE2}$$

je právě to diferenční napětí, které je potřebné pro udržení výstupního napětí  $U_o$  v reálné zesilovací struktuře. Podíl

$$U_0/U_d = A$$

definuje napět'ové zesílení (diferenční) reálného operačního zesilovače.

Nyní můžeme vyjádřit diferenční napětí pomocí napětí výstupního a zesílení:

$$U_d = U_0/A$$

a dosadit do předchozího vztahu:

$$U_+ = \frac{U_0}{A} + \frac{U_0 \cdot R_1}{R_1 + R_2}$$

Úpravou získáme vztah pro zesílení zapojení na obr. e) – neinvertující zapojení OZ:

$$\frac{U_0}{U_+} = \frac{1}{\frac{1}{A} + \frac{R_1}{R_1 + R_2}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{\frac{R_1 + R_2}{A \cdot R_1} + 1} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \frac{1}{1 + \frac{1 + R_2/R_1}{A}}$$

Pro dané hodnoty je

$$\frac{U_0}{U_+} = \left(1 + \frac{10^5}{10^5}\right) \cdot \frac{1}{1 + \frac{1 + 10^5/10^5}{A}} = 2 \cdot \frac{1}{1 + 2/A}$$

Bude-li

$$A \rightarrow \infty, \Rightarrow U_0 = 2 \text{ V}, \text{ tedy } U_{R1} = 1 \text{ V}, U_d = U_{BE1} - U_{BE2} = 0.$$

To je ideální stav.

**f)** Zesílení  $A = U_0/U_d$  lze orientačně určit z úvah z bodu a). Zde jsme určili, že pro malé signálové změny je ( $u_d = u_a - u_b$ )

$$u_0 = \frac{u_d \cdot R_C}{2 \cdot r_e}$$

platí proto

$$A \approx R_C / (2 \cdot r_e)$$

Je-li:  $U_+ = 1 \text{ V}$ , je

$$U_E = 1 - U_{BE1} \approx 0,4 \text{ V}, U_{RE} = U_E - U_{CC-} = 0,4 - (-15) = 15,4 \text{ V}$$

proud odporem  $R_E$  je

$$I_{RE} = U_{RE} / (5 \cdot 10^5) = 30,8 \mu\text{A}$$

kolektorový proud tranzistorů  $I_C$  je roven polovině této hodnoty – tedy  $15,4 \mu\text{A}$ . Nyní již můžeme určit strmost tranzistoru

$$r_e = U_T / I_C = 26 \cdot 10^{-3} / 15,4 \cdot 10^{-6} = 1688 \Omega$$

Pro dané hodnoty dostaneme

$$A \approx R_C / (2 \cdot r_e) = 5 \cdot 10^5 / (2 \cdot 1688) = 148$$

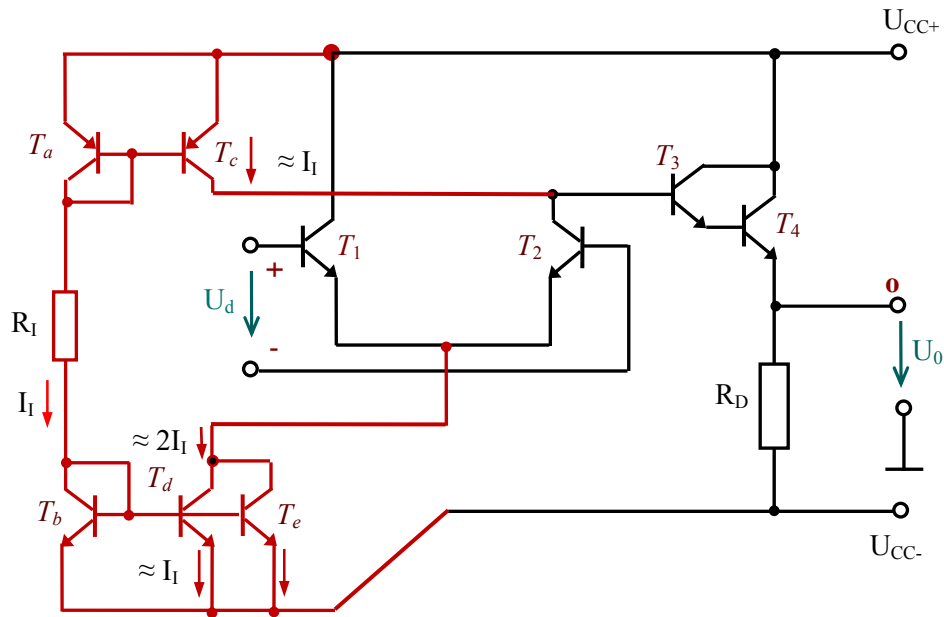
Ze schématu vyplývá, že z uvedené jednoduché konstrukce se budou proudové poměry – a tedy i zesílení  $A$  – měnit podle úrovně stejnosměrné složky na vstupu operačního zesilovače (vstupní souhlasné napětí). Tyto změny bude sice do jisté míry kompenzovat záporná zpětná vazba, nejsou však vítány. Řešení tohoto problému je použití proudových zdrojů, princip viz obr. g).

Primární proud definuje v tomto jednoduchém případě odpor  $R_I$ :

$$I_I = (U_{CC+} - U_{CC-} - 2 \cdot U_{BE}) / R$$

Jeden PNP tranzistor ( $T_c$ ) „kopíruje“ tento proud „jedenkrát“ do kolektoru  $T_2$ .

Dva NPN tranzistory ( $T_d, T_e$ ) proud zdvojnásobí pro emitory tranzistorů  $T_1$  a  $T_2$ .


 Obr. g): Zapojení proudový zdrojů  $I_1$  a  $2 \cdot I_1$ 

Všechny předchozí úvahy platí s tím, že  $R_C$  je nyní definován výstupním odporem zdroje proudu  $I_1$ . Odpor  $R_E$  reprezentuje výstupní odpor zdroje proudu  $2I_1$ . Pokud by se podařilo realizovat tyto zdroje (při stejných pracovních bodech jako v předchozích úvahách) s výstupním odporem asi  $10 \text{ M}\Omega$ , dosáhneme zesílení

$$A = R_C / (2 \cdot r_e) = 10^7 / (2 \cdot 1688) = 2962$$

(odpovídá tomu realizovatelná hodnota Earlyho napětí  $U_A = 150 \text{ V}$ , potom odpor mezi kolektorem a editorem

$$r_{CE} = U_A / I_C = 150 / (15,4 \cdot 10^{-6}) = 9,74 \text{ M}\Omega$$

#### Poznámka:

Korekční kapacita  $C_K$  (a parazitní kapacity) ovšem způsobují i degradaci zesílení v závislosti na frekvenci. V kolektoru tranzistoru  $T_2$  je ze signálového hlediska přibližně kolektorová impedance tvořená paralelní kombinací odporu  $R_C$  a kapacity  $C_K$ :

$$\hat{Z}_C = \frac{R_C \cdot 1 / (j\omega C_K)}{R_C + 1 / (j\omega C_K)} = \frac{R_C}{1 + j\omega C_K R_C} = R_C \cdot \frac{1 / (R_C C_K)}{j\omega + 1 / (C_K R_C)} = R_C \cdot \frac{\omega_C}{j\omega + \omega_C}$$

Vztah z bodu a)

$$u_0 = \frac{u_d \cdot R_C}{2 \cdot r_e}$$

se musí upravit pro ustálený harmonický stav do podoby

$$\hat{A} = \frac{\hat{U}_o}{\hat{U}_d} = \frac{\hat{Z}_C}{2 \cdot r_e} = \frac{R_C}{2 \cdot r_e} \cdot \frac{\omega_C}{j\omega + \omega_C} = A_0 \cdot \frac{\omega_C}{j\omega + \omega_C}$$

kde

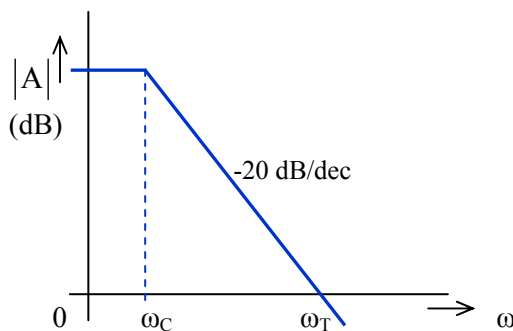
$$A_o = \frac{R_C}{2 \cdot r_e}$$

je původní stejnosměrná hodnota zesílení z bodu a).

Tomu odpovídá modulová charakteristika na obrázku h). V praxi většinou operační zesilovače pracují na frekvencích  $\omega \gg \omega_C$  (a  $\omega_C = 2\pi f_C$ ;  $f_C = 1$  až 50 Hz). Potom

$$\hat{A} \Big|_{\omega \gg \omega_C} \approx A_o \cdot \frac{\omega_C}{j\omega} = \frac{\omega_T}{j\omega} = \frac{\omega_T}{\omega} \cdot e^{-j\frac{\pi}{2}}$$

Výraz  $\omega_T = 2\pi f_T = A_o \cdot \omega_C$  je tzv. extrapolovaný tranzitní kmitočet; udává frekvenci na které je modul přenosu roven právě 1 (0 dB). Hodnota  $f_T$  je udávána výrobcem v katalogu.



Obr. f) Modulová kmitočtová charakteristika reálného OZ



### Příklad 5.8

Určete orientačně hodnotu napěťové zesílení kaskádního zapojení dvou tranzistorů z obrázku (při výpočtu zanedbejte vliv vazebních kapacitorů). Vlastnosti tranzistorů jsou:

FET ( $T_1$ ):  $I_{DSS} = 10 \text{ mA}$ ,  $U_P = -3,5 \text{ V}$  a  $U_A = 250 \text{ V}$ ;

BJT ( $T_2$ ):  $\beta = 150$ ,  $U_{BE} \cong 0,7 \text{ V}$ ,  $U_A = 350 \text{ V}$

Hodnoty odporů v zapojení jsou:

$R_G = 1 \text{ M}\Omega$ ,  $R_S = 130 \Omega$ ,  $R_D = 1,5 \text{ k}\Omega$ ,  $R_E = 2,7 \text{ k}\Omega$ ,  $R_Z = 2,2 \text{ k}\Omega$ ;

Hodnota stejnosměrného napájení:  $U_{CC} = 15 \text{ V}$

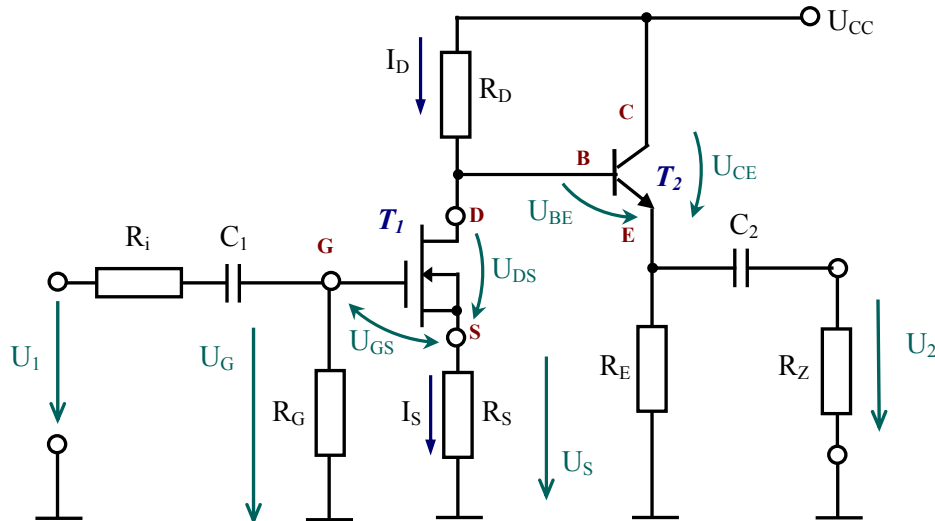
#### ☑ Řešení:

Pracovní body tranzistorů : Pro tranzistor  $T_1$  platí:

$$I_D = I_{DSS} \left( 1 - \frac{U_{GS}}{U_P} \right)^2$$

Dále platí, že  $U_S = -U_{GS}$  (proud řídící elektrodou G, a tedy i odporem  $R_G$ , považujeme za nulový) a proto

$$I_D = I_S = U_S / R_S = -U_{GS} / R_S$$



Obr.: Schéma zapojení k příkladu 5.8

Po dosazení dostaneme

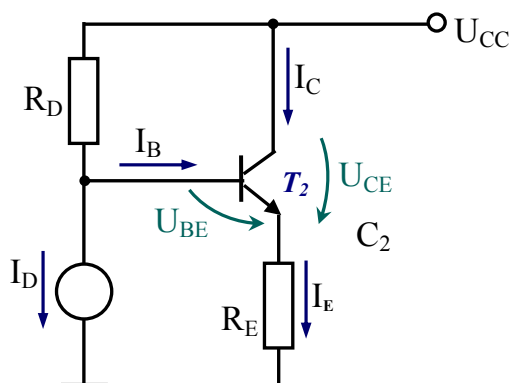
$$-\frac{U_{GS}}{130} = 10 \cdot 10^{-3} \cdot \left(1 - \frac{U_{GS}}{-3,5}\right)^2 \Rightarrow U_{GS} = \begin{cases} -0,7833 \text{ V} \\ -15,64 \text{ V} \end{cases}$$

Fyzikální význam má pouze kořen  $U_{GS} = -0,7833 \text{ V}$ , druhý kořen kvadratické rovnice ( $U_{GS} = -15,64 \text{ V}$ ) nemá fyzikální význam – tranzistor je úplně zavřený.

Pracovní proud  $I_D$  tranzistoru  $T_1$ :

$$I_D = 10 \cdot 10^{-3} \cdot \left(1 - \frac{0,7833}{3,5}\right)^2 \Rightarrow I_D = 6,0249 \text{ mA}$$

Pro určení pracovního bodu tranzistoru  $T_2$  nakreslíme náhradní schéma – obrázku náhradního schématu zapojení pro určení pracovního bodu  $T_1$ . Platí


 Obr.: Náhradní schéma zapojení pro určení pracovního bodu  $T_1$ 

$$I_E = I_B + I_C = I_B + \beta \cdot I_B = (\beta + 1) \cdot I_B$$

Podle 2. Kirchhoffova zákona platí:

$$U_{CC} = R_D \cdot (I_D + I_B) + U_{BE} + R_E I_E$$

$$15 = 1500 \cdot (6,025 \cdot 10^{-3} + I_B) + 0,7 + 2700 \cdot (\beta + 1) \cdot I_B \Rightarrow I_B = 12,86 \mu\text{A}$$

Hodnota kolektorového proudu je

$$I_C = \beta \cdot I_B = 150 \cdot 12,86 \cdot 10^{-6} = 1,94 \text{ mA}$$

Je vhodné zkontrolovat pracovní body tranzistorů:

$T_2$ :

$U_{CE} = U_{CC} - R_E I_E = 15 - 2700 \cdot 1,94 \cdot 10^{-3} = 9,762 \text{ V}$  – toto napětí je mezi kolektorem a emitorem, je určitě větší než je napětí saturační, tranzistor je v aktivní oblasti.

$T_1$ :

$$U_{DS} = U_{CC} - R_D \cdot (I_D + I_B) - R_S I_D =$$

$$= 15 - 1,5 \cdot 10^{-3} \cdot (6,025 \cdot 10^{-3} + 12,86 \cdot 10^{-6}) - 6,025 \cdot 10^{-3} \cdot 130 = 5,36 \text{ V}$$

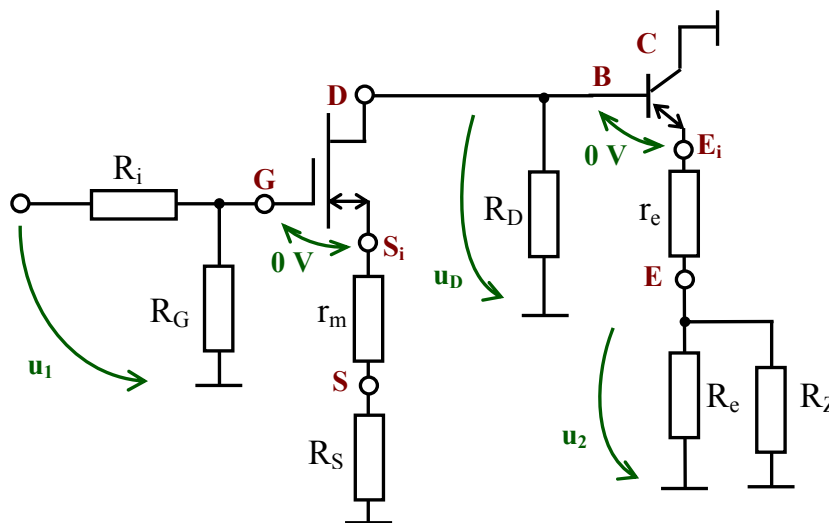
U FETu také ověříme, zda se pracovní bod nachází v saturační oblasti – (nezaměňovat se saturační bipolárních tranzistorů):

$$U_{DS} = 5,36 \text{ V}$$

$$U_{DSsat} = U_{GS} - U_P = -0,7833 - (-3,3) = 2,717 \text{ V} \quad \left. \vphantom{U_{DS} = 5,36 \text{ V}} \right\} \Rightarrow U_{DSsat} < U_{DS}$$

Oba tranzistory se nacházejí ve vhodné pracovní oblasti, jejich malosignálové vlastnosti – viz obrázek náhradního signálového schématu (vliv  $U_A$  při orientačním výpočtu zanedbáme).

$$g_{mT_1} = \frac{2 \cdot I_D}{U_{GS} - U_P} = \frac{2 \cdot 6,025 \cdot 10^{-3}}{-0,7833 - (-3,5)} = 4,435 \text{ mS}$$



Obr. Náhradní signálové schéma obvodu z příkladu 5.8



$$r_e = \frac{U_T}{I_E} = \frac{26 \cdot 10^{-3}}{1,953 \cdot 10^{-3}} = 13,31 \Omega$$

Napětíové zesílení:  $A_U$  určíme jako součin zesílení jednotlivých stupňů:

$$A_U = A_{UT_1} \cdot A_{UT_2}$$

V emitoru (interním) tranzistoru  $T_2$  je celkový odpor

$$R_{Ei} = r_e + \frac{R_E \cdot R_Z}{R_E + R_Z} = 13,31 + \frac{2\,700 \cdot 2\,200}{2\,700 + 2\,200} = 1\,225,55 \Omega$$

Tomu odpovídá signálový vstupní odpor v bázi tranzistoru  $T_2$

$$R_{bi} \cong \beta \cdot R_{Ei} = 150 \cdot 1\,225,55 = 183\,832 \Omega$$

Celkový signálový odpor vývodu D proti zemi je tvořen paralelní kombinací odporu  $R_D$  a odporu  $R_{bi}$ :

$$R'_D = \frac{R_D \cdot R_{bi}}{R_D + R_{bi}} = \frac{183\,832 \cdot 1\,500}{183\,832 + 1\,500} = 1\,487,86 \Omega$$

Nyní již můžeme (pro signálové změny) určit, že

$$u_D = -\frac{u_1 \cdot R_G / (R_G + R_i)}{r_m + R_S} \cdot R'_D = \left| R_i \ll R_G \right| \cong -\frac{u_1}{r_m + R_S} \cdot R'_D \Rightarrow$$

$$A_{UT_1} = u_D / u_1 \cong -\frac{R'_D}{r_m + R_S} = -\frac{R'_D}{1/g_m + R_S}$$

$$A_{UT_1} = -\frac{1\,487,86}{1/4,435 \cdot 10^{-3} + 130} = -\frac{1\,487,86}{225,5 + 130} = -4,185$$

Pokud by na obrázku v zadání příkladu 5.8 byl odpor  $R_S$  přemostěn kondenzátorem, nahradíme v obrázku náhradního signálového schématu odpor  $R_S$  zkratem (nulový signálový odpor). Za této situace je zesílení prvního stupně

$$A_{UT_1}(R_S \rightarrow 0) \cong -\frac{R'_D}{r_m} = -\frac{1\,487,86}{225,5} = -6,598$$

Z poměrů v signálovém schématu také určíme, že

$$u_2 = u_D \cdot \frac{R_e}{r_e + R_e} = \left| R_e = \frac{R_E \cdot R_Z}{R_E + R_Z} \right| \Rightarrow$$

$$A_{UT_2} = u_2 / u_D = \frac{1}{1 + r_e / R_e} = \frac{1}{1 + 13,31 / 1\,212,24} = 0,989$$

Nyní již můžeme určit, že

$$A_U(R_S = 130) = A_{UT_1} \cdot A_{UT_2} = -4,185 \cdot 0,989 = -4,139$$

$$A_U(R_S \rightarrow 0) = A_{UT_1} \cdot A_{UT_2} = -6,598 \cdot 0,989 = -6,525$$

Vstupní odpor struktury je prakticky určen odporem  $R_G$ .

Výstupní odpor celé struktury je tvořen výstupním odporem emitorového sledovače. Pokud by byl tento buzen z ideálního zdroje napětí, byl by výstupní odpor určen paralelním řazením  $r_e$  a  $R_e$ , tedy hodnotou

$$\frac{13,31 \cdot 1212,24}{13,31 + 1212,24} = 13,17 \Omega$$

V zapojení na obrázku k příkladu 5.8 je ovšem buzen ze zdroje napětí s výstupním odporem přibližně  $R_D$ . Potom je výstupní odpor emitorového sledovače větší, určen vztahem ( $R_V \rightarrow R_D$ ; nezahrnujeme vliv odporu zátěže – což je v této situaci správné)

$$\begin{aligned} R_{outSC} &= r_e \cdot \frac{1 + R_V / (\beta \cdot r_e)}{1 + 1/\beta + r_e/R_E + R_V / (\beta \cdot R_E)} = \\ &= 13,3 \cdot \frac{1 + 1500 / (150 \cdot 13,3)}{1 + 1/150 + 13,3/2700 + 1500 / (150 \cdot 2700)} = 22,95 \Omega \end{aligned}$$

Pokud bychom uvažovali i vliv  $U_A$ , určíme, že

$$r_{dT_1} = \frac{1}{g_{dT_1}} = \frac{U_A}{I_D} = \frac{250}{6,025 \cdot 10^{-3}} = 41,494 \text{ k}\Omega$$

Hodnota odporu  $R'_D$  by byla ještě zmenšena paralelním přiřazením  $r_{dT_1}$ , celkové zesílení by se zmenšilo.



### Příklad 5.9

Určete napěťové zesílení kaskodového zesilovače na obrázku s parametry tranzistorů:

$$\mathbf{T_1 (FET): } U_P = -4 \text{ V}, I_{DSS} = 5 \text{ mA}, U_A = 200 \text{ V}$$

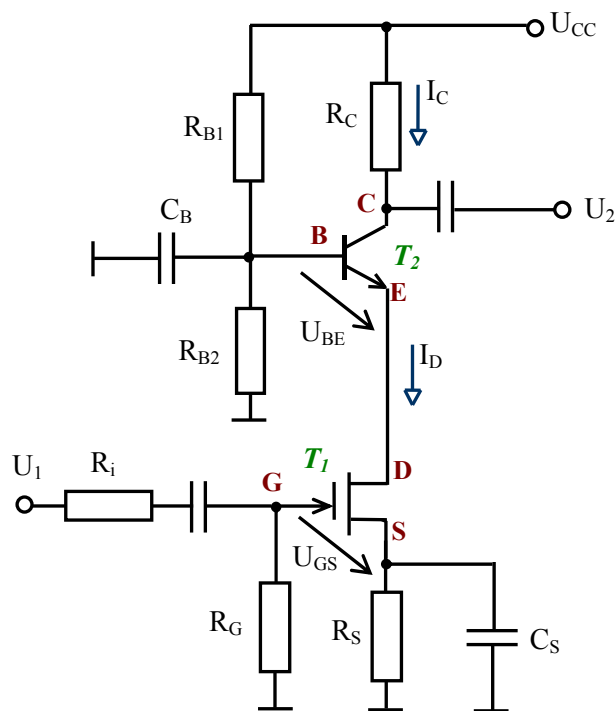
$$\mathbf{T_2 (BJT): } \beta = 200, U_A = 250 \text{ V}$$

Jsou zadány hodnoty:

$$R_{B_1} = 4,7 \text{ k}\Omega, R_{B_2} = 3,9 \text{ k}\Omega, R_C = 3,9 \text{ k}\Omega,$$

$$R_i = 600 \Omega, R_G = 470 \text{ k}\Omega, R_S = 2,2 \text{ k}\Omega$$

$$U_{BE} = 0,6 \text{ V}, U_{CC} = 15 \text{ V}.$$



Obr. k příkladu 5.9: Kaskodové zapojení FETu a bipolárního tranzistoru (BJT)

☑ **Řešení:**

Nejdříve určíme pracovní body tranzistorů.

Napětí na bázi tranzistoru  $T_2$  je

$$U_B = U_{CC} \cdot \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} = 15 \cdot \frac{3,9 \cdot 10^3}{(4,7 + 3,9) \cdot 10^3} = 6,8 \text{ V}$$

Stejnoseměrné napětí  $U_E$  na emitoru  $T_2$  pak je

$$U_E = U_B - U_{BE} = 6,8 - 0,6 = 6,2 \text{ V}$$

Pro  $T_1$  musí platit

$$I_D = I_{DSS} \cdot (1 - U_{GS}/U_P)^2, \quad U_{GS} = -R_S I_D$$

$$I_D^2 \left( \frac{R_S}{U_P} \right)^2 + I_D \cdot \left( \frac{2 \cdot R_S}{U_P} - \frac{1}{I_{DSS}} \right) + 1 = 0$$

$$302500 \cdot I_D^2 - 1300 \cdot I_D + 1 = 0 \quad I_D = \begin{cases} 1,004 \text{ mA} \\ 3,294 \text{ mA} \end{cases}$$

Fyzikální smysl má řešení  $I_D = 1,004 \text{ mA}$ . Nyní můžeme určit, že:

$$R_S I_D = 2,209 \text{ V}$$

$$U_{GS} = U_G - R_S I_D = 3,326 \text{ V}$$

$$U_{DS T_1} = U_E - R_S I_D = 6,2 - 2,209 = 4 \text{ V}$$

$$U_{DS sat} = U_{GS} - U_P = -2,209 - (-4) = 1,791 \text{ V} \quad \left. \vphantom{\begin{matrix} U_{DS T_1} \\ U_{DS sat} \end{matrix}} \right\} \Rightarrow U_{DS sat} < U_{DS}$$

Zanedbáme-li proud báze ( $\beta \gg 1$ )  $T_2$  je

$$I_C \cong I_D$$

$$U_{CE} = U_{CC} - U_E - R_C \cdot I_D = 15 - 6,2 - 3,9 = 4,9 \text{ V}$$

$U_{CE} = 4,9 \text{ V}$  – znamená, že i tranzistor  $T_2$  je v aktivní pracovní oblasti.

Nyní určíme pro tranzistor  $T_1$  parametry modelu:

$$g_{m T_1} = \frac{2 \cdot I_D}{U_{GS} - U_P} = \frac{2 \cdot 10^{-3}}{2,209 - (-4)} = 1,117 \text{ mS}$$

$$r_{d T_1} = \frac{1}{g_{d T_1}} = \frac{U_A}{I_D} = \frac{200}{10^{-3}} = 200 \text{ k}\Omega$$

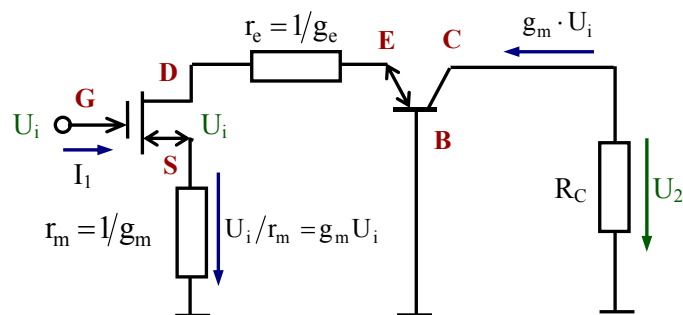
Parametry modelu tranzistoru  $T_2$  jsou

$$g_{e T_2} = \frac{1}{r_e} = \frac{I_C}{U_T} = \frac{10^{-3}}{26 \cdot 10^{-3}} = 38,46 \text{ mS}$$

$$r_{d T_2} = \frac{1}{g_{d T_2}} = \frac{U_A}{I_C} = \frac{250}{10^{-3}} = 250 \text{ k}\Omega$$

Nyní nakreslíme signálový model struktury, zanedbáme odpor  $R_i$  ( $600 \Omega$ ) a  $R_G$  (řádově  $M\Omega$ ).

Vstupním (známým) signálem je napětí  $U_i \equiv U_1$ , proud  $I_1$  je v tomto ideálním případě nulový.



Obrázek signálového modelu struktury k příkladu 5.9 – není zahrnut vliv  $U_A$

Ze zjednodušeného signálového modelu (zanedbáme vliv  $U_A$ , tedy  $r_{d T_1}$  a  $r_{d T_2}$ ) je výstupní napětí

$$U_2 = \left|_{g_{mT_1} \cong g_m} \right| \cong -g_{mT_1} \cdot U_1 \cdot R_C$$

Napět'ové zesílení (přenos) tedy je

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{U_2}{U_i} \cong -g_{mT_1} \cdot R_C = -1,117 \cdot 10^{-3} \cdot 3,9 \cdot 10^{-3} = -4,356$$

Parametr  $g_{eT_1} \equiv g_e = 38,46 \text{ mS}$  se při daných zjednodušeních neuplatňuje.



### Shrnutí

Tato kapitola shrnuje Vaše dosavadní poznatky o tranzistorových obvodech. Nejsou k ní žádné otázky ani kontrolní příklady k řešení. Doporučujeme, abyste si všechny příklady samostatně pečlivě propočítali a promysleli. V případě jakýchkoliv nejasností se vraťte k základním zapojením s jedním tranzistorem. Po zopakování se pokuste řešit problém znovu.



### Korespondenční úkol

Bude zadán vyučujícím z množiny příkladů určených k samostatnému řešení.

## 6 Vliv parazitních kapacit bipolárního tranzistoru



**Čas ke studiu:** 3 hodiny



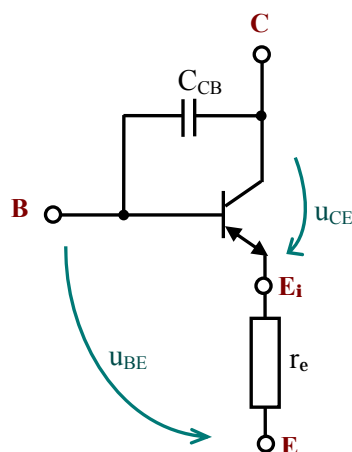
**Cíl** Po prostudování tohoto odstavce budete umět posoudit vliv parazitní kapacity kolektor-báze bipolárního tranzistoru v zapojení:

- se společným emitorem (SE)
- se společným kolektorem (SC)
- se společnou bází (SB)



### VÝKLAD

Pro vyšší pracovní frekvence již jednoduchý model bipolárního tranzistoru na obr. 3.13 není dostatečný. Vlastnosti tranzistoru degradují. Pro běžné situace má největší vliv kapacita zavřeného přechodu báze – kolektor –  $C_{CB}$ . Je závislá na pracovním bodu a výrobci ji většinou uvádějí (běžně jednotky pF). Náhradní schéma rozšířené o vliv  $C_{CB}$  je na obr. 6.1.



Obr. 6.1: Náhradní (signálový) model tranzistoru, zahrnutý vliv kapacity  $C_{CB}$

Doplněním kapacity  $C_{CB}$  do modelu se nic nezmění na předchozích úvahách o nastavení pracovního bodu a určení  $r_e$ .

Prozkoumejme vliv  $C_{CB}$  v jednotlivých zapojeních. Budeme uvažovat jen signálové modely bez odporového děliče  $R_A, R_B$  – viz např. obr. 3.20 (kap 3), jeho vliv snadno dopočítáme (paralelní zapojení).

## 6.1 Vliv kapacity $C_{CB}$ v zapojení SE

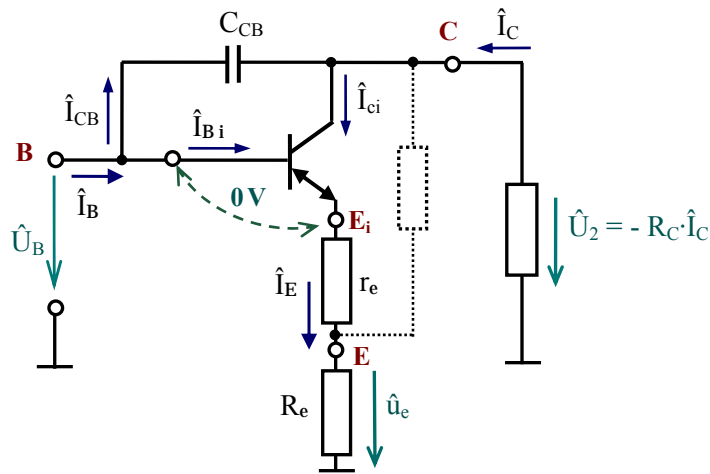
Vyjdeme ze signálového schématu na obr. 3.23c) – signálové schéma zapojení SE s externím odporem  $R_C$  a externím proměnným emitorovým odporem  $R_E \rightarrow$  už modelujeme situaci pro střídavý signál – jenž doplníme kapacitou  $C_{CB}$  – viz obr. 6.2. Budeme řešit ustálený harmonický stav, tzn. budeme pracovat s fázory proudů a napětí.

$$\text{Stále platí: } \hat{U}_{BEi} \rightarrow 0, \hat{I}_{Ci} = \beta \cdot \hat{I}_{Bi}, \hat{I}_{Ci} = \alpha \cdot \hat{I}_E.$$

Dále platí

$$\hat{I}_E = \hat{I}_{Bi} + \hat{I}_{Ci} = (\hat{I}_B - \hat{I}_{CB}) + (\hat{I}_C + \hat{I}_{CB}) = \hat{I}_C + \hat{I}_B$$

Ze signálového modelu odvodíme, že:



Obr. 6.2: Zapojení SE (s externím emitorovým odporem  $R_E$ ) – vliv kapacity  $C_{CB}$  – signálový model (v ustáleném harmonickém stavu)

$$\hat{I}_E = \hat{U}_B / (r_e + R_e)$$

$$\hat{I}_{CB} = (\hat{U}_B - \hat{U}_2) / \hat{Z}_C = j\omega C_{CB} \cdot (\hat{U}_B - \hat{U}_2)$$

$$\hat{U}_2 = -R_C \cdot \hat{I}_C = -R_C \cdot (\hat{I}_{Ci} - \hat{I}_{CB}) = \left. \begin{array}{l} \text{uvažujeme} \\ \alpha \approx 1; \hat{I}_{Ci} \cong \hat{I}_E \end{array} \right| \Rightarrow$$

$$\hat{U}_2 = -R_C \cdot \left[ \frac{\hat{U}_B}{r_e + R_e} - j\omega C_{CB} \cdot \hat{U}_B + j\omega C_{CB} \cdot \hat{U}_2 \right]$$

$$\hat{U}_2 \cdot [1 + j\omega R_C \cdot C_{CB}] = -\frac{R_C}{r_e + R_e} \cdot \hat{U}_B \cdot [1 - j\omega(r_e + R_e) \cdot C_{CB}]$$

$$\frac{\hat{U}_2}{\hat{U}_B} = -\frac{R_C}{r_e + R_e} \cdot \frac{1 - j\omega(r_e + R_e) \cdot C_{CB}}{1 + j\omega R_C C_{CB}} \quad (6.1)$$

Vztah (6.1) popisuje napěťový přenos z báze (B) do kolektoru (C) tranzistoru. Formální úpravou vztahu získáme vztah

$$\hat{A}_{USER} = \frac{\hat{U}_2}{\hat{U}_B} = -\frac{R_C}{r_e + R_e} \cdot \frac{1 - j\omega/\omega_n}{1 + j\omega/\omega_3} \quad (6.1b)$$

kde

$$\omega_3 = 1/(R_C \cdot C_{CB}) \quad (6.2)$$

je **pól přenosu** a

$$\omega_n = 1/[(r_e + R_e) \cdot C_{CB}] = \frac{R_C}{r_e + R_e} \cdot \frac{1}{R_C \cdot C_{CB}} = \frac{R_C}{r_e + R_e} \cdot \omega_3 \quad (6.3)$$

je **nula přenosu**

Chceme-li sestavit modulovou (amplitudovou) kmitočtovou charakteristiku pak pro jednotlivé frekvence můžeme psát:

$$\underline{\omega \rightarrow 0} \text{ (velmi nízké frekvence): } \hat{A}_{USER}(\omega \rightarrow 0) = -\frac{R_C}{r_e + R_e}$$

$$\underline{\omega \ll \omega_3 \ll \omega_n}: \hat{A}_{USER} \approx -\frac{R_C}{r_e + R_e} \cdot \frac{1}{1 + j\omega/\omega_3}$$

$$\underline{\omega = \omega_3}: \hat{A}_{USER}(\omega_3) = -\frac{R_C}{r_e + R_e} \cdot \frac{1}{1 + j\omega/\omega_3} = -\frac{R_C}{r_e + R_e} \cdot \frac{1}{1 + j}$$

$$\text{Modul napěťového přenosu pak je: } \left| \hat{A}_{USER}(\omega_3) \right| = \frac{R_C}{r_e + R_e} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}}$$

Vyjádříme-li jej v dB pak získáme výraz:

$$20 \cdot \log \left| \hat{A}_{USER}(\omega_3) \right| = 20 \cdot \log \frac{R_C}{r_e + R_e} - 20 \cdot \log \left( \frac{1}{\sqrt{2}} \right) = 20 \cdot \log \frac{R_C}{r_e + R_e} - 3 \Rightarrow$$

Na frekvenci  $\omega_3$  poklesne zesílení o 3 dB pod ideální hodnotu  $20 \log[R_C/(r_e + R_e)]$

$$\underline{\omega_3 \ll \omega \ll \omega_n}: \hat{A}_{USER} \approx -\frac{R_C}{r_e + R_e} \cdot \frac{\omega_3}{j\omega} = j \frac{R_C}{r_e + R_e} \cdot \frac{\omega_3}{\omega}$$

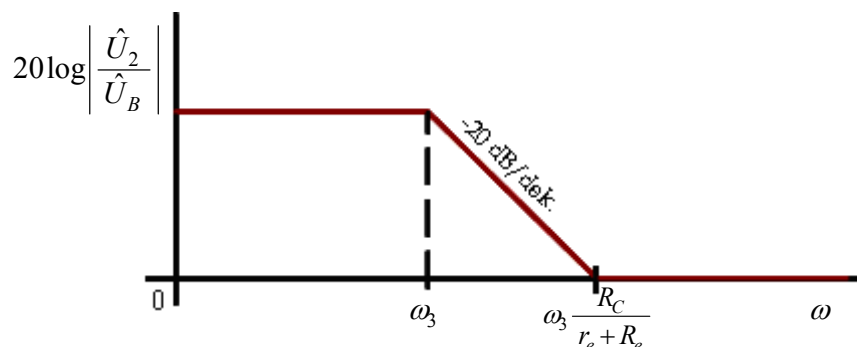
Zvětšíme-li  $\omega$  desetkrát, zmenší se přenos o 20 dB.

$$\underline{\omega \rightarrow \infty}: \hat{A}_{USER}(\omega \rightarrow \infty) \rightarrow 1 \Rightarrow \text{přenos 0 dB}$$



Pro vysoké frekvence je přechod C-B „zkratován“ kondenzátorem  $C_{CB}$ ,  $\hat{U}_B$  proniká na kolektor „přímo“ přes  $C_{CB}$  – hovoříme o **dopředném přenosu** – viz obr. 6.3.

Pro  $\omega \ll \omega_3$  můžeme zjednodušeně předpokládat, že výstupní impedance  $\hat{Z}_0 \cong R_C$ .



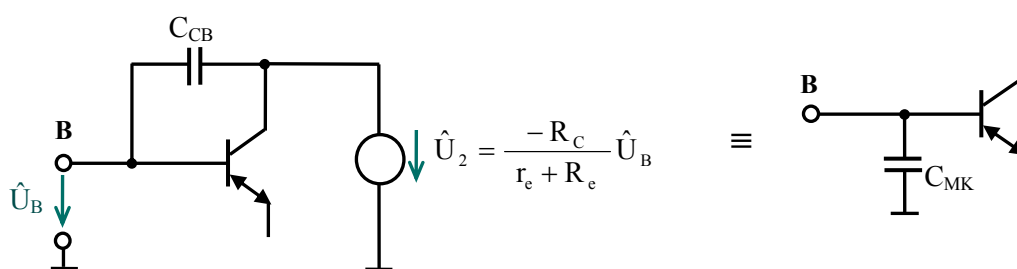
Obr. 6.3: Kmitočtová modulová charakteristika napět'ového přenosu obvodu na obrázku 5.2  $\rightarrow 20 \log \left| \hat{U}_2 / \hat{U}_B \right|$

Určeme i vstupní impedanci (pro  $\omega \ll \omega_3$ ).

Pro  $\omega \ll \omega_3$   $\hat{A}_{USER} \approx -R_C / (r_e + R_e)$ . Takže vstupní impedance bez vlivu  $\hat{I}_{CB}$  ( $C_{CB}$ ) je

$$\hat{Z}_{iB} = \frac{\hat{U}_B}{\hat{I}_B} \approx \frac{\hat{U}_B}{\hat{I}_E / \beta} \approx \frac{\hat{U}_B}{[\hat{U}_B / (r_e + R_e)] / \beta} = \beta \cdot (r_e + R_e) = R_{ib}$$

Nyní určíme vliv  $C_{CB}$ . Situace je nakreslena (pro  $\omega \ll \omega_3$ ) na obr. 6.4



Obr. 6.4: Millerův jev (kapacita  $C_{MK}$ )

Platí:

$$\hat{I}_{CB} = \frac{\hat{U}_B - \hat{U}_2}{1/j\omega C_{CD}} = j\omega C_{CD} \cdot \hat{U}_B \cdot \left(1 - \frac{\hat{U}_2}{\hat{U}_B}\right) = j\omega C_{CD} \cdot \hat{U}_B \cdot (1 + |\hat{A}_{USER}|)$$

Ekvivalentní vstupní impedance kapacity  $C_{CB}$  (vůči zemi svorce) určíme pomocí zobecněného Ohmova zákona jako

$$\hat{Z}_{ekv} = \frac{\hat{U}_B}{\hat{I}_{CB}} = \frac{1}{j\omega C_{CD} \cdot (1 + |\hat{A}_{U_{SER}}|)}$$

Tomu odpovídá ekvivalentní kapacita proti zemi

$$C_{MK} = C_{CD} \cdot (1 + |\hat{A}_{U_{SER}}|) = C_{CD} \cdot \left(1 + \frac{R_C}{r_e + R_e}\right) \quad (6.4)$$

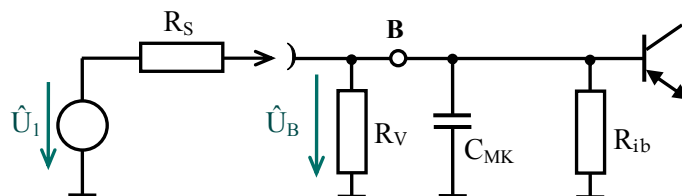
Tak velkou kapacitu bychom museli zapojit proti zemi, aby měla stejný vliv jako kapacita  $C_{CB}$  (mezi C a B). Jde o tzv. Millerův jev, který byl popsán historicky již u elektronek. Platí zcela obecně pro jakoukoliv kapacitu zapojenou mezi invertující vstup a výstup kteréhokoliv zesilovače. Napěťový úbytek na kapacitě  $C_{CB}$  je  $(1 + |\hat{A}_{U_{SER}}|)$ -krát větší než  $\hat{U}_B \rightarrow$  to vyvolá i odpovídající hodnotu proudu  $\hat{I}_{CB}$ .

Výsledná vstupní impedance (její model + napájecí obvod báze vyjádřený hodnotou  $R_V$ ) je znázorněna na obr. 6.5.

Ekvivalentní kapacita  $C_{MK}$  způsobí, že s rostoucí frekvencí roste proudový odběr ze zdroje napětí  $\hat{U}_1$ , klesá proudový a výkonový zisk struktury. Není-li zdroj  $\hat{U}_1$  ideální – tzn.  $R_S \neq 0$ , klesá s rostoucí frekvencí napětí  $\hat{U}_B$ , protože

$$\hat{U}_B = \hat{U}_1 \cdot \frac{\hat{Z}_{in}}{R_S + \hat{Z}_{in}} \quad (6.6)$$

a to již (nečekaně) na nízkých frekvencích.



Obr. 6.5: Impedanční poměry na vstupu zapojení SE;

$R_S$  – odpor zdroje napětí  $\hat{U}_1$

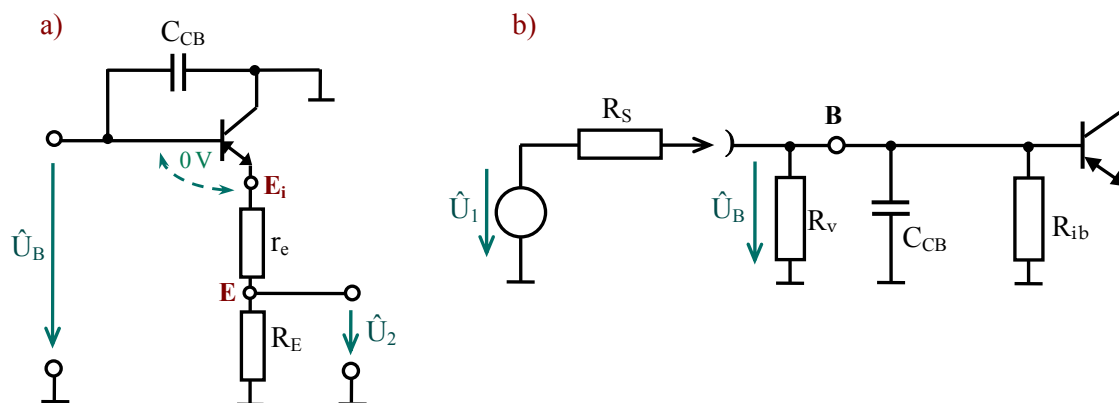
$R_V$  – napájecí obvod báze

$C_{MK}$  – Millerova kapacita

$R_{ib}$  – vstupní odpor báze tranzistoru

## 6.2 Vliv kapacity $C_{CB}$ v zapojení SC

Vyjdeme ze signálového schématu na obr. 3.27 – signálové schéma zapojení SC – které doplníme kapacitou  $C_{CB}$  – viz obr. 6.6 a). Při této konfiguraci se kapacita  $C_{CB}$  projeví pouze ve vstupní impedanci a to pouze svou hodnotou, protože signálově je spojen „kolektorovým vývodem“ připojen přímo na zemní (referenční) svorku – nikoliv do obvodu zpětné vazby. Celkově jsou poměry shrnuty na obr. 6.6 b).



Obr. 6.6: a) Signálové schéma zapojení se společným kolektorem – s uvážením vlivu  $C_{CB}$   
b) Impedanční poměry na vstupu zapojení SC – se zahrnutím vlivu  $C_{CB}$

Formálně jde na obr. 6.6 b) o totéž, co je na obr. 6.5, pouze místo kapacity  $C_{MK}$  stačí přímo uvažovat kapacitu  $C_{CB}$ . Proto dochází k frekvenční degradaci v zapojení se společným kolektorem až na mnohem vyšších frekvencích – přibližně  $|\hat{A}_{USER}|$  – krát vyšších oproti zapojení se společným emitorem při stejných podmínkách.

Napěťový přenos mezi bází a emitorem pak je

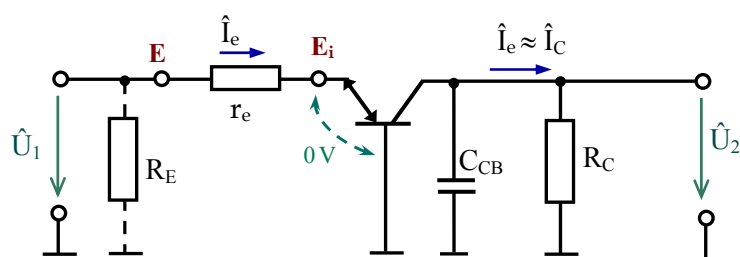
$$\frac{\hat{U}_2}{\hat{U}_B} = \frac{R_e}{r_e + R_e}$$

## 6.3 Vliv kapacity $C_{CB}$ v zapojení SB

Nyní vyjdeme ze struktury signálového schématu na obr. 3.31 – signálové schéma zapojení SB – které doplníme kapacitou  $C_{CB}$  – viz obr. 6.7. Při této konfiguraci kapacita  $C_{CB}$  vůbec neovlivňuje vstupní poměry, je zapojena paralelně k  $R_C$ . Takže platí

$$\hat{I}_E \approx \hat{I}_C = \hat{U}_1 / r_e$$

$$\hat{U}_2 = \hat{I}_C \cdot [R_C / (1 + j\omega R_C \cdot C_{CB})] = \frac{\hat{U}_1}{r_e} \cdot \frac{R_C}{1 + j\omega R_C \cdot C_{CB}}$$

Obr. 6.7: Signálové schéma zapojení SB s uvážením vlivu  $C_{CB}$ 

Pro zesílení platí

$$\frac{\hat{U}_2}{\hat{U}_1} = \hat{A}_{USB} \approx \frac{R_C}{r_e} \cdot \frac{1}{1 + j\omega/\omega_3} \quad (6.7)$$

kde

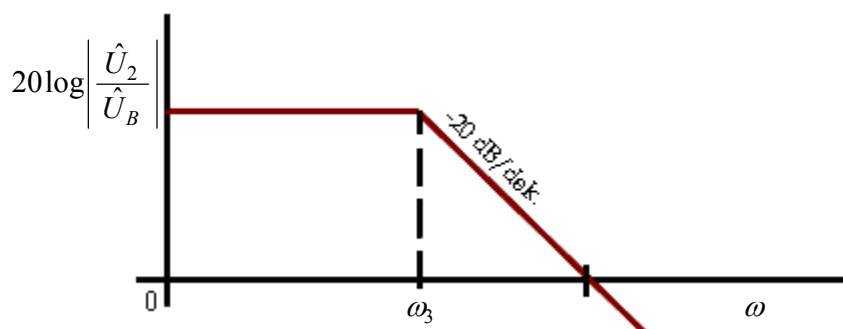
$$\omega_3 = 1/R_C C_{CB}$$

Pro  $\omega \ll \omega_3$  :  $\hat{A}_{USER} \approx -\frac{R_C}{r_e + R_e} \cdot \frac{1}{1 + j\omega/\omega_3}$

$\omega = \omega_3$  :  $\hat{A}_{USER}(\omega_3) = \frac{R_C}{r_e} \cdot \frac{1}{1 + j} = \frac{R_C}{\sqrt{2} \cdot r_e} \cdot e^{-j45^\circ}$

$\omega \rightarrow \infty$  :  $\hat{A}_{USER}(\omega \rightarrow \infty) \rightarrow 1 \Rightarrow$  přenos 0 dB

Modulová (amplitudová) kmitočtová charakteristika napěťového přenosu je znázorněna na obr. 6.8.



Obr. 6.8: Kmitočtová modulová charakteristika napěťového přenosu obvodu na obrázku 5.7  $\rightarrow 20 \log \left| \hat{U}_2 / \hat{U}_B \right|$



### Pojmy k zapamatování

Parazitní kapacita kolektor-báze; parazitní kapacita kolektor-báze v signálovém modelu tranzistoru; Millerův jev; kmitočtová charakteristika, dopředný přenos.



### Otázky 6

1. Nakreslete signálový model BJT, který zahrnuje kapacitu  $C_{CB}$ .
2. Vysvětlete podstatu Millerova jevu.
3. Proč se Millerův jev neuplatňuje v zapojeních SB a SC?
4. Vysvětlete podstatu dopředného přenosu.



### Úlohy k řešení 6

#### Příklad 6.1

Předpokládejme, že do struktury podle příkladu 3.2 (str. 75, kap. 3) doplníme kapacitu kolektor-báze o velikosti 3 pF. Určete hodnotu Millerovy kapacity.



### Příklad 6.2

Předpokládejme, že do struktury podle příkladu 3.3 (str. 80, kap. 3) doplníme kapacitu kolektor-báze o velikosti 3 pF. Určete hodnotu Millerovy kapacity.



### Text k prostudování

- [1] Frohn, M. – Siedler, H.-J. – Wiemer, M. – Zastrow, P.: Elektronika, polovodičové součástky a základní zapojení. Ben, Praha 2006, ISBN 80-7300-123-3



### Další zdroje

- [1] Horowitz, P.- Winfield,H.: The art of electronics (second edition). Cambridge University Press, Cambridge 1982
- [2] Doleček, J.: Moderní učebnice elektroniky 4. díl, BEN, Praha, 2006, ISBN 80-7300-185-3
- [3] Kuphaldt, Tony R.: Lessons In Electric Circuits, [www.ibiblio.org/kuphaldt/](http://www.ibiblio.org/kuphaldt/)



### CD-ROM

Otevři soubor **BJT SE**

## 7 Shrnutí základních vlastností zapojení s tranzistorem



**Čas ke studiu:** 2 hodiny



**Cíl** Cílem je shrnutí dosud získaných poznatků o základních zapojeních s bipolárním a unipolárním tranzistorem a posouzení jejich vlastností:

- základní zapojení s BJT
- základní modely s BJT
- základní zapojení s FETy
- základní modely s FETy



### VÝKLAD

Tato kapitola shrnuje dosavadní poznatky o tranzistorových obvodech a rozšiřuje je o chování tranzistorových struktur ve frekvenční oblasti – o zahrnutí vlivu zpětnovazební kapacity mezi bází a kolektorem (mezi vývodem G a D u FETů). Nejsou k ní žádné otázky ani kontrolní příklady k řešení. Doporučujeme, abyste si jednotlivá zapojení promysleli. V případě jakýchkoliv nejasností se vraťte k příslušným částem materiálu.

### 7.1 Shrnutí základních vlastností zapojení s jedním bipolárním tranzistorem

Při srovnání vlastností zapojení se společnou bází (SB) a se společným emitorem (SE) se může zdát, že jejich frekvenční vlastnosti jsou stejné. Obě zapojení mají stejný pól přenosu –  $\omega_3$  – definovaný kolektorovým odporem  $R_C$  a kapacitou  $C_{CB}$  – časová konstanta definovaná kolektorovým obvodem –  $\tau_3 = 1/\omega_3 = R_C \cdot C_{CB}$ . Podstatný rozdíl je v tom, že v zapojení SE se na vstupu uplatňuje Millerova kapacita  $C_{MK} \approx C_{CB} \cdot \left| \hat{A}_{USER} \right|$  – a ta je velmi velká. Proto má zapojení SB mnohem lepší frekvenční vlastnosti, ale i malý vstupní odpor.

V tabulce 2a) jsou shrnuty vlastnosti základních zapojení s jedním BJT tranzistorem. Platí jak pro tranzistory NPN, tak pro tranzistory PNP. Tabulka je doplněna o tabulku 2b), kde jsou uvedeny základní zapojení s náhradními signálovými schémata a tabulku 2c) pro výpočet kapacit v zapojení (jednotlivé kapacity přechodů zde nejsou zahrnuty).

Všechny parametry v tabulce 2 a-c) můžeme určit, známe-li pracovní bod tranzistoru ( $I_E \rightarrow r_e = U_T/I_E$ ) a kapacitu  $C_{CB}$ .

Z tabulky můžeme určit napěťové, proudové i výkonové zesílení jednotlivých zapojení. Okamžitá hodnota vstupního výkonu je  $p_1 = u_1^2/R_{ib}$ , okamžitá hodnota výstupního výkonu je  $p_2 = u_2^2/R$ , kde  $R$  je roven hodnotě  $R_C$  v zapojení SE a SB a hodnotě  $R_E$  pro zapojení SC.

Potom

$$A_P = \frac{p_2}{p_1} = \frac{u_2^2 \cdot R_{ib}}{u_1^2 \cdot R} = A_U^2 \cdot \frac{R_{ib}}{R}$$

Určujeme-li výkonové zesílení „do zátěže“  $R_Z$ , potom vždy platí

$$A_{P_Z} = \frac{p_2}{p_1} = \frac{u_2^2 \cdot R_{ib}}{u_1^2 \cdot R_Z} = A_U^2 \cdot \frac{R_{ib}}{R_Z}$$

Protože obvykle platí, že  $R_Z \rangle R_C$  nebo  $R_E$  je  $A_{P_Z} \langle A_P$ .

Z vlastností zapojení vyplývá, že zapojení SE zesiluje napěťově, proudově (to se projeví v hodnotě  $R_{ib}$ ), tedy i výkonově. Jeho výkonové zesílení je největší. Výstupní napětí  $u_2$  má opačnou fázi než napětí vstupní  $u_1$ . Vstupní proud a výstupní proud jsou ve fázi.

Zapojení SC sice zesiluje proudově (velká hodnota  $R_{ib}$ ), ale napěťové zesílení je přibližně 1. Výkonové zesílení je menší než v zapojení SE. Výstupní napětí  $u_2$  je se vstupním napětím  $u_1$  ve fázi. Vstupní proud a výstupní proud jsou rovněž ve fázi.

Zapojení SB proudově nezesiluje, zesiluje pouze napěťově. Jeho výkonové zesílení je také menší než v zapojení SE. Výstupní napětí  $u_2$  je se vstupním napětím  $u_1$  ve fázi. Vstupní proud a výstupní proud jsou také ve fázi.

Tabulka 2: Shrnutí základních vlastností zapojení s jedním BJT tranzistorem; zesilovač je nezátížený;  $R_e$  je ta část odporu  $R_E$ , která se uplatňuje pro signál (nepřemostěná  $C_E$ ).



## a) Shrnutí základních vlastností:

	$r_e = U_T / I_E$		
	<b>Zapojení SE</b>	<b>Zapojení SC</b>	<b>Zapojení SB</b>
Odpor vstupní elektrody	$R_{ib} = (\beta + 1) \cdot (r_e + R_e)$	$R_{ib} = (\beta + 1) \cdot (r_e + R_e)$	$R_{ie} = r_e$
Vstupní odpor: $R_{in}$	$R_{in} = R_V \parallel R_{ib}$ $R_V = R_1 \parallel R_2$	$R_{in} = R_V \parallel R_{ib}$ $R_V = R_1 \parallel R_2$	$R_{in} = \frac{R_e \cdot r_e}{R_e + r_e}$
Výstupní odpor: $R_{out}$	$R_{out} \cong R_C$ <sup>8)</sup>	$R_{out} = \frac{R_e \cdot r_e}{R_e + r_e} \cdot \left( 1 + \frac{R_V \parallel R_S}{(\beta + 1) \cdot r_e} \right)$ $R_{out} = R_e \parallel r_e$	$R_{out} \cong R_C$
Napěťové zesílení: $A_U$	$A_U = \frac{-R_C}{R_e + r_e}$ <sup>8)</sup> $A_U \cong -R_C / r_e$ <sup>9)</sup>	$A_U = \frac{R_e}{R_e + r_e}$ $A_U \cong 1$	$A_U = \frac{R_C}{R_e + r_e}$ $A_U \cong R_C / r_e$ <sup>9)</sup>
Proudové zesílení: $A_I$	$A_I = \frac{\beta \cdot R_V}{R_V + (\beta + 1) \cdot r_e}$ $A_I \cong \beta$	$A_I = \frac{R_V \cdot (\beta + 1)}{R_V + (\beta + 1) \cdot (R_e + r_e)}$ $A_I \cong \beta$	$A_I \cong 1$
Výkonové zesílení: $A_P$	$A_P = A_U^2 \cdot \frac{R_{in}}{R_C}$	$A_P = A_U^2 \cdot \frac{R_{in}}{R_e}$	$A_P = A_U^2 \cdot \frac{R_e}{R_C}$
$\omega_{3dB}$	$\omega_3 = \frac{1}{R_C \cdot C_{CB}}$	—	$\omega_3 = \frac{1}{R_C \cdot C_{CB}}$
Vstupní parazitní kapacita	$C_{MK} = C_{CB} \cdot \left( 1 + \frac{R_C}{R_e + r_e} \right)$	$C_{CB}$	—
Využití	Zapojení pro nf a vf obvody	Měnič impedance nf vstupní obvod	vf zesilovač na $f > 100$ MHz

<sup>8)</sup> Při výpočtu zesílení je potřeba i zahrnout vliv zátěže

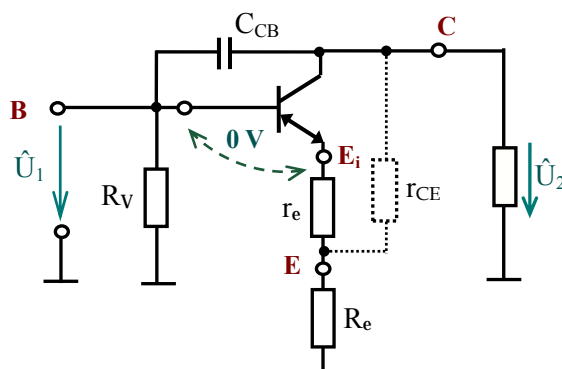
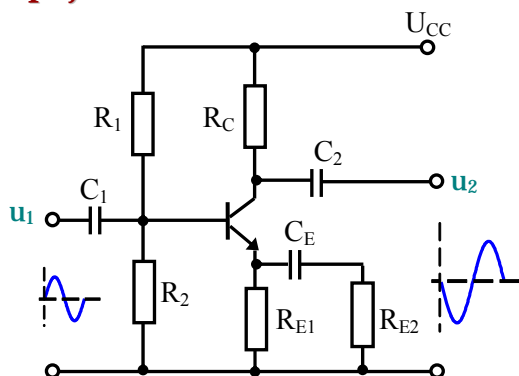
<sup>9)</sup> Při  $R_e \rightarrow 0$

b) Shrnutí základních zapojení

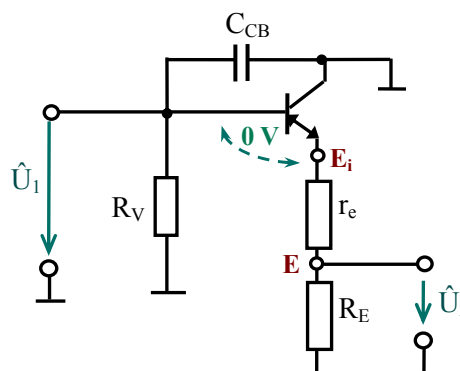
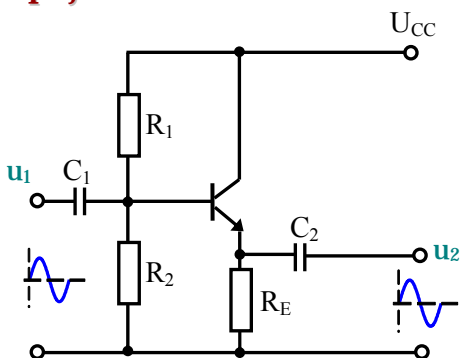
**Schéma zapojení :**

**Signálové schéma:**

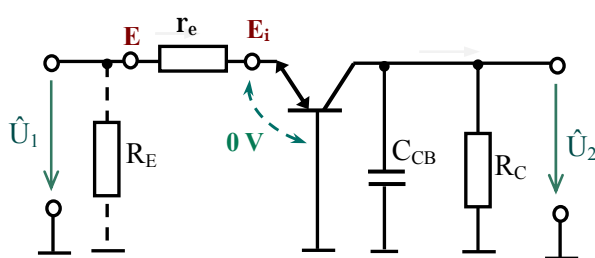
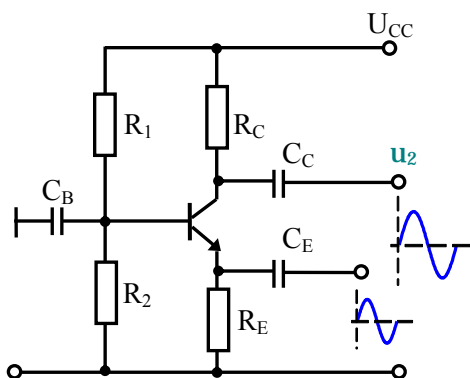
**Zapojení SE**



**Zapojení SC**



**Zapojení SB**

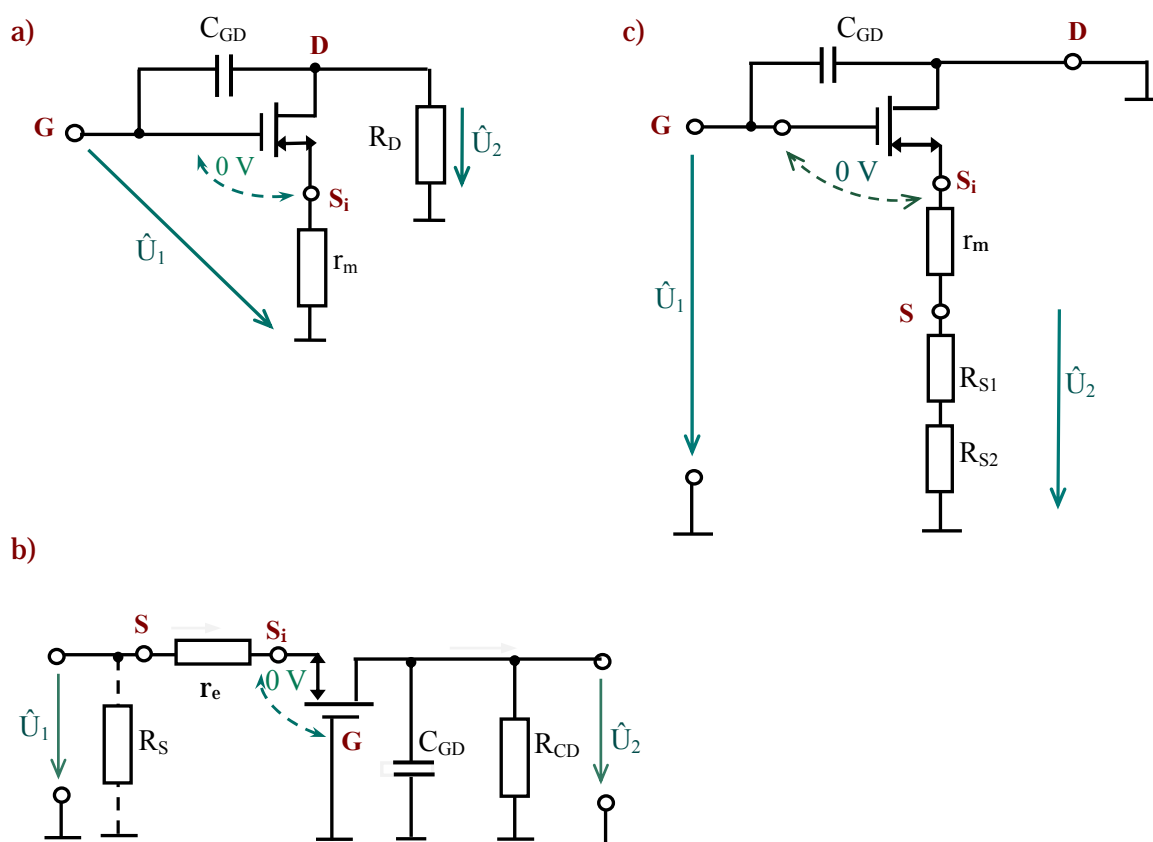


## 7.2 Shrnutí základních vlastností zapojení s unipolárním tranzistorem

Při pohledu na signálové modely na obr. 6.1 – kde jsme zahrnuli i vliv kapacity  $C_{GD}$  – vidíme, že situace je stejná, jako když jsme řešili zapojení s tranzistory BJT. Stačí pouze udělat substituce:

$$\hat{U}_B \rightarrow \hat{U}_G, \quad r_e \rightarrow r_m, \quad R_C \rightarrow R_D, \quad R_E \rightarrow R_S, \quad C_{CB} \rightarrow C_{GD}$$

Vstupní odpor unipolárních tranzistorů je velmi velký, takže nemá vůbec smysl uvažovat o proudovém zesílení  $\beta$  (neboť  $\beta \rightarrow \infty$ ).



Obr. 6.1: Signálové modely unipolárních tranzistorů se zahrnutím vlivu kapacity  $C_{GD}$

- Zapojení se společným emitorem – SS
- Zapojení se společnou „bází“ – SG
- Zapojení se společným kolektorem – SD



## Otázky 7

1. Které zapojení BJT má nejmenší vstupní odpor?
2. Které zapojení BJT má nejmenší výstupní odpor?
3. Jaké zapojení BJT použijete, požaduje-li se největší výkonové zesílení?
4. Které zapojení BJT má Millerovu kapacitu?
5. Které zapojení BJT je invertující?
6. Které zapojení FETu má nejmenší výstupní odpor?
7. Které zapojení FETu má nejmenší vstupní odpor?
8. Které zapojení FETu má Millerovu kapacitu?
9. Které zapojení FETu je invertující?
10. Jak se mění napěťové zesílení reálných struktur s připojením zatěžovacího odporu (zátěže).
11. Proč se zapojení SC (SD) nazývá někdy sledovač?
12. Čím nahradíte v signálovém schématu ideální zdroj napětí (a proč)?
13. Čím nahradíte v signálovém schématu ideální zdroj proudu (a proč)?
14. Čím nahradíte v signálovém schématu kapacitor na dostatečně vysokých frekvencích (a proč)?
15. Co si představujete pod pojmem měnič impedance?



## Text k prostudování

- [1] Frohn, M. – Siedler, H.-J. – Wiemer, M. – Zastrow, P.: Elektronika, polovodičové součástky a základní zapojení. Ben, Praha 2006, ISBN 80-7300-123-3
- [2] Horowitz, P.- Winfield, H.: The art of electronics (second edition). Cambridge University Press, Cambridge 1982
- [3] Kuphaldt, Tony R.: Lessons In Electric Circuits, [www.ibiblio.org/kuphaldt/](http://www.ibiblio.org/kuphaldt/)



## CD-ROM

Otevři soubor **a) BJT SE**

- b) **BJT SB**
- c) **BJT SC**
- d) **MOSFET indukovaný kanál**
- e) **MOSFET zabudovaný kanál**



### **Korespondenční úkol**

Vypracujte seminární projekt podle zadání vyučujícího. Projekt odevzdejte na moodle v požadovaném termínu.

## 8 Vliv vazebních kapacit



**Čas ke studiu:** 3 hodiny



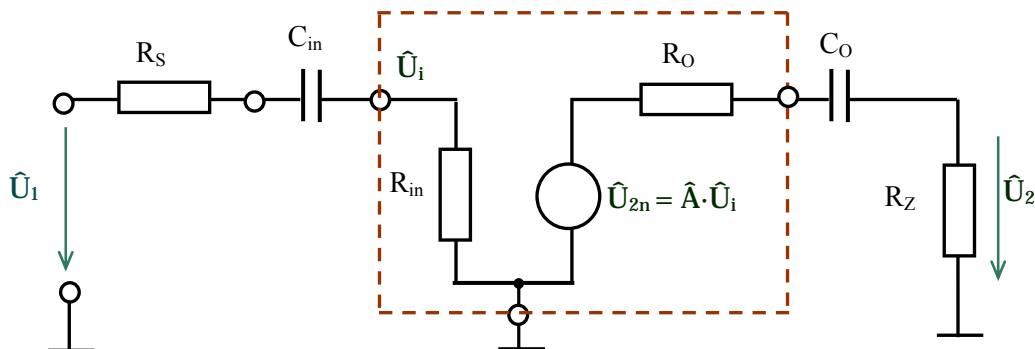
**Cíl** Po prostudování tohoto odstavce budete umět:

- posoudit vliv vazebních a blokovacích kapacit na přenosovou charakteristiku zesilovací struktury
- navrhnout a optimalizovat hodnoty vazebních a blokovacích kapacit tak, aby bylo dosaženo požadovaných mezních kmitočtů



### VÝKLAD

V neposlední řadě mohou být frekvenční vlastnosti ovlivňovány vazební kapacitou na vstupu a výstupu zesilovače. Obecně je možná situace znázorněna na obr. 8.1.



Obr. 8.1: Obvodový model pro posouzení vlivu vazebních kapacit

Fázor napětí  $\hat{U}_1$  – představuje zdroj signálu,  $R_S$  – je výstupní odpor zdroje<sup>10)</sup>,  $C_{in}$  – je vstupní oddělovací (vazební) kapacita,  $R_{in}$  – modeluje vstupní odpor<sup>10)</sup> zesilovače se zesílením naprázdno (bez uvážení  $R_Z$ )

$$\hat{A} = \hat{U}_{2n} / \hat{U}_i$$

<sup>10)</sup> Obecně mohou být odpory  $R_S$ ,  $R_{in}$ ,  $R_o$  i  $R_Z$  nahrazeny impedancemi  $\hat{Z}_S$ ,  $\hat{Z}_{in}$ ,  $\hat{Z}_o$  i  $\hat{Z}_Z$ .

$R_O$  – modeluje výstupní odpor<sup>10)</sup> zesilovače a  $C_O$  – pak výstupní oddělovací kapacitu do zátěže<sup>11)</sup>  $R_Z$ .

Známým postupem pro harmonický ustálený stav odvodíme napětí  $\hat{U}_i$  (impedanční dělič tvořený  $R_S$ ,  $C_{in}$  a  $R_{in}$ )

$$\hat{U}_i = \hat{U}_1 \cdot \frac{R_{in}}{R_{in} + R_S + \frac{1}{j\omega C_{in}}} = \hat{U}_1 \cdot \frac{j\omega R_{in} C_{in}}{1 + j\omega(R_{in} + R_S) \cdot C_{in}} \quad (8.1)$$

Modul přenosu vstupního obvodu pak je

$$\frac{\hat{U}_i}{\hat{U}_1} = \frac{\omega R_{in} C_{in}}{\sqrt{1 + [\omega \cdot (R_{in} + R_S) \cdot C_{in}]^2}}$$

Jestliže platí pro vstupní kmitočty, že

$$\omega(R_S + R_{in})C_{in} \ll 1$$

$$\text{tedy } \omega \ll \frac{1}{(R_S + R_{in})C_{in}} = \omega_{in},$$

můžeme pro určení  $\hat{U}_i$  použít zjednodušený vztah

$$\hat{U}_i \cong \hat{U}_1 \cdot j\omega R_{in} C_{in} \quad (1. \text{ asymptota přenosu } \hat{U}_i/\hat{U}_1 \text{ pro nízké kmitočty}).$$

Jestliže platí, že

$$\omega(R_S + R_{in})C_{in} \gg 1$$

$$\text{tedy } \omega \gg \frac{1}{(R_S + R_{in})C_{in}} = \omega_{in}$$

můžeme pro určení  $\hat{U}_i$  použít zjednodušený vztah

$$\hat{U}_i \cong \hat{U}_1 \cdot \frac{R_{in}}{R_S + R_{in}} \quad (2. \text{ asymptota přenosu}).$$

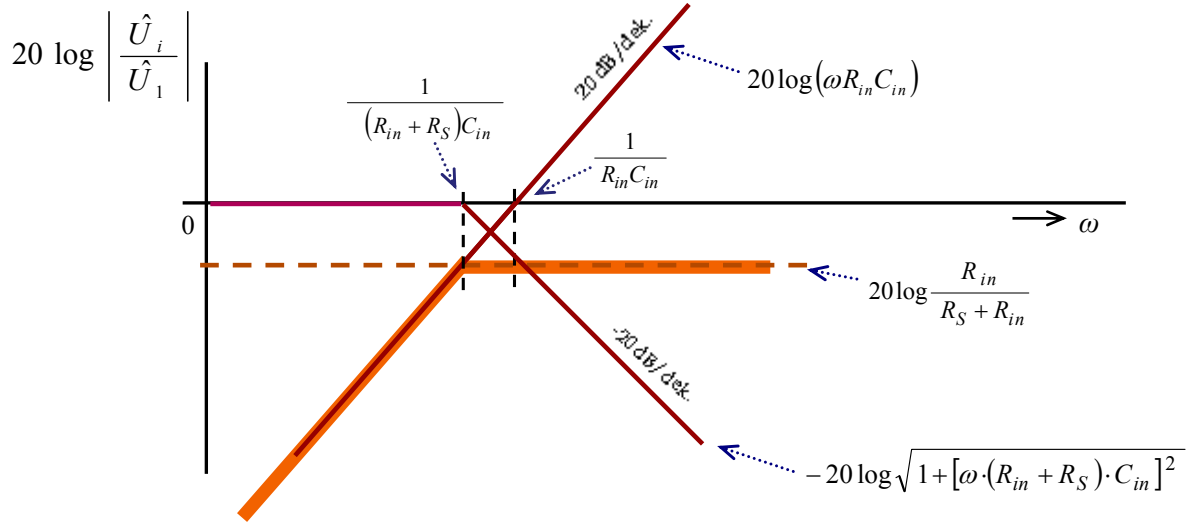
Charakteristický kmitočty vstupního obvodu

$$\underline{\omega_{in} = \frac{1}{(R_S + R_{in})C_{in}}}$$

tedy definuje frekvenční vlastnosti celého zesilovače.

Modulová asymptotická kmitočtová charakteristika napěťového přenosu  $|\hat{U}_i/\hat{U}_1|$  v dB – tedy  $20\log|\hat{U}_i/\hat{U}_1|$  – je na obr. 8.2

<sup>11)</sup> Tu může tvořit i vstupní odpor dalšího kaskádně řazeného zesilovače


 Obr. 8.2: Asymptotické zobrazení poměru  $20\log|\hat{U}_i/\hat{U}_1|$ 

Obdobně určíme napětí na zátěži  $R_Z$ :

$$\hat{U}_2 = \hat{U}_{2n} \cdot \frac{R_Z}{R_Z + R_O + \frac{1}{j\omega C_O}} = \hat{U}_{2n} \cdot \frac{j\omega R_Z C_O}{1 + j\omega(R_Z + R_O) \cdot C_O} \quad (8.2)$$

V praxi platí  $R_Z \gg R_{out}$ , potom přenos výstupního obvodu vyjádříme jako

$$\frac{\hat{U}_2}{\hat{U}_{2n}} = \frac{j\omega R_Z C_O}{1 + j\omega R_Z C_O} \quad (8.2a)$$

Diskuse vztahu (8.2a) je stejná jako u vztahu (8.1)  $\Rightarrow$  charakteristický kmitočet výstupního obvodu:

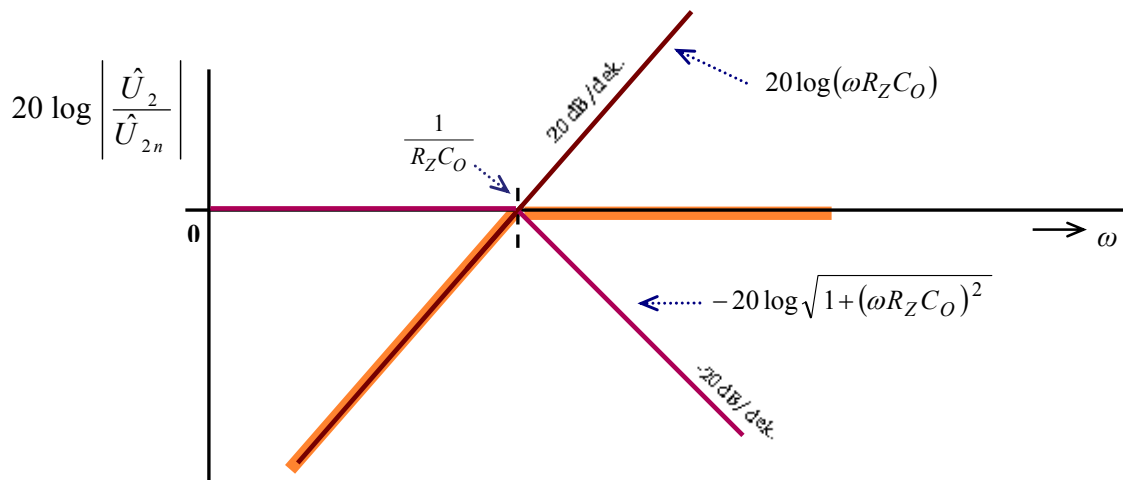
$$\underline{\omega_{out} = \frac{1}{R_Z C_O}}$$

Modulová asymptotická kmitočtová charakteristika napěťového přenosu  $|\hat{U}_2/\hat{U}_{2n}|$  v dB – tedy  $20\log|\hat{U}_2/\hat{U}_{2n}|$  – je na obr. 8.3

Vyjádříme-li modul přenosu v dB, získáme výraz

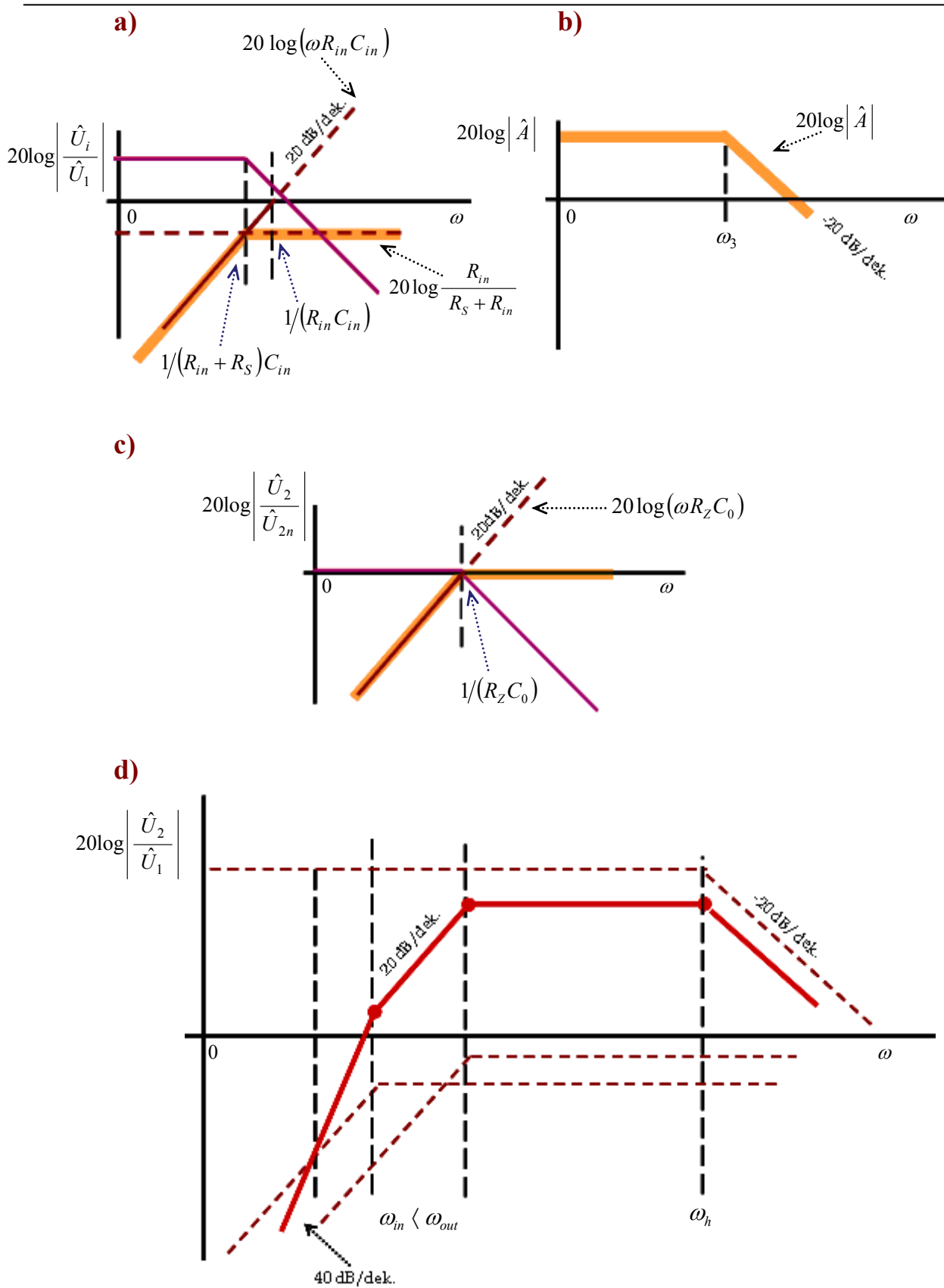
$$\begin{aligned} 20\log\left|\frac{\hat{U}_2}{\hat{U}_1}\right| &= 20\log\left|\frac{\hat{U}_i}{\hat{U}_1} \cdot \frac{\hat{A} \cdot \hat{U}_i}{\hat{U}_i} \cdot \frac{\hat{U}_2}{\hat{A} \cdot \hat{U}_i}\right| = \\ &= 20\log\frac{\omega R_{in} C_{in}}{\sqrt{1 + \omega^2 (R_{in} + R_S)^2 \cdot C_{in}^2}} + 20\log|\hat{A}| + 20\log\frac{\omega R_Z C_O}{\sqrt{1 + \omega^2 (R_Z + R_O)^2 \cdot C_O^2}} \end{aligned} \quad (8.4)$$





Obr. 8.3: Asymptotické zobrazení poměru  $20 \log \left| \hat{U}_2 / \hat{U}_{2n} \right|$

Charakteristický kmitočet  $\omega_{in} = 1/(R_S + R_{in})C_{in} \approx 1/R_{in}C_{in}$  je vhodné volit menší než výstupní kmitočet  $\omega_{out} \approx 1/R_Z C_O$ , protože hodnota  $R_{in}$  je obvykle větší než  $R_Z$ . Dostáváme tak přiměřenou hodnotu výstupní vazební kapacity  $C_O$ . (i  $C_{in}$ ). Není vhodné volit  $\omega_{in} \approx \omega_{out}$ , protože již dochází k velkému poklesu přenosu v okolí  $\omega_{in} = \omega_{out}$  (i k velkému posunu fáze). Pro  $\omega_{in} \ll \omega_{out}$  je vztah (8.4) kvalitativně zachycen na obr. 8.4.



Obr. 8.4: Asymptotické (kvalitativní) zobrazení vztahu (8.4):  $20 \log \left| \frac{\hat{U}_2}{\hat{U}_1} \right|$ ; součtem charakteristik (a + b + c) získáme výslednou křivku (d)

Pro  $\omega \ll \omega_{in}$  roste přenos se strmostí  $+40 \text{ dB/dek}$  (vliv  $\omega_{in}$  i  $C_O$ ); pro  $\omega_{in} \ll \omega \ll \omega_{out}$  se strmostí  $+20 \text{ dB/dek}$  (vliv  $C_O$ ).

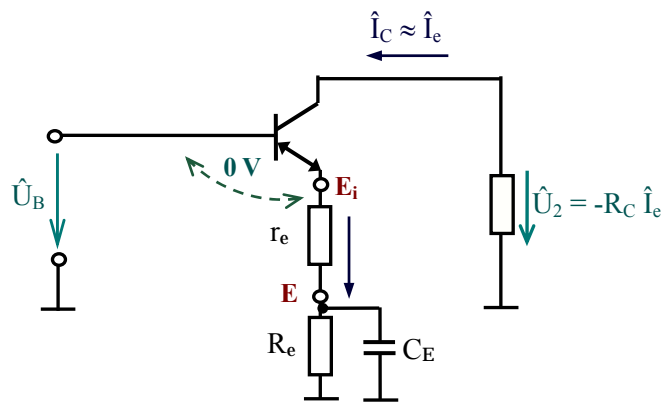
Pro  $\omega_{out} \ll \omega \ll \omega_h$  ( $\omega_h$  je dáno zesílením  $\hat{A}$ ) je

$$\left| \frac{\hat{U}_2}{\hat{U}_1} \right| \approx \frac{R_{in}}{R_{in} + R_S} \cdot |\hat{A}| \cdot \frac{R_Z}{R_Z + R_0}$$

Pro  $\omega \gg \omega_h$  již degraduje přenos  $\hat{A}$  – typicky  $-20 \text{ dB/dek}$ .

## 8.1 Vliv blokovací kapacity $C_E$ emitorového odporu

Velmi často je externí emitorový odpor  $R_e$  ( $R_E \rightarrow R_e$  nastavuje a stabilizuje pracovní bod) přemostěn blokovací kapacitou  $C_E$ . Signálové schéma (bez napájecích obvodů v bázi) je na obr. 8.5.



Obr. 8.5: Signálové schéma v zapojení SE s blokovací kapacitou  $C_E$

Opět budeme chtít vyjádřit napěťový přenos. Nejdříve vyjádříme emitorový proud  $\hat{I}_e$

$$\hat{I}_e = \frac{\hat{U}_B}{R_e + \frac{R_e \cdot 1/j\omega C_E}{R_e + 1/j\omega C_E}} = \hat{U}_B \cdot \frac{1 + j\omega R_e C_E}{R_e + r_e + j\omega r_e R_e C_E} \quad (8.5)$$

Nyní vyjádříme výstupní napětí  $\hat{U}_2$

$$\hat{U}_2 = -R_C \cdot \hat{I}_e = -\hat{U}_B R_C \cdot \frac{1 + j\omega R_e C_E}{R_e + r_e + j\omega r_e R_e C_E} \quad (8.6)$$

Ze vztahu (8.6) odvodíme výraz pro napět'ové zesílení

$$\hat{A}_{USE} = \frac{\hat{U}_2}{\hat{U}_B} = -\frac{R_C}{R_e + r_e} \cdot \frac{1 + j\omega R_e C_E}{1 + j\omega C_E \cdot (R_e \parallel r_e)} \quad (8.3)$$

kde  $R_e \parallel r_e = \frac{r_e \cdot R_e}{R_e + r_e} \rightarrow$  to je vždy menší než  $R_e$ . Diskutujme nyní vztah (8.3):

**a)** Pro  $\omega R_e C_E \ll 1$ ,

$$\text{tedy pro: } \omega \ll \frac{1}{R_e C_E} \ll \frac{1}{(R_e \parallel r_e) C_E}$$

$$\text{má napět'ové zesílení hodnotu: } \hat{A}_{USE} \approx -\frac{R_C}{r_e + R_e}$$

Výraz  $\frac{1}{R_e C_E}$  označíme jako  $\omega_{E1}$

**b)** Pro  $\omega R_e C_E \gg 1$  a  $\omega (R_e \parallel r_e) C_E \ll 1$

$$\text{tedy pro: } \frac{1}{R_e C_E} \ll \omega \ll \frac{1}{(R_e \parallel r_e) C_E}$$

$$\text{je napět'ové zesílení: } \hat{A}_{USE} \approx -\frac{R_C}{r_e + R_e} \cdot j\omega R_e C_E$$

Výraz  $\frac{1}{(R_e \parallel r_e) C_E}$  označíme jako  $\omega_{E2}$

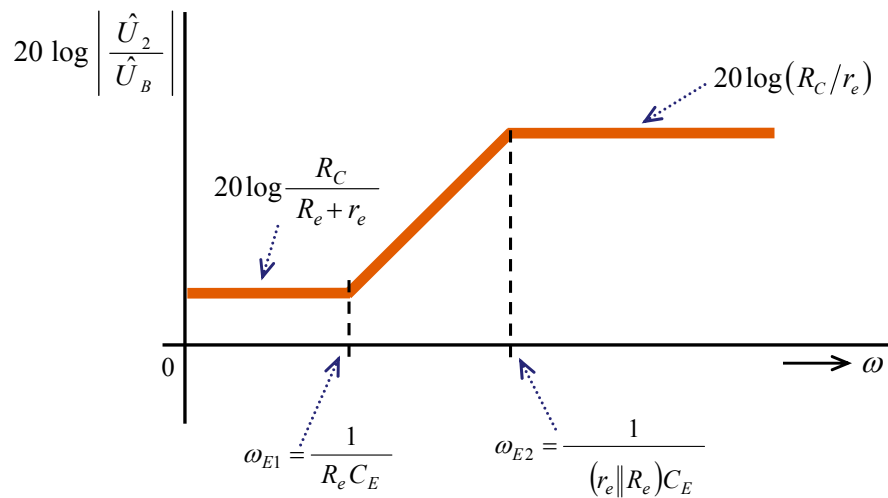
**b)** Pro  $\omega (R_e \parallel r_e) C_E \ll 1$ :

$$\text{tedy pro: } \omega \gg \frac{1}{(R_e \parallel r_e) C_E} \gg \frac{1}{R_e C_E}$$

je napět'ové zesílení:

$$\hat{A}_{USE} = -\frac{R_C}{r_e + R_e} \cdot \frac{j\omega R_e C_E}{j\omega (R_e \parallel r_e) C_E} = -\frac{R_C}{r_e + R_e} \cdot \frac{r_e + R_e}{r_e \cdot R_e} \cdot R_e = -\frac{R_C}{r_e}$$

Tedy až pro  $\omega \gg \omega_{E2} = 1/r_e C_E$  má zesilovač velké zesílení  $-R_C/r_e$  (obvykle platí  $R_e \parallel r_e \cong r_e$ ,  $R_e \gg r_e$ ). Situace je kvalitativně znázorněna na obr. 8.6.

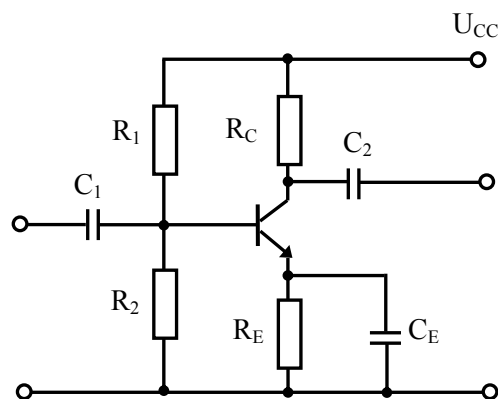


Obr. 8.6: Kvalitativní (asymptotické) zobrazení napět'ového přenosu obvodu z obr. 7.5 v dB  $\rightarrow 20 \log |\hat{U}_2 / \hat{U}_B|$



### Příklad 8. 1

Určete velikost vstupní kapacity  $C_1$ , výstupní kapacity  $C_2$  a blokovací kapacity  $C_E$  tak, aby pokles zesílení o 3 dB byl právě na frekvenci  $f_d = 30$  Hz. V zapojení je zadáno:  $U_{CC} = 14$  V,  $\beta = 300$ ,  $I_C = 5$  mA,  $R_C = 1,5$  k $\Omega$ ,  $R_E = 100$   $\Omega$ ,  $R_1 = 23,5$  k $\Omega$ ,  $R_2 = 2,2$  k $\Omega$



Obr. 8.7: Zapojení k příkladu 8.1 ( $R_E \equiv R_e$ )

**Řešení:**

$$r_e = \frac{U_T}{I_C} = 5,2 \Omega$$

**A. Výpočet kapacit (teoretický) :**

1)  $\omega_{E_2} \ll 30$  Hz zvolíme hodnotu frekvence  $f_{E_2} = 3$  Hz

$$\omega_{E2} = \frac{1}{R_E \parallel r_e \cdot C_E} = 2\pi \cdot f_{E2} \Rightarrow C_E \geq \frac{1}{2\pi \cdot f_{E2} \cdot R_E \parallel r_e}$$

$$R_E \parallel r_e = \frac{R_E \cdot r_e}{R_E + r_e} = \frac{5,2 \cdot 100}{5,2 + 100} = 4,94 \Omega$$

$$C_E \geq \frac{1}{2\pi \cdot f_{E2} \cdot R_E \parallel r_e} = 0,0107 \text{ F}$$

2)  $\omega_{in} \gg \omega_{E2} \rightarrow \omega_{in} \cong 3\omega_{E2} \Rightarrow \text{volíme: } f_{in} = 10 \text{ Hz}^{12)}$

$$R_V = R_1 \parallel R_2 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{2,2 \cdot 10^3 \cdot 23,5 \cdot 10^3}{2,2 \cdot 10^3 + 23,5 \cdot 10^3} = 2011,7 \Omega$$

$$R_{ib} = (\beta + 1) \cdot r_e = 301 \cdot 4,94 = 1487 \Omega$$

$$R_{in} = R_V \parallel R_{ib} = 855 \Omega$$

$$\omega_{in} = \frac{1}{C_1 \cdot R_{in}} \Rightarrow C_{in} = \frac{1}{2\pi \cdot f_d \cdot R_{in}}$$

$$C_{in} = \frac{1}{2\pi \cdot 10 \cdot 855} = 18,6 \mu\text{F}$$

3)  $\omega_{out} \cong \omega_d \rightarrow f_{out} = 30 \text{ Hz}$

$$R_{out} \cong R_C = 1,5 \text{ k}\Omega$$

$$C_{out} = \frac{1}{2\pi \cdot f_d \cdot (R_{out} + R_Z)} = \left| \begin{array}{l} \text{odhadneme:} \\ R_Z \geq 5 \cdot R_{out} = 5R_C \end{array} \right| = \frac{1}{2\pi \cdot 30 \cdot 6 \cdot 1,5 \cdot 10^3} = 0,589 \mu\text{F}$$

### B) Výpočet kapacit (praktický postup) :

1) Vypočteme orientační hodnoty kapacit pro požadované  $f_d$  :

$$C_{in}(f_d = 30 \text{ Hz}) = \frac{1}{2\pi \cdot f_d \cdot R_{in}} = \frac{1}{2\pi \cdot 30 \cdot 855} = 6,2 \mu\text{F}$$

<sup>12)</sup> poznámka:  $(f_{in} = \sqrt{\omega_d \cdot \omega_{E2}} / 2\pi)$

$$C_{out}(f_d = 30 \text{ Hz}) = \frac{1}{2\pi \cdot f_d \cdot (R_{out} + R_Z)} = \left| \begin{array}{l} \text{odhadneme:} \\ R_Z = 5R_C \end{array} \right| = \frac{1}{2\pi \cdot 30 \cdot 6 \cdot 1,5 \cdot 10^3} = 0,589 \mu\text{F}$$

$$C_E(f_d = 30 \text{ Hz}) = \frac{1}{2\pi \cdot f_d \cdot R_E \parallel r_e} = \frac{1}{2\pi \cdot 30 \cdot 4,94} = 1,07 \text{ mF}$$

2) Optimalizujeme hodnoty kapacit – viz tabulka 3:

$$C_{Eopt} = 1,07 \text{ mF}$$

$$C_{outopt} = 10 \cdot 0,589 = 5,9 \mu\text{F}$$

$$C_{inopt} = 3 \cdot 6,2 = 18,6 \mu\text{F}$$

Tabulka 3: Požadavky na návrh kapacit

kapacita	Orientační hodnota
Vstupní vazební	$C_{in} = \frac{1}{2\pi \cdot f_d \cdot R_{in}}$
Výstupní vazební	$C_{out} = \frac{1}{2\pi \cdot f_d \cdot (R_{out} + R_Z)}$
Blokovací (vazební)	$C_E = \frac{1}{2\pi \cdot f_d \cdot R_E \parallel r_e}$
Metodické pokyny:	<p>Při této volbě každá kapacita způsobí pokles přenosu o 3 dB (a příslušný fázový posuv) právě na <math>f_d</math>, a to není přípustné. Proto musíme volit jeden kmitočet zlomu (bod zlomu) na <math>f_d</math>, další na <math>f_d/3</math> a poslední na <math>f_d/10</math>. Ze vztahů vyplývá, že již vypočítané hodnoty kapacit stačí násobit 3 nebo 10. Nejmenší možnou hodnotu největší kapacity v obvodu dostaneme takto:</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>• Určíme hodnoty <math>C_{in}</math>, <math>C_{out}</math>, <math>C_E</math> podle tabulky (tedy pro frekvenci <math>f_d</math>)</li> <li>• Největší z nich neměníme (určuje <math>f_d</math>)</li> <li>• Nejmenší z nich násobíme 10 krát (bod zlomu <math>f_d/10</math>)</li> <li>• Prostřední z nich (podle velikosti) násobíme 3 krát (bod zlomu <math>f_d/3</math>)</li> </ul> <p>Pokud jsou v obvodu pouze 2 kapacity, pak menší kapacitu násobíme 3 krát.</p>



## Pojmy k zapamatování

Vazební kapacita – vstupní, výstupní; vstupní a výstupní odpor zesilovače; asymptotické zobrazení přenosu, charakteristický kmitočet – pokles přenosu o 3 dB; blokovácí kapacita. Pokud některému z nich ještě nerozumíte, vraťte se k nim ještě jednou.



## Otázky 8

1. Proč je nutné používat vazební a blokovácí kapacity?
2. Jak určíte dolní kmitočet znáte-li vstupní vazební kapacitu a vstupní odpor zesilovače?
3. Jaký je pokles přenosu na dolním kmitočtu zesilovače s jedinou vazební kapacitou?
4. Jaký je pokles přenosu na dolním kmitočtu zesilovače se dvěma vazebními kapacitami navrženými pro stejný dolní kmitočet?
5. Popište metodiku návrhu vazebních a blokovácích kapacit, která zaručuje optimální hodnoty kapacit a pokles 3 dB na dolním kmitočtu.



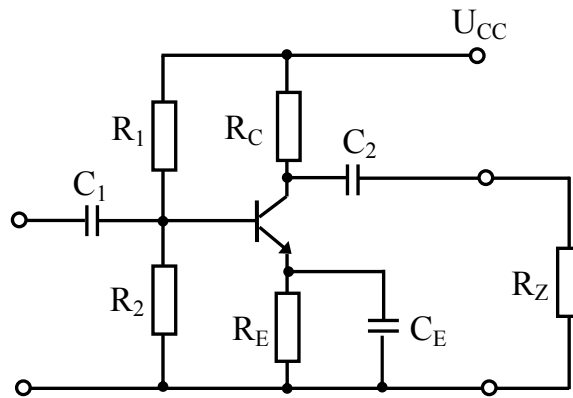
## Úlohy k řešení 8

### Příklad 8.1

V zapojení na obrázku je zadáno:  $R_1 = 39 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 8,2 \text{ k}\Omega$ ,  $R_C = R_Z = 2,7 \text{ k}\Omega$ ,  $R_E = 820 \Omega$ ,  $U_{CC} = 12 \text{ V}$ ,  $\beta = 125$ . Určete:

- a) Určete pracovní bod tranzistoru
- b) Velikost kolektorové ztráty tranzistoru
- c) Velikost napěťového zesílení  $A_U$
- d) Velikost vstupní kapacity  $C_1$ , výstupní kapacity  $C_2$  a blokovácí kapacity  $C_E$  tak, aby pokles zesílení o 3 dB byl právě na frekvenci  $f_d$  ( $f_d = 30 \text{ Hz}$ ).
- e) Millerovu kapacitu, je-li zadáno  $C_{CB} = 1,8 \text{ pF}$





Obr. Zapojení k příkladu 8.1

### Příklad 8.2

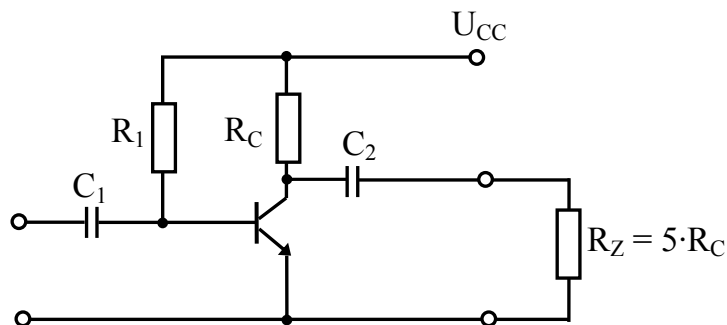
Nízkofrekvenční zesilovač v zapojení podle příkladu 8.1 s tranzistorem BC237A má mít dolní mezní frekvenci  $f_D = 20$  Hz (pokles o 3 dB). Určete velikost vstupní kapacity  $C_1$ , výstupní kapacity  $C_2$  a blokovací kapacity  $C_E$ .

Hodnoty odporů jsou  $R_C = 2,2$  k $\Omega$ ,  $R_E = 470$   $\Omega$ ,  $R_1 = 120$  k $\Omega$ ,  $R_2 = 27$  k $\Omega$ ,  $R_Z = 15$  k $\Omega$ ,  $\beta = 450$ ,  $r_e = 13$   $\Omega$ .

### Příklad 8.3

Tranzistor BC273A s  $\beta = 170$  v zapojení zesilovacího stupně podle příkladu 8.1 má pracovní bod  $I_{CP} = 2$  mA,  $U_{CEP} = 5$  V,  $U_{BEP} = 0,62$  V, napájecí napětí má hodnotu  $U_{CC} = 10$  V a Earlyho napětí  $U_A = 100$  V.

- Určete hodnoty odporů v zapojení
- Určete hodnoty náhradního signálového schématu
- Pokles zesílení o 3 dB je na dolní mezní frekvenci  $f_D = 30$  Hz, určete: velikost vstupní kapacity  $C_1$  a výstupní kapacity  $C_2$



Obr. Zapojení k příkladu 8.3

 **Příklad 8.4**

Jaká je hodnota dolní frekvence  $f_d$ , je-li v zapojení nízkofrekvenční zesilovače s tranzistorem BC273A z příkladu 8.3 zadána hodnota vstupní kapacity  $C_1 = 100 \text{ nF}$ ?

**Text k prostudování**

[1] Mohylová, J.: Přednášky Elektrické obvody II

**Další zdroje**

[1] Horowitz, P.- Winfield,H.: The art of electronics (second edition). Cambridge University Press, Cambridge 1982

**CD-ROM**

Otevři soubor **BJT SE**

**Korespondenční úkol**

Bude zadán vyučujícím z množiny příkladů určených k samostatnému řešení..

## 9 Operační zesilovače (OZ)



**Čas ke studiu:** 6 hodin



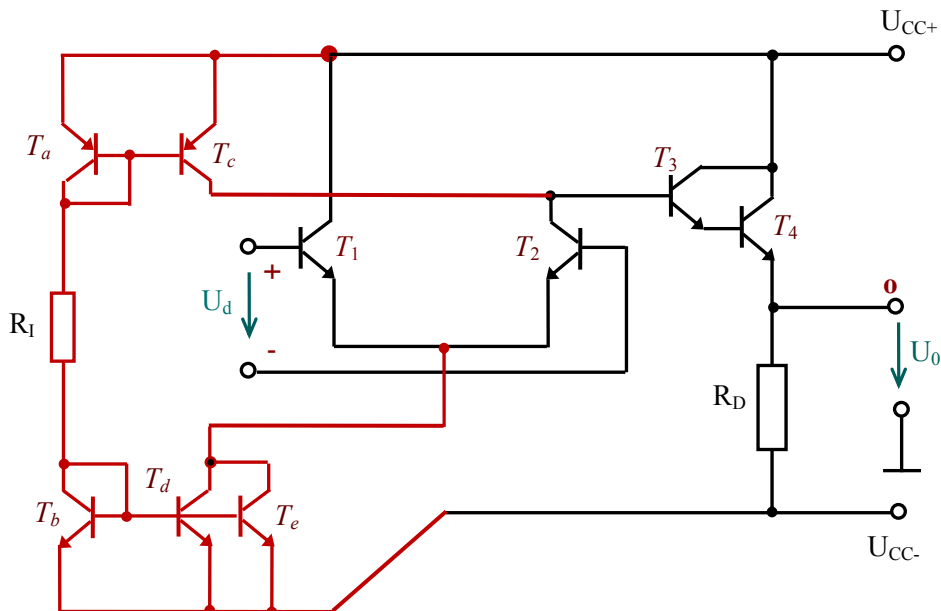
**Cíl** Po prostudování této kapitoly budete umět:

- popsat principiální strukturu OZ
- analyzovat základní zesilovací struktury s ideálním OZ
- navrhovat některé ideální struktury s OZ
- posoudit kmitočtové vlastnosti zesilovacích struktur s OZ



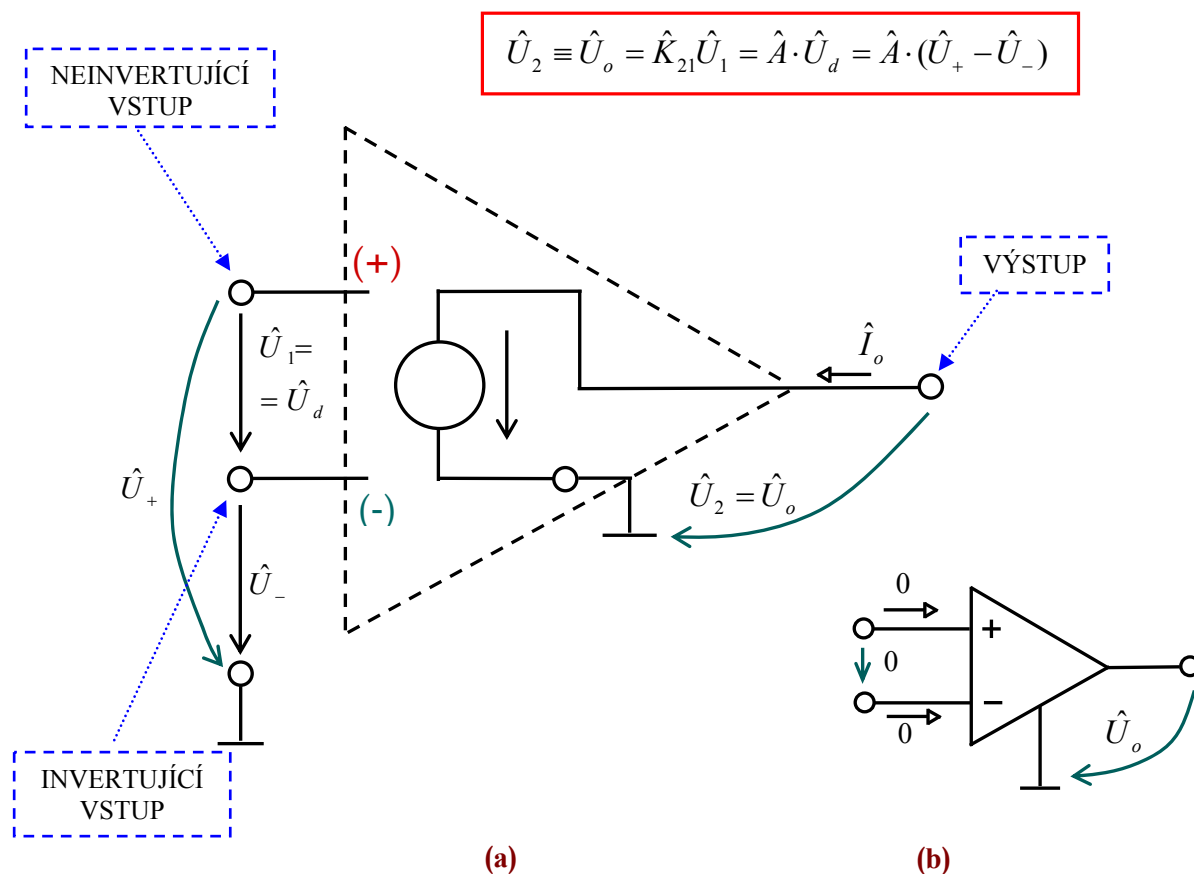
### VÝKLAD

Operační zesilovač je dnes v analogové elektronice nejrozšířenějším funkčním blokem, pomocí kterého se realizují všechny možné požadavky konstruktérů. Princip obvodového řešení s bipolárními tranzistory je podrobně analyzován v řešeném příkladu 5.5 – obr. 9.1 Obdobně jsou řešeny i struktury s unipolárními tranzistory. Samotný OZ budeme považovat za lineární prvek.



Obr. 9.1: Principiální schéma OZ s bipolárními tranzistory

Z dvojbranového pohledu patří OZ mezi zdroje napětí (nulová výstupní impedance) řízené napětím (nekonečná vstupní impedance). Jeho nejběžnější diferenční uspořádání je na obr. 9.2. Výstupní napětí je nejčastěji vztaženo vůči referenčnímu uzlu (zemi).



Obr.9.2: a) Znázornění diferenčního operačního zesilovače jako dvojbranu

$$(\hat{U}_1 = \hat{U}_d = (\hat{U}_+ - \hat{U}_-); \hat{U}_2 = \hat{U}_o)$$

b) symbolická značka operačního zesilovače a poměry na vstupu pro ideální operační zesilovač (pro libovolné výstupní napětí) - zemnicí vývod v zapojení b) se většinou nekreslí

Jedná se ideálně o zdroj napětí řízený napětím, proto  *proudy*  do řídicích  *vstupů jsou nulové*  (diferenční odpor mezi neinvertujícím vstupem (+) a invertujícím vstupem (-) je nekonečně velký). Pro  *ideální operační zesilovač*  musí platit, že  *napěťové zesílení nabývá nekonečné hodnoty*

$$\hat{U}_d \equiv \hat{U}_1 = \hat{U}_o / \hat{A} \rightarrow 0 \tag{9.1}$$

**Pro libovolné výstupní napětí a libovolný výstupní proud je diferenční napětí na vstupu ideálního operačního zesilovače rovno nule:**

$$\hat{U}_d = \hat{U}_+ - \hat{U}_- = 0 \tag{9.2}$$

tzn.

$$\hat{U}_+ = \hat{U}_- \tag{9.3}$$

Napětí na invertujícím vstupu a neinvertujícím vstupu ideálního operačního zesilovače jsou stále stejná. Někdy proto hovoříme o **virtuálním zkratu** (propojení) - virtuální proto, že diferenční napětí je sice nulové, ale nevtéká žádný proud (do vstupů zesilovače).

**Ideální operační zesilovač** lze proto s výhodou definovat pomocí dvou pravidel:

Pro libovolné výstupní napětí  $\hat{U}_o$  a libovolné zatížení výstupu platí:

**Pravidlo 1: DIFERENČNÍ NAPĚTÍ JE ROVNO NULE**  $\hat{U}_d = 0$ ;  $\hat{U}_+ = \hat{U}_-$  (P1)

**Pravidlo 2: PROUDY DO VSTUPŮ JSOU ROVNY NULE.** (P2)

Tato dvě pravidla velmi zjednodušují řešení obvodů s ideálními operačními zesilovači.

V další části popíšeme pouze invertující a neinvertující zesilovač s ideálním operačním zesilovačem. Další příklady použití OZ budou zařazeny podle aplikace v následujících kapitolách.

## 9.1 Invertující zesilovač s ideálním operačním zesilovačem (IOZ)

Na obr. 9.3 je invertující zesilovač s ideálním OZ. Na invertujícím vstupu je tzv. **virtuální zem** (P1:  $\hat{U}_+ = \hat{U}_- = 0$ ). Proto určíme, že

$$\hat{I}_1 = (\hat{U}_1 - 0) / \hat{Z}_1.$$

Do invertujícího vstupu nevtéká proud (P2), proto

$$\hat{I}_2 = \hat{I}_1 = \hat{U}_1 / \hat{Z}_1 \quad (\text{I. KZ}).$$

Ve smyslu II. Kirchhoffova zákona musí platit

$$\hat{U}_2 + 0 + \hat{U}_{Z2} = \hat{U}_2 + \hat{I}_2 \hat{Z}_2 = \hat{U}_2 + (\hat{U}_1 / \hat{Z}_1) \cdot \hat{Z}_2 = 0$$

Napětový přenos pak je

$$\hat{P}_U = \hat{U}_2 / \hat{U}_1 = -\hat{Z}_2 / \hat{Z}_1 \quad (9.4)$$

Pro obvykle uváděnou volbu  $\hat{Z}_1 = R_1$  a  $\hat{Z}_2 = R_2$  dospějeme k nejběžněji uváděné podobě přenosu invertujícího zapojení ideálního operačního zesilovače

$$\hat{P}_U = \hat{U}_2 / \hat{U}_1 = -R_2 / R_1$$

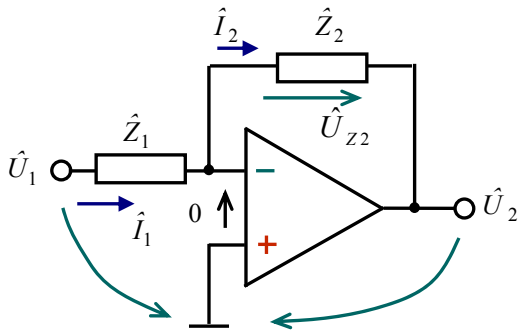
vstupní a výstupní napětí mají opačnou fázi, **struktura je invertující**.

### Vstupní impedance

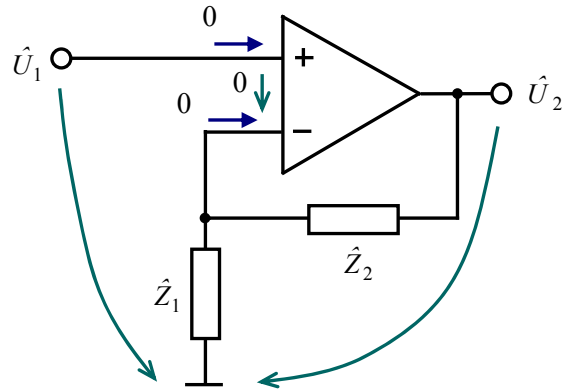
$$\hat{Z}_{vst} = \hat{U}_1 / \hat{I}_1 = \hat{U}_1 / (\hat{U}_1 / \hat{Z}_1) = \hat{Z}_1$$

**Výstupní impedance** je u ideálního zdroje napětí vždy nulová.

Vhodnou volbou impedancí  $\hat{Z}_1$  a  $\hat{Z}_2$  (složeny z pasivních prvků) můžeme realizovat různé frekvenčně závislé přenosy - podle konkrétních požadavků (například filtry).



Obr. 9.3: Invertující zesilovač s IOZ



Obr. 9.4: Neinvertující zesilovač s IOZ

## 9.2 Neinvertující zesilovač s OZ

Neinvertující zesilovací struktura s ideálním OZ je na Obr. 9.4.

Platí  $\hat{U}_+ = \hat{U}_1 = \hat{U}_-$  (P1), dále musí platit  $\hat{U}_- = \hat{U}_2 \cdot \hat{Z}_1 / (\hat{Z}_1 + \hat{Z}_2)$  - do vstupu (-) totiž nevtéká proud - (P 2) - impedanční dělič není zatížený. Podle pravidla 1 tedy musí platit

$$\hat{U}_1 = \hat{U}_2 \cdot \hat{Z}_1 / (\hat{Z}_1 + \hat{Z}_2)$$

tedy i

$$\hat{P}_U = \hat{U}_2 / \hat{U}_1 = 1 + \hat{Z}_2 / \hat{Z}_1 \quad (9.5)$$

Při nejběžnější volbě  $\hat{Z}_1 = R_1$  a  $\hat{Z}_2 = R_2$  obdržíme pro vztah pro napěťové zesílení

$$\hat{P}_U = 1 + R_2 / R_1$$

vstupní a výstupní napětí jsou ve fázi, **struktura je neinvertující**.

**Vstupní impedance** je v daném případě

$$\hat{Z}_{vst} = \hat{U}_1 / \hat{I}_1 = \hat{U}_1 / 0 \rightarrow \infty$$

**Výstupní impedance** je rovna nule.

### 9.3 Reálné vlastosti OZ

V technické praxi ovšem ideální OZ neexistuje. Proto je potřebný katalogový list, které tyto odchylky proti ideálu specifikuje. V tomto základním kurzu se omezíme na výčet základních parametrů reálného OZ:

**Napět'ové zesílení  $A$ :** udává se pro diferenční (rozdílový) signál (při otevřené smyčce zpětné vazby), u reálných OZ je velmi velké, podle konkrétního typu OZ mezi  $10^4$  až  $10^7$ . Zesílení  $10^4$  znamená, že při rozdílovém napětí mezi vstupy 1 mV bude výstupní napětí 10000 krát větší, tedy 10 V (a naopak, pro výstupní napětí menší jak 10 V bude diferenční napětí vždy menší jak 1 mV). Jak napět'ové zesílení vzniká je vysvětleno ve strukturách tranzistorů.

**Tranzitní frekvence  $f_T$ :** s růstem frekvence se zesílení OZ snižuje, při určité frekvenci klesne až na hodnotu 1, tzn. OZ nezesiluje. Této frekvenci říkáme tranzitní frekvence, podle typu zesilovače je 0,1 až 1000 MHz. (je třeba si uvědomit, že při této frekvenci klesne zesílení na hodnotu 1, což už pro použití OZ většinou nestačí, ve skutečnosti můžeme používat OZ pro frekvence o 1 nebo 2 řády nižší než je  $f_T$  – viz teorie zpětné vazby (kap. 10). Tranzitní frekvence je definována kapacitami ve struktuře zesilovače – nejčastěji tzv. korekční kapacitou. Z modulové charakteristiky přenosu reálného OZ lze určit, že

$$f_T = A_0 \cdot f_1$$

kde  $A_0$  je stejnosměrné zesílení OZ

$f_1$  je frekvence pólu přenosu OZ

**Rychlost přeběhu:** udává maximální rychlost změny výstupního napětí při jednotkovém skoku na vstupu, bývá cca 0,1 až 20 V/ $\mu$ s. Je určena dosažitelnými proudy ve struktuře zesilovače a jejími kapacitami – malé proudy a velké kapacity vedou k malým rychlostem přeběhu.

**Napět'ová nesymetrie (ofset) OZ** je nežádoucí vlastnost. Způsobí, že při nulovém napětí mezi vstupními svorkami nebude na výstupu nulové napětí. Ke kompenzaci ofsetu mají některé OZ speciální vývody, k nimž se připojí nastavitelný rezistor (odporový trimr), jehož vhodným nastavením se dá ofset vykompenzovat. Bohužel ofset není konstantní, mění se s teplotou a také vlivem stárnutí. Na obr. 9.1 je příčinou napět'ové nesymetrie nesejnost vstupních bipolárních tranzistorů ( $T_1$  a  $T_2$ ) – při stejných kolektorových proudech se poněkud liší bázová napětí.

**Vstupní klidový proud OZ** je nežádoucí vlastnost. Je to vstupní proud do bází tranzistorů  $T_1$  a  $T_2$  na obr. 9.1.

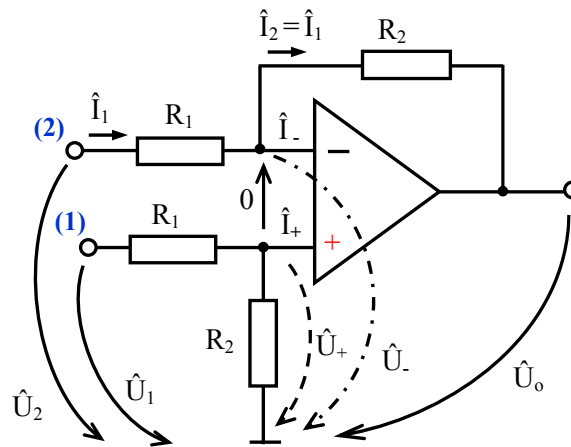
**Proudová nesymetrie (ofset) OZ** je nežádoucí vlastnost. Příčinou je nesejnost vstupních bipolárních tranzistorů ( $T_1$  a  $T_2$ ) – různé bázové proudy (proudové zesilovací činitele) při stejných kolektorových proudech.

Tyto parametry si absolventi mohou prakticky změřit v rámci problémových úloh v laboratořích v navazujícím předmětu Praktika z elektronických obvodů (PEO).

V katalogu jsou uváděny další parametry OZ, které však již přesahují rámec tohoto kurzu. Jejich význam je popisován v odborné literatuře zabývající se operačními zesilovači.

**Příklad 9.1**

Určete výstupní napětí  $U_o$  jako funkci rozdílu napětí  $\hat{U}_1 - \hat{U}_2$ .



Obr. 9.5: Diferenční zapojení operačního zesilovače

**✓ Řešení:**

Ze základních pravidel pro ideální OZ vyplývá, že

$$\hat{U}_+ = \hat{U}_- \quad \hat{I}_+ = \hat{I}_- = 0$$

Napětí na neinvertujícím vstupu je určen odporovým děličem

$$\hat{U}_+ = \hat{U}_{R_2} = \hat{U}_1 \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

potom proud

$$\hat{I}_1 = \frac{\hat{U}_2 - \hat{U}_-}{R_1} = \frac{\hat{U}_2 - \hat{U}_+}{R_1} = \hat{I}_2$$

Pomocí II. Kirchhoffova zákona určíme

$$\hat{U}_0 - \hat{U}_+ + 0 + R_2 \hat{I}_2 = 0$$

Dosazením a úpravami dostaneme

$$\begin{aligned} \hat{U}_0 &= \hat{U}_1 \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} - R_2 \cdot \frac{\hat{U}_2 - \hat{U}_1 \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}}{R_1} = \\ &= \hat{U}_1 \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} - \frac{R_2}{R_1} \cdot \hat{U}_2 + \hat{U}_1 \cdot \frac{R_2^2}{R_1(R_1 + R_2)} = \end{aligned}$$



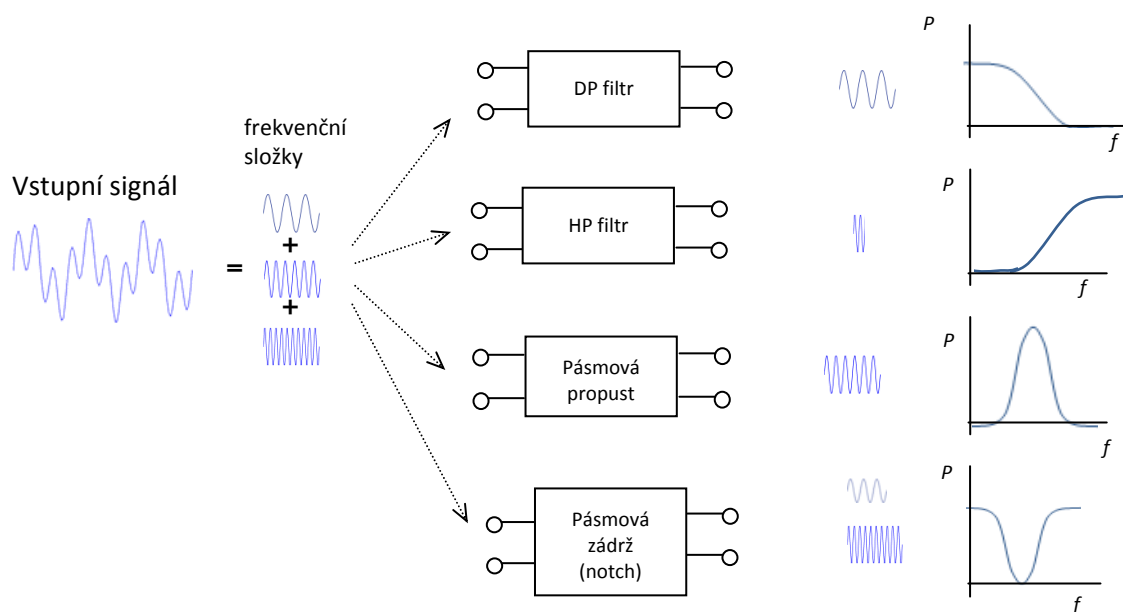
$$= \hat{U}_1 \cdot \frac{R_1 R_2 + R_2^2}{R_1(R_1 + R_2)} - \frac{R_2}{R_1} \cdot \hat{U}_2 = \hat{U}_1 \cdot \frac{R_2(R_1 + R_2)}{R_1(R_1 + R_2)} - \frac{R_2}{R_1} \cdot \hat{U}_2 =$$

$$= \frac{R_2}{R_1} \cdot (\hat{U}_1 - \hat{U}_2)$$

Další řešené příklady s OZ budou obsaženy v následujících kapitolách podle obvodového využití.

## 9.4 Filtry s operačními zesilovači (aktivní filtry)

V technické praxi často potřebujeme upravit definovaným způsobem frekvenční spektrum signálu. Jedná se o lineární proces, při kterém dochází k přesně definovanému lineárnímu zkreslení (změna amplitudy s frekvencí, ochuzení spektra – nikdy obohacení spektra). Hovoříme o filtraci signálu – obvody, které tuto funkci realizují, nazýváme frekvenčními filtry. Základní rozdělení frekvenčních filtrů je na obrázku 9.6.



Obr. 9.6 Základní rozdělení filtrů podle modulu přenosu

Na vybraných zapojeních, za využití elementárních poznatků z teorie obvodů, předvedeme analýzu filtrů s operačními zesilovači, abychom demonstrovali jejich universální využití. Samotnou teorii filtrů v plném rozsahu (aproximační problémy, různé obvodové realizace) se nebudeme zabývat, neboť svou náročností přesahuje rámec tohoto úvodního kurzu.

Stručný komentář k obr. 9.6:

Dolní propust (DP; LowPass - LP) – přenáší (propouští) signály od frekvence 0 až do charakteristické frekvence  $f_0$  (potlačuje frekvence nad  $f_0$ ).

Horní propust (HP; HighPass - HP) – přenáší (propouští) signály od charakteristické frekvence  $f_0$  až do  $\infty$  (potlačuje frekvence pod  $f_0$ ).

Pásmová propust (PP; BandPass - BP) – přenáší (propouští) signály v pásmu frekvencí  $f_1$  až  $f_2$  (potlačuje frekvence mimo pásmo  $f_1$  až  $f_2$ ).

Pásmová zádrž (PZ; BandStop - BS) – potlačuje signály v pásmu frekvencí  $f_1$  až  $f_2$  (frekvence mimo pásmo  $f_1$  až  $f_2$  propouští).

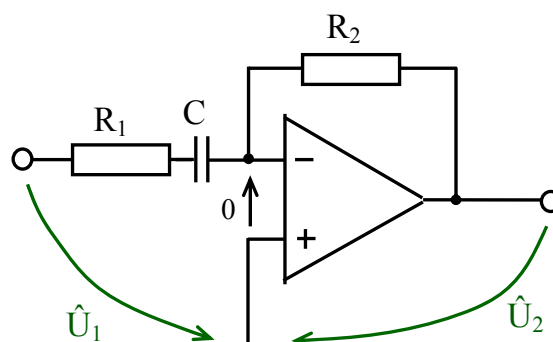
Problematiku analýzy filtrů budeme demonstrovat pouze na řešených příkladech, za použití dosud uvedených poznatků.



### Příklad 9.2

Pro zapojení na obr. 9.7 určete (uvažujte ideální operační zesilovač):

- přenos struktury  $\hat{U}_2/\hat{U}_1$
- typ filtru
- nakreslete modulovou charakteristiku přenosu.



Obr. 9.7: Zapojení k příkladu 9.2

### Řešení:

- a) Jedná se o invertující zapojení operačního zesilovače s přenosem

$$\hat{U}_2/\hat{U}_1 = -\hat{Z}_2/\hat{Z}_1$$

kde

$$\hat{Z}_1 = R_1 + 1/(j\omega C), \quad \hat{Z}_2 = R_2$$

Dosažením do výrazu pro napěťový přenos dostaneme:

$$\frac{\hat{U}_2}{\hat{U}_1} = -\frac{R_2}{R_1 + 1/j\omega C} = -\frac{j\omega CR_2}{1 + j\omega CR_1} \Rightarrow$$

$$-\frac{CR_2}{CR_1} \cdot \frac{j\omega}{j\omega + 1/(CR_1)} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{j\omega}{j\omega + 1/(CR_1)}$$

Pro kmitočty  $\omega \ll 1/CR_1$  je přenos popsán vztahem

$$\frac{\hat{U}_2}{\hat{U}_1} \cong -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{j\omega}{1/CR_1} \Rightarrow a_1$$

$a_1$  – první asymptota přenosu – přenos vzrůstá se strmostí 20 dB/dek (nárůst  $\omega$  desetkrát);

Pro kmitočty  $\omega \gg 1/CR_1$  je přenos popsán vztahem

$$\frac{\hat{U}_2}{\hat{U}_1} \cong -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{j\omega}{j\omega} = -\frac{R_2}{R_1} \Rightarrow a_2$$

$a_2$  – druhá asymptota přenosu

Na charakteristické frekvenci  $\omega_0 = 1/CR_1$  je přenos

$$\frac{\hat{U}_2}{\hat{U}_1} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{j\omega_0}{j\omega_0 + \omega_0} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{j}{j+1} = \frac{R_2}{R_1} \cdot e^{j\pi} \cdot \frac{e^{j\pi/2}}{\sqrt{2} \cdot e^{j\pi/4}}$$

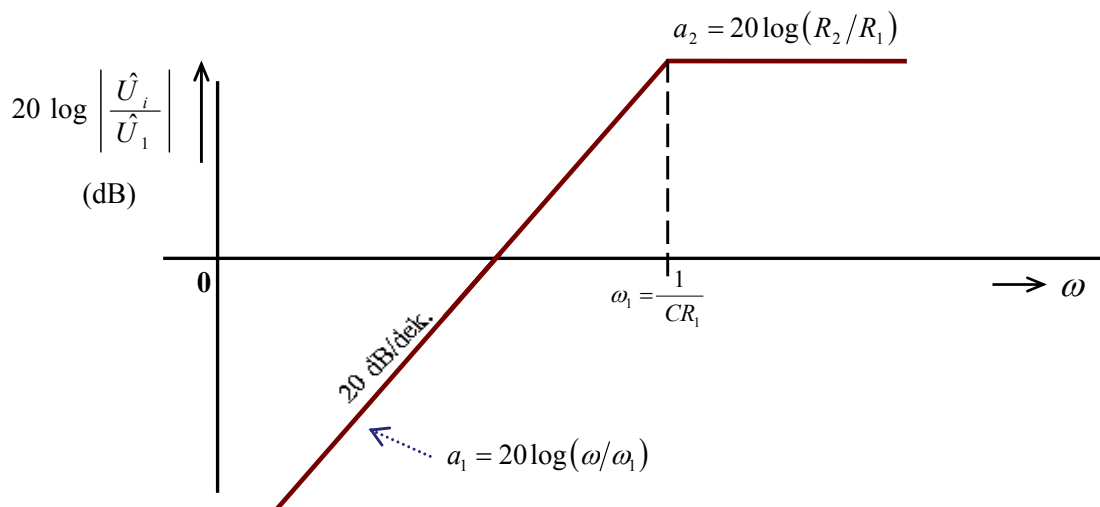
$$\frac{\hat{U}_2}{\hat{U}_1} = \frac{R_2/R_1}{\sqrt{2}} \cdot e^{j5\pi/4} \Rightarrow$$

modul přenosu je tedy o 3 dB menší než je jeho ustálená hodnota přenosu ( $20 \log(1/\sqrt{2}) = -3$ ).

b) Nízké frekvence jsou potlačovány, vysoké frekvence jsou propouštěny, jedná se o horní propust (HP; invertující) prvního řádu, protože v obvodu se vyskytuje pouze jedna časová konstanta ( $CR_1$ ) a přenos proto obsahuje asymptotu, kde  $\omega$  přísluší nejvyšší exponent prvního řádu.

c) Návod:

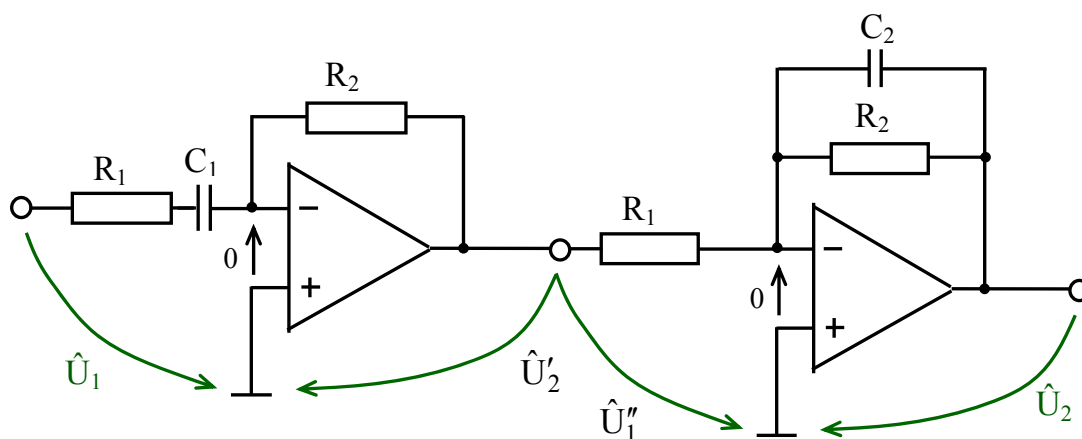
Určíme modul přenosu, závislost vyneseme v semilogaritmických souřadnicích (na ose x logaritmické znázornění  $\omega$ , na ose y modul přenosu v dB).



**Příklad 9.3**

Pro zapojení na obr. 9.8 určete (uvažujte ideální operační zesilovač):

- přenos struktury  $\hat{U}_2/\hat{U}_1$
- typ filtru
- nakreslete modulovou charakteristiku přenosu.



Obr. 9.8: Zapojení k příkladu. 9.3

**Řešení:**

- Jedná se o kaskádní zapojení filtrů (přenos druhé struktury viz příklad k řešení 9.4). Platí, že  $\hat{U}_2 = \hat{U}_1''$  přenos zapojení tedy je

$$\begin{aligned} \frac{\hat{U}_2}{\hat{U}_1} &= \frac{\hat{U}_2'}{\hat{U}_1} \cdot \frac{\hat{U}_2}{\hat{U}_1''} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{j\omega}{j\omega + 1/(C_1 R_1)} \cdot \left[ -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1/(C_2 R_2)}{j\omega + 1/(C_1 R_1)} \right] = \\ &= \left( \frac{R_2}{R_1} \right)^2 \cdot \frac{j\omega}{j\omega + 1/(C_1 R_1)} \cdot \frac{1/(C_2 R_2)}{j\omega + 1/(C_2 R_2)} \end{aligned}$$

Pro kmitočty  $\omega \ll 1/C_1 R_1 \ll 1/C_2 R_2$  je přenos popsán vztahem

$$\frac{\hat{U}_2}{\hat{U}_1} \cong \left( \frac{R_2}{R_1} \right)^2 \cdot \frac{j\omega}{1/(C_1 R_1)} \Rightarrow a_1$$

$a_1$  – s růstem frekvence přenos roste se strmostí 20 dB/dek.

Pro kmitočty  $1/C_1 R_1 \ll \omega \ll 1/C_2 R_2$  je přenos definován vztahem

$$\frac{\hat{U}_2}{\hat{U}_1} \cong \left( \frac{R_2}{R_1} \right)^2 \Rightarrow a_2$$

$a_2$  – přenos je konstantní.

Pro kmitočty  $1/C_1R_1 \ll 1/C_2R_2 \ll \omega$  je přenos definován vztahem

$$\frac{\hat{U}_2}{\hat{U}_1} \cong \left( \frac{R_2}{R_1} \right)^2 \cdot \frac{1/C_2R_2}{j\omega} \Rightarrow a_3$$

$a_3$  – s růstem frekvence přenos klesá se strmostí 20 dB/dek .

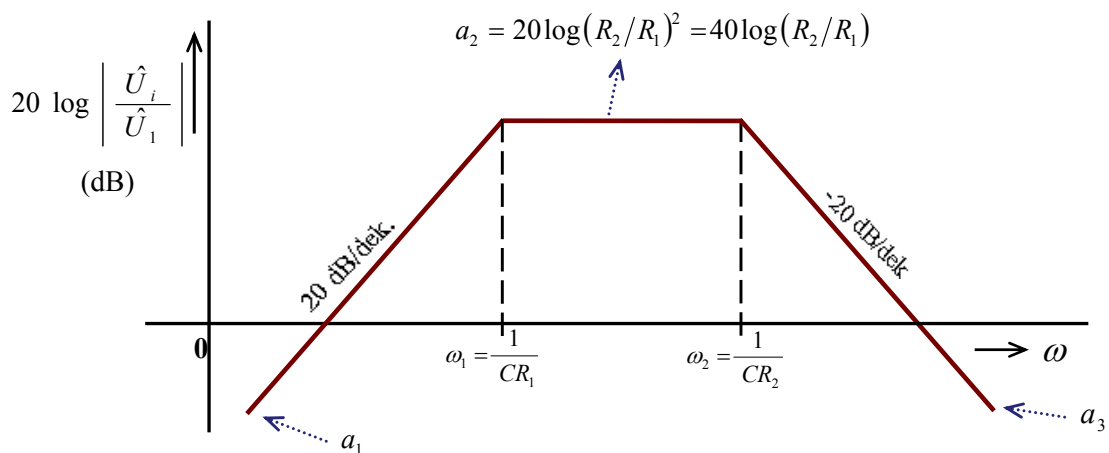
Na charakteristických frekvencích  $1/C_1R_1$ ,  $1/C_2R_2$  je pokles přenosu proti hodnotě

$$\frac{\hat{U}_2}{\hat{U}_1} = \left( \frac{R_2}{R_1} \right)^2$$

právě 3 dB.

- b) Nízké frekvence jsou potlačovány, vysoké frekvence jsou také potlačeny, propouštěny jsou frekvence v intervalu kmitočtů  $1/C_1R_1$  až  $1/C_2R_2$  – jedná se o pásmovou propust (PP s malým činitelem jakosti Q; zapojení je neinvertující).
- c) Návod:

Určíme modul přenosu, závislost vyneseme v semilogaritmických souřadnicích.



### Pojmy k zapamatování

Ideální, reálný OZ; vstup invertující, neinvertující; virtuální zem (zkrat); diferenční napětí; napěťové zesílení; tranzitní frekvence; napěťová a proudová nesymetrie; rychlost přeběhu; přenos struktury. Filtř – dolní a horní propust, pásmová propust a pásmová zadrž. Pokud některému z nich ještě nerozumíte, vraťte se k nim ještě jednou.



## Otázky 9

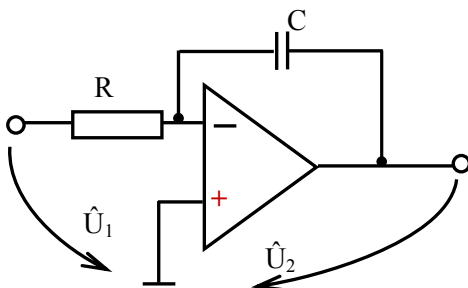
1. Které tranzistory na obr. 9.1 tvoří diferenční stupeň OZ?
2. Čím je dána napěťová (proudová) nesymetrie OZ?
3. Definujte ideální OZ.
4. Jaký je přenos invertující struktury s OZ?
5. Jaký je přenos neinvertující struktury s OZ?
6. Jaká je vstupní impedance neinvertující struktury s OZ?
7. Jaká je vstupní impedance invertující struktury s OZ?
8. Definujte typy filtrů podle přenosové kmitočtové charakteristiky.



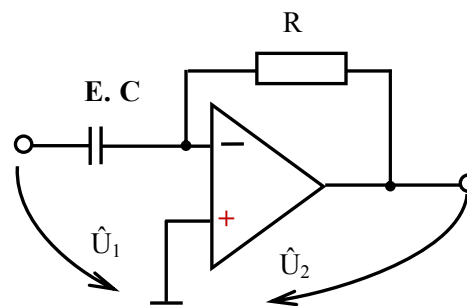
## Úlohy k řešení 9

### Příklad 9.1

Určete napěťový přenos a vstupní impedanci struktury na obrázku.



Obrázek k příkladu 9.1  
(integrátor – invertující)



Obrázek k příkladu 9.2  
(derivátor – invertující)

### Příklad 9.2

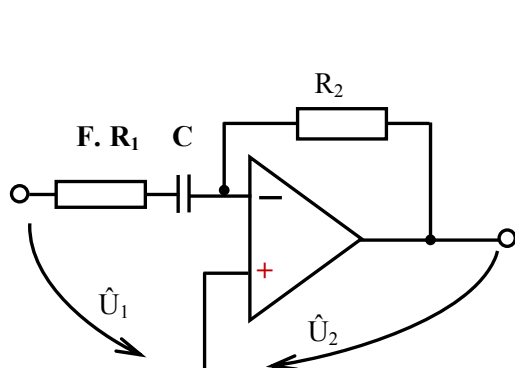
Určete napěťový přenos a vstupní impedanci struktury na obrázku.

### Příklad 9.3

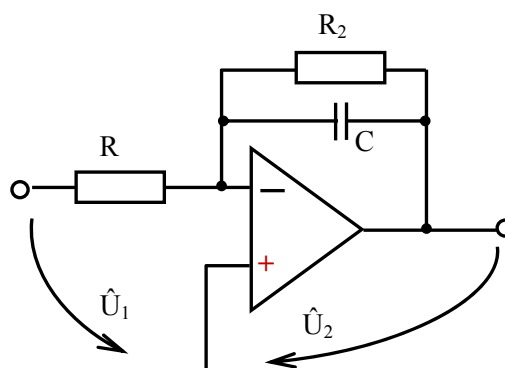
Určete napěťový přenos a vstupní impedanci struktury na obrázku.

**Příklad 9.4**

Určete napěťový přenos a vstupní impedanci struktury na obrázku.



Obrázek k příkladu 9.3  
(horní propust 1. řádu – invertující)



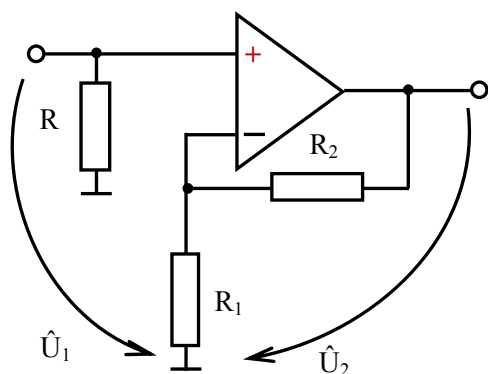
Obrázek k příkladu 9.4  
(dolní propust 1. řádu – invertující)

**Příklad 9.5**

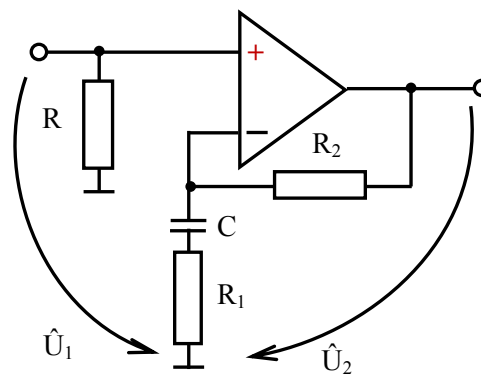
Určete napěťový přenos a vstupní impedanci struktury na obrázku.

**Příklad 9.6**

Určete napěťový přenos a vstupní impedanci struktury na obrázku.



Obrázek k příkladu 9.5  
(neinvertující struktura)



Obrázek k příkladu 9.6  
(neinvertující struktura – frekvenčně závislý přenos)

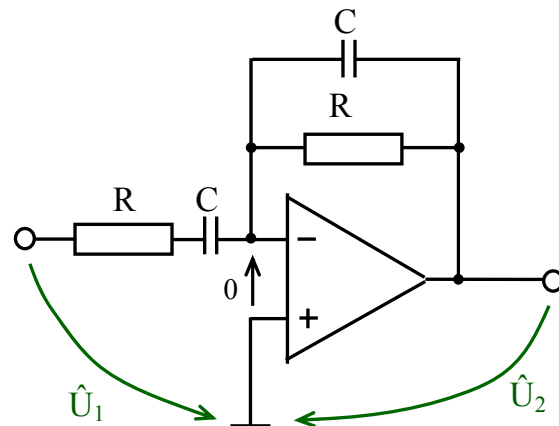
**Příklad 9.7**

Strukturu na obrázku 9.5 (řešený příklad 9.1) řešte pomocí principu superpozice (předpokládejte, že všechny prvky obvodu jsou lineární – i OZ).

 **Příklad 9.8**

Pro zapojení na obrázku určete  
(uvažujte ideální operační zesilovač):

- přenos struktury  $\hat{U}_2/\hat{U}_1$
- typ filtru
- nakreslete modulovou charakteristiku přenosu.



Obrázek k příkladu 9.8



### Text k prostudování

- [1] Punčochář, J.: Operační zesilovače v elektronice. BEN, Praha 2002 (5. vydání), ISBN 80-7300-059-8



### Další zdroje

- [1] Horowitz, P.- Winfield, H.: The art of electronics (second edition). Cambridge University Press, Cambridge 1982
- [2] Mikulec, M., – Havlíček, V.: Basic circuit theory. Vydavatelství ČVUT, Praha, 2005, ISBN 80-01-03172-1
- [3] Doleček, J.: Moderní učebnice elektroniky 5. díl, BEN, Praha, 2007, ISBN 978-80-7300-187-2
- [4] Punčochář, J.: Lineární obvody s elektronickými prvky. Skriptum, VŠB-TU Ostrava 2002, ISBN 80-248-0040-3
- [5] Mohylová, J.: Lineární obvody s elektronickými prvky -Sbírka příkladů, VŠB-TU Ostrava 2002, ISBN 80-248-0098-5



### Korespondenční úkol

Bude zadán vyučujícím z množiny příkladů určených k samostatnému řešení.



## 10 Zpětná vazba



**Čas ke studiu:** 4 hodiny



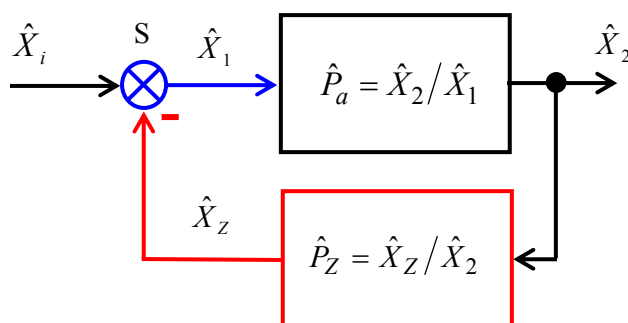
**Cíl** Po prostudování tohoto odstavce budete umět :

- aplikovat poznatky z teorie zpětné vazby
- určit vstupní impedanci zesilovacích struktur s reálnými OZ
- určit výstupní impedanci zesilovacích struktur s reálnými OZ
- určit šířku frekvenčního pásma zesilovacích struktur s reálnými OZ



### VÝKLAD

Zpětná vazba (ZV) vzniká, přivedeme-li část signálu nebo celý signál z výstupu zpět na vstup. Zavedením zpětné vazby můžeme ovlivnit parametry zapojení (zesílení, nelineární zkreslení, stabilitu, ...). Pro popis obvodů se zpětnou vazbou použijeme dvojbranový přístup. Základním obvodem (dvojbranem) je některý z řízených zdrojů, signál je (ideálně) přenášen pouze jedním směrem – ze vstupu na výstup (*přímá větev*). Druhý dvojbran (*zpětnovazební větev*) přenáší signál z výstupu (přímé větve) na vstup (přímé větve). I ve zpětné větvi uvažujeme ideálně pouze přenos signálu jedním směrem – obě větve jsou tedy *unilaterální*.



Obr. 10.1: Obecné blokové schéma ideální zpětnovazební struktury.

Obecné blokové (skupinové) schéma takového zpětnovazební obvodu je na obr. 10.1, kde

$\hat{P}_a = \hat{X}_2 / \hat{X}_1$  definuje přenos bez ZV (přímé větve)

$\hat{P}_Z = \hat{X}_Z / \hat{X}_2$  definuje přenos zpětnovazební větve

⊗ S definuje způsob slučování zpětnovazební ( $\hat{X}_Z$ ) a vstupního ( $\hat{X}_i$ ) signálu.

V blokovém schématu je vyznačeno znaménko (-), proto platí

$$\hat{X}_1 = \hat{X}_i - \hat{X}_Z$$

(10.1)

Určíme, že

$$P_a = \frac{\hat{X}_2}{\hat{X}_1} \Rightarrow \hat{X}_2 = \hat{P}_a \hat{X}_1 = \hat{P}_a (\hat{X}_i - \hat{X}_Z) = \hat{P}_a (\hat{X}_i - \hat{P}_Z \hat{X}_2)$$

tedy i

$$\hat{X}_2 (1 + \hat{P}_a \hat{P}_Z) = \hat{P}_a \hat{X}_i$$

Po úpravě obdržíme pro celkový **přenos struktury se zpětnou vazbou** vztah

$$\hat{P} = \frac{\hat{X}_2}{\hat{X}_1} = \frac{\hat{P}_a}{1 + \hat{P}_a \cdot \hat{P}_Z} = \frac{\hat{P}_a}{B} \quad (10.2)$$

Člen ve jmenovateli vztahu (10.2)

$$B = 1 + \hat{P}_a \hat{P}_Z \quad (10.3)$$

se nazývá činitel zpětné vazby (stupeň ZV).

$$\text{Platí-li} \quad \left| \hat{P} \right| = \left| \frac{\hat{P}_a}{B} \right| \leq \left| \hat{P}_a \right| \Rightarrow \left| B \right| \geq 1 \quad (10.4)$$

hovoříme o **záporné zpětné vazbě** (degenerativní) – **záporná zpětná vazba působí "proti" stavu bez zpětné vazby**.

$$\text{Jestliže platí, že } \left| B \right| \leq 1, \text{ tedy } \left| \hat{P} \right| = \left| \frac{\hat{P}_a}{B} \right| \geq \left| \hat{P}_a \right|, \quad (10.5)$$

hovoříme o **kladné zpětné vazbě** (regenerativní) – **kladná zpětná vazba "podporuje" zesílení struktury** (proti stavu bez vazby).

V praxi jsou oba přenosy (přímý i zpětnovazební) funkcí frekvence. Tzn., že na některých frekvencích tak může nastat kritická situace, kdy právě platí

$$B = 1 + \hat{P}_a \hat{P}_Z \rightarrow 0 \quad (10.6)$$

Přenos se zpětnou vazbou je zde teoreticky nekonečně veliký. Prakticky se však vždy ustálí na nějaké konečné hodnotě (nelinearity reálných obvodů) – v obvodu vznikají samovolné kmity (oscilace).

Ty pak mohou být a) žádoucí – oscilátory, klopný obvod, pokud je podmínka (10.6) splněna v širokém pásmu frekvencí

b) nežádoucí – u zesilovačů a filtrů (hovoříme o nestabilitě).

Vraťme se k přenosu struktury, vztah (10.2) přepíšeme do oboru reálných čísel

$$P = P_a / (1 + P_a P_Z) \quad (10.7)$$

Tento vztah má obecný význam. Máme-li ideální (zesilovač) stav, kdy  $P_a \rightarrow \infty$ , pak přenos ideálního obvodu

$$P_{ID} = \lim_{P_a \rightarrow \infty} [P_a / (1 + P_a P_Z)] = 1/P_Z \quad (10.8)$$

je určen pouze vlastnostmi zpětnovazebního obvodu, nikoliv řízeným zdrojem (zesilovačem).

V technické praxi to znamená, že zpětnovazební větev můžeme konstruovat (navrhovat) tak, aby zaručovala požadovaný frekvenční průběh přenosu (zesilovače, frekvenční filtry, korektory).

Vliv změny přenosu přímé větve lze získat derivací vztahu (10.7) podle  $P_a$  přenosu struktury:

$$\frac{dP}{dP_a} = \frac{(1 + P_a P_Z) - P_a P_Z}{(1 + P_a P_Z)^2} = \frac{1}{(1 + P_a P_Z)^2} \quad (10.9)$$

Tato derivace se normuje, zavádí se pojem *normovaná diferenciální citlivost*  $S$

$$S(P_a) = \frac{dP/P}{dP_a/P_a} = \frac{P_a}{P} \cdot \frac{dP}{dP_a} = \frac{P_a}{P_a / (1 + P_a P_Z)} \cdot \frac{1}{(1 + P_a P_Z)^2} = \frac{1}{1 + P_a P_Z} \quad (10.10)$$

Velký činitel zpětné vazby vede ke zmenšení vlivu změny přenosu  $P_a$  na celkový přenos. Pro ideální operační zesilovač je  $P_a \rightarrow \infty$  a  $S(P_a) \rightarrow 0$ .

## 10.1 Vliv zpětné vazby na frekvenční vlastnosti přenosu

Vycházíme z obecného vztahu pro přenos struktury (10.2). Předpokládáme pro jednoduchost, že zpětnovazební přenos je popsán pouze reálným číslem, je frekvenčně nezávislý. Potom platí pro celkový přenos struktury

$$\hat{P} = \hat{P}_a / (1 + \hat{P}_a P_Z) \quad (10.11)$$

### 10.1.1 Horní kmitočet přenosu $\hat{P}_a$

Vycházíme ze vztahu pro přenos struktury. Horní kmitočet přenosu přímé větve  $P_a$  je popsán vztahem

$$\hat{P}_a = P_{ao} \cdot \frac{\omega_H}{j\omega + \omega_H} = P_{ao} \cdot \frac{1}{1 + j\omega/\omega_H} \quad (10.12)$$

(tento popis vyhovuje i u operačních zesilovačů, v katalogích se uvádí  $P_{ao} = A_o$ ,  $\omega_H = \omega_1$ ,  $A_o \cdot \omega_1 = \omega_T$  – extrapolovaný tranzitní kmitočet operačního zesilovače). Vztahu (10.12) odpovídají Bodeho asymptoty na obr. 10.2 – plné čáry.

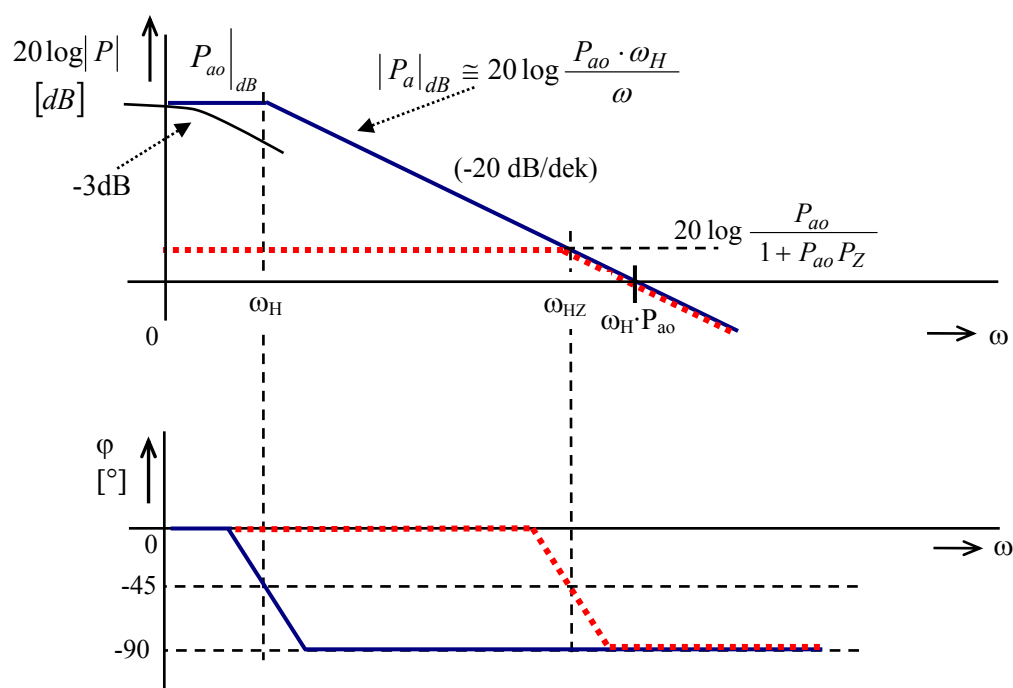
Dosadíme-li vztah (10.12) do vztahu (10.11) pro přenos struktury dostaneme:

$$\hat{P} = \frac{P_{ao}}{1 + P_{ao}P_Z} \cdot \frac{1}{1 + \frac{j\omega}{\omega_H \cdot (1 + P_{ao}P_Z)}} \Rightarrow P = \frac{P_{ao}}{1 + P_{ao}P_Z} \cdot \frac{1}{1 + \frac{j\omega}{\omega_{HZ}}} \quad (10.13)$$

Přenos pro nízké frekvence

Záporná ZV –  $1 + P_a P_Z > 1$  – rozšíří frekvenční pásmo za cenu poklesu zesílení (proti stavu bez vazby) – viz obr. 10.2..

$$\omega_{HZ} = \omega_H \cdot (1 + P_a P_Z) \quad (10.14)$$



Obr. 10.2: Modulová a fázová charakteristika funkce dané vztahem (10.12) - plné čáry; vliv zpětné vazby – přerušované čáry

## 10.1.2 Dolní kmitočet přenosu $\hat{P}_a$

Dolní kmitočet přenosu přímé větve  $\hat{P}_a$  je popsán vztahem

$$\hat{P}_a = P_{ao} \cdot \frac{j\omega_H}{\omega_D + j\omega} = P_{ao} \cdot \frac{j\omega/\omega_D}{1 + j\omega/\omega_D} \quad (10.15)$$

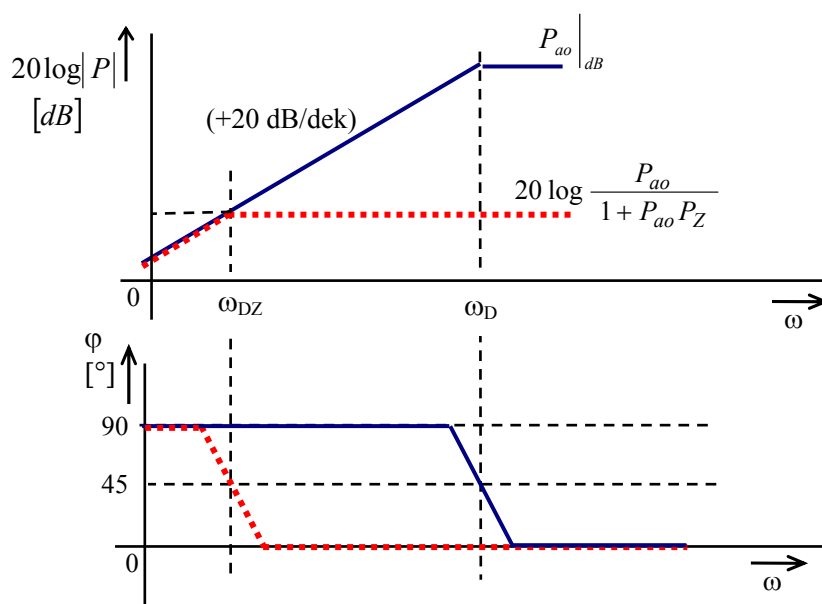
Dosadíme-li vztah (10.15) do vztahu (10.11) pro přenos struktury dostaneme:

$$\hat{P} = \frac{P_{ao}}{1 + P_{ao}P_Z} \cdot \frac{\frac{j\omega}{\omega_D/(1 + P_{ao}P_Z)}}{1 + \frac{j\omega}{\omega_D/(1 + P_{ao}P_Z)}} \quad (10.16)$$

$$\text{Dolní frekvence se zpětnou vazbou je určena vztahem: } \omega_{DZ} = \omega_D/(1 + P_{ao}P_Z) \quad (10.17)$$

Záporná ZV –  $1 + P_{ao}P_Z > 1$  – rozšíří frekvenční pásmo – viz obr. 10.3.

Vztahy (10.14) a (10.17) platí i pro přenosy  $\hat{P}_a$ , kde se současně vyskytuje dolní i horní kmitočet, platí-li, že  $\omega_H \gg \omega_D$ . Pro struktury se zápornou zpětnou vazbou vždy platí, že šířka pásma se zpětnou vazbou  $\omega_H(1 + P_{ao}P_Z) - \omega_D/(1 + P_{ao}P_Z)$  je větší než šířka pásma bez vazby:  $\omega_H - \omega_D$ .



Obr. 10.3: Modulová a fázová charakteristika funkce dané vztahem (10.15) – plné čáry; vliv zpětné vazby – přerušované čáry.

## 10.2 Vliv zpětné vazby na vstupní impedanci

Analyzujeme-li i impedanční vlastnosti na vstupu zpětnovazební struktury, musíme situaci zkoumat poněkud podrobněji, než je tomu na obr.10.1. Dvě možná zapojení na vstupu zpětnovazební struktury jsou uvedena na obr.10.4.

Způsob získání zpětnovazební "informace" není v tomto okamžiku upřesněn. Vždy však musí platit pro zpětnovazební signály (veličiny), že

$$\hat{U}_Z = \hat{U}_1 \cdot \hat{P}_a \cdot \hat{P}_Z \quad \hat{I}_Z = \hat{I}_1 \cdot \hat{P}_a \cdot \hat{P}_Z$$

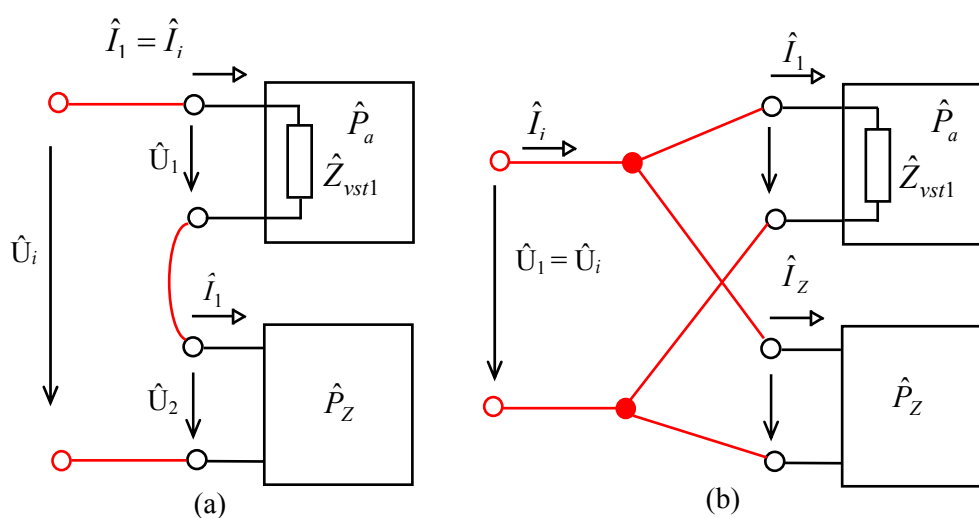
tedy **součin  $\hat{P}_a \hat{P}_Z$  musí být bez rozměru.**

**Vstupní impedance** obvodu na obr. 10.4. a) (**sériová vazba**) je definována zobecněným tvarem Ohmova zákona, odvození je zřejmé z uvedených poměrů:

$$\hat{Z}_{vst} = \frac{\hat{U}_i}{\hat{I}_i} = \frac{\hat{U}_1 + \hat{U}_Z}{\hat{I}_1} = \frac{\hat{U}_1 + \hat{U}_1 \hat{P}_a \hat{P}_Z}{\hat{U}_1 / \hat{Z}_{vst1}} = \hat{Z}_{vst1} \cdot (1 + \hat{P}_a \hat{P}_Z) \quad (10.18)$$

Je zřejmé, že **pro zápornou zpětnou vazbu sériovou roste modul vstupní impedance** nad hodnotu modulu bez zpětné vazby:

$$\left| \hat{Z}_{vst} \right| = \left| \hat{Z}_{vst1} \right| \cdot \left| 1 + \hat{P}_a \hat{P}_Z \right| \geq \left| \hat{Z}_{vst1} \right| \quad (10.19)$$



Obr. 10.4. a) Sériové zapojení zpětné vazby (vstupu zesilovače a výstupu zpětnovazebního obvodu) - ideálně se předpokládá, že zpětnovazební napětí je dodáváno z ideálního zdroje napětí, které nelze ovlivnit proudem vstupním;  
 b) paralelní zapojení zpětné vazby (vstupu zesilovače a výstupu zpětnovazebního obvodu) - ideálně se předpokládá, že zpětnovazební proud je dodáván z ideálního zdroje proudu, který nelze ovlivnit vstupním napětím.

**Vstupní impedance pro paralelní vazbu** - obr. 10.4. b) - je

$$\hat{Z}_{vst-paralelni} = \frac{\hat{U}_i}{\hat{I}_i} = \frac{\hat{U}_1}{\hat{I}_1 + \hat{I}_Z} = \frac{\hat{Z}_{vst1} \hat{I}_1}{\hat{I}_1 + \hat{I}_1 \hat{P}_a \hat{P}_Z} = \hat{Z}_{vst1} / (1 + \hat{P}_a \hat{P}_Z) \quad (10.20)$$

**Pro zápornou zpětnou vazbu paralelní klesá modul vstupní impedance** pod hodnotu modulu bez zpětné vazby.

### 10.3 Vliv zpětné vazby na výstupní impedanci

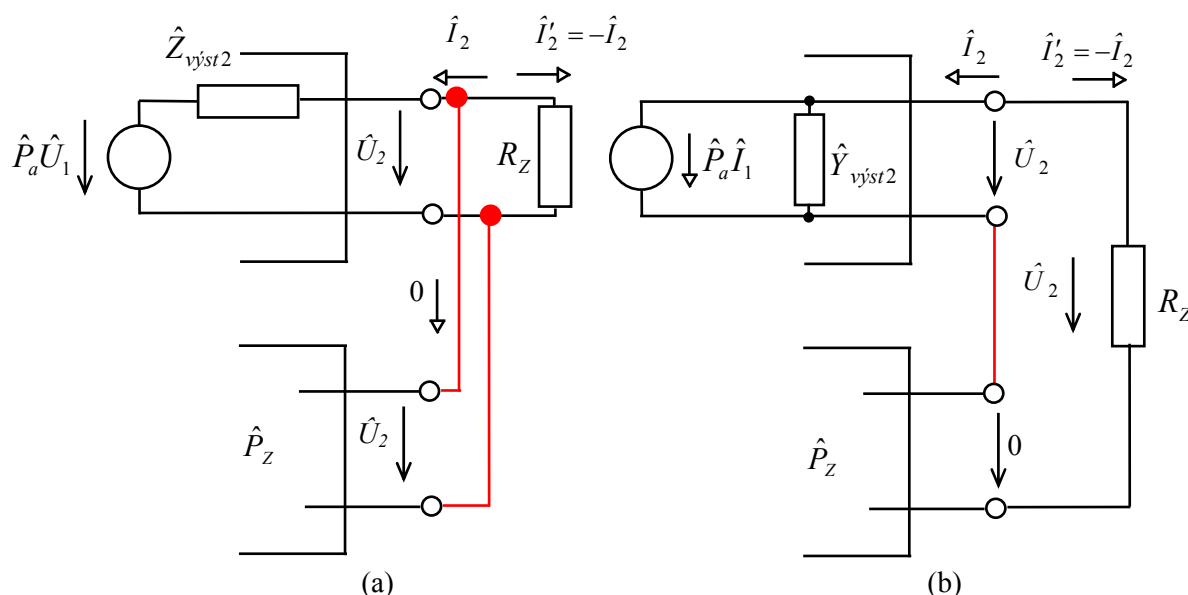
Dvě možná řazení na výstupu zesilovače jsou na obr. 10.5. Na obr. 10.5. a) se jedná o **napětovou vazbu** (v dvojbranové terminologii paralelní řazení) - **zpětnovazební informace je odvozena od výstupního napětí**. Na obr. 10.5. b) se jedná o **proudovou vazbu** (sériové řazení na výstupu struktury) - **zpětnovazební informace je odvozena od výstupního proudu**.

Impedanční poměry na výstupu lze určit pomocí Théveninova teorému. Výstupní impedanci stanovíme jako poměr výstupního napětí naprázdno  $\hat{U}_{2n}$  a proudu nakrátko  $\hat{I}'_{2ZK}$ .

**Na obr.10.5. a) při stavu naprázdno** ( $R_Z \rightarrow \infty$ ) **není zpětná vazba rozpojena**, proto platí obecný vztah (10.2), tedy i

$$\hat{U}_{2n} = \hat{U}_i \cdot \hat{P}_a / (1 + \hat{P}_a \hat{P}_Z) \quad (10.21)$$

kde  $\hat{P}_a$  je přenos přímé větve (zesilovače) bez zatížení.



Obr. 10.5. a) Napětová zpětná vazba (výstup zesilovače a vstup zpětnovazebního obvodu jsou zapojeny paralelně) - **ideálně se předpokládá, že zpětnovazební obvod má nekonečný vstupní odpor - neodebírá proud;**

b) proudová zpětná vazba (výstup zesilovače a vstup zpětnovazebního obvodu jsou zapojeny do série) - **ideálně se předpokládá, že na vstupu zpětnovazebního obvodu je nulové napětí - má nulový vstupní odpor.**

**Při zjišťování stavu nakrátko** [obr. 10.5. a)], kdy  $R_Z = 0$ , **je zpětná vazba rozpojena**, vstup zpětnovazebního obvodu je zkratován. Potom je vstupní napětí přímé větve  $\hat{U}_1 = \hat{U}_i$  zesilováno "celým" přenosem přímé větve, platí

$$\hat{I}'_{2ZK} = \hat{P}_a \hat{U}_i / \hat{Z}_{výst2} \quad (10.22)$$

Ze vztahů (10.21) a (10.22) určíme výstupní impedanci  $\hat{Z}_{výst2napětová}$  s napětovou vazbou

$$\hat{Z}_{\text{výst}2\text{napětová}} = \hat{U}_{2n} / \hat{I}'_{2ZK} = \hat{Z}_{\text{výst}2} / (1 + \hat{P}_a \hat{P}_Z) \quad (10.23)$$

**Záporná zpětná vazba napěťová zmenšuje výstupní impedanci** - ideálně až k nulové hodnotě  $(1 + \hat{P}_a \hat{P}_Z \rightarrow \infty)$  - **systém se chová jako "lepší" zdroj napětí.**

**Na obr. 10. 5. b) při stavu naprázdno** ( $R_Z \rightarrow \infty$ ) **je zpětná vazba rozpojena**, proto platí  $\hat{I}_1 = \hat{I}_i$  a tento proud je zesílen "celým" přenosem přímé větve. Napětí naprázdno je potom dáno vztahem  $\hat{U}_{2n} = -\hat{P}_a \hat{I}_i / \hat{Y}_{\text{výst}2} = -\hat{P}_a \hat{I}_i \hat{Z}_{\text{výst}2}$ . **Při stavu nakrátko je zpětná vazba uzavřena**, platí tedy

$$\hat{I}'_{2ZK} = -\hat{I}_{2ZK} = -\hat{I}_i \cdot \hat{P}_a / (1 + \hat{P}_a \hat{P}_Z) \quad (10.24)$$

Výstupní impedance  $\hat{Z}_{\text{výst}2}$  struktury s proudovou zpětnou vazbou je

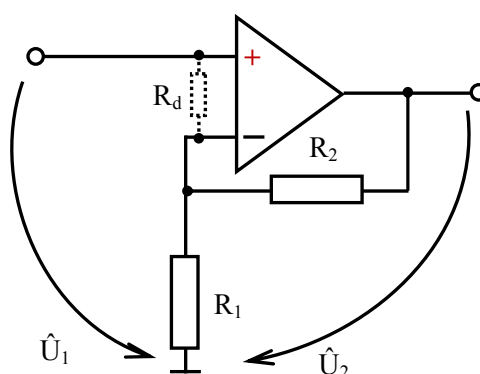
$$\hat{Z}_{\text{výst}2\text{proudová}} = \hat{U}_{2n} / \hat{I}'_{2ZK} = \frac{-\hat{P}_a \hat{I}_i \hat{Z}_{\text{výst}2}}{-\hat{I}_i \cdot \hat{P}_a / (1 + \hat{P}_a \hat{P}_Z)} = \hat{Z}_{\text{výst}2} \cdot (1 + \hat{P}_a \hat{P}_Z) \quad (10.25)$$

**Záporná zpětná vazba proudová zvětšuje výstupní impedanci** - ideálně až k nekonečné hodnotě  $(1 + \hat{P}_a \hat{P}_Z \rightarrow \infty)$  - **systém se chová jako "lepší" zdroj proudu.**



### Příklad 10. 1

Určete vstupní odpor neinvertující struktury na obr. 10.5. Víte-li, že diferenční odpor  $R_d$  operačního zesilovače je  $1\text{ M}\Omega$  a stejnosměrné zesílení OZ je  $10^5$



Obr. 10. 5: Neinvertující struktura s OZ a reálným vstupním odporem

### ☑ Řešení:

Jedná se o sériovou zpětnou vazbu zápornou a napěťovou. V tomto případě téměř splněny předpoklady, které byly požadovány při odvození obecných vztahů. Proto platí  $\hat{Z}_{\text{vst}} = R_d$ ,

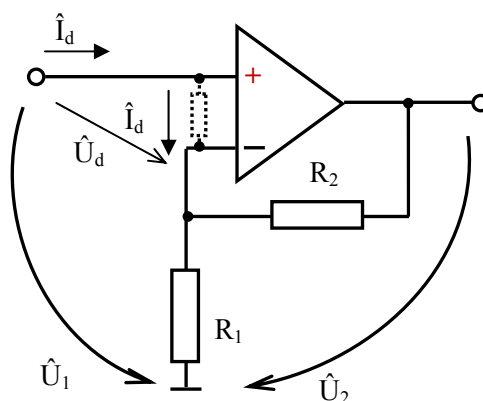


$\hat{P}_Z \cong R_1/(R_1 + R_2)$  je přenos zpětnovazebního děliče a  $\hat{P}_a = \hat{A}$  je přenos OZ. Ze vztahu (10.18) určíme:

$$\hat{Z}_{vst} = \hat{Z}_{vst1} \cdot (1 + \hat{P}_a \hat{P}_Z) = R_d \cdot \left( 1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot \hat{A} \right) = 10^6 \left( 1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot 10^5 \right)$$

Ke stejnému výsledku dospějeme i bez teorie zpětné vazby – důsledným využitím Kirchoffových zákonů a Ohmova zákona.

Předpokládejme, že známe výstupní napětí  $\hat{U}_2$ . Tomu přísluší diferenční napětí  $\hat{U}_d = \hat{U}_2 / \hat{A}$ .



Obr. 10. 6 Proudové a napěťové poměry v zapojení na obr. 10. 5

Vstupní proud celé struktury je přímo určen proudem

$$\hat{I}_d = \hat{U}_d / R_d = \hat{U}_2 / (\hat{A} \cdot R_d).$$

Napětí na vstupu struktury je dáno součtem napětí na odporu  $R_1$  a diferenčního napětí  $\hat{U}_d$ . V praxi vždy platí, že proud diferenčním odporem  $R_d$  je řádově menší než proud odporem  $R_1$  (toto musí být zajištěno při návrhu obvodu). Odporů  $R_1$  a  $R_2$  tvoří prakticky nezatížený dělič a můžeme psát

$$\hat{U}_1 = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot \hat{U}_2 + \hat{U}_d$$

Celková vstupní impedance je určena vztahem

$$\begin{aligned} \hat{Z}_{vst} &= \frac{\hat{U}_1}{\hat{I}_d} = \frac{\frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot \hat{U}_2 + \hat{U}_d}{\hat{I}_d} = \frac{\frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot \hat{U}_2 + \frac{\hat{U}_2}{\hat{A}}}{\hat{U}_2 / (\hat{A} \cdot R_d)} = \\ &= R_d \cdot \left( 1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot \hat{A} \right) \end{aligned}$$

Impedanční poměry v dalších zpětnovazebních strukturách se řeší obdobně, ale situace může být složitější. Problematika přesahuje rámec základního kurzu a je náplní navazujících kurzů.

**Příklad 10. 2**

Pro neinvertující strukturu na obr. 10.5. určete:

- zesílení s ideálním OZ pro hodnoty  $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$  a  $R_2 = 9 \text{ k}\Omega$
- horní frekvenci struktury  $f_{HZ}$  pro  $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$  a  $R_2 = 9 \text{ k}\Omega$  a reálný OZ s parametry  $A_o = 10^5$ ;  $f_1 = 10 \text{ Hz}$
- přenos OZ z bodu b) pro stejnosměrné signály

**Řešení:**

- a) Pro ideální OZ platí, že  $P_a = A \rightarrow \infty$

proto

$$\hat{P} = \frac{P_a}{1 + P_a P_Z} = \frac{\infty}{1 + \infty \cdot P_Z} = \frac{1}{P_Z}$$

Přenos zpětnovazební větve je určen pouze odporovým děličem  $R_1, R_2$ , takže

$$\hat{P} = \frac{1}{P_Z} = \frac{1}{\frac{R_1}{R_1 + R_2}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 1 + \frac{9 \cdot 10^3}{1 \cdot 10^3} = 10$$

- b) Platí  $P_{ao} = A_o$ ,  $\omega_H = \omega_1 = 2\pi f_1$

proto

$$\omega_{HZ} = \omega_H \cdot (1 + P_{ao} P_Z) = 2\pi f_1 \cdot \left( 1 + A_o \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right)$$

Obvykle pro OZ platí, že

$$1 \ll A_o \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

proto

$$\omega_{HZ} = 2\pi f_{HZ} \cong 2\pi f_1 \cdot A_o \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} = 2\pi f_T \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$f_{HZ} = f_T \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} = 10 \cdot 10^5 \cdot \frac{1000}{10000} = 10^5 \text{ Hz}$$

Na této frekvenci poklesne přenos o 3 dB pod hodnotu stanovenou v bodě a).

- c) Pro stejnosměrné signály pracujeme s hodnotou  $P_{ao} = A_o$ , proto

$$\hat{P} = \frac{P_{ao}}{1 + P_{ao}P_Z} = \frac{10^5}{1 + 10^5 \cdot \frac{1000}{10000}} = 9,9990$$

$\hat{P} = 9,9990$  – popisuje odchylku proti ideálnímu zesílení z bodu a) pro frekvence podstatně nižší než  $f_1$ .



### Pojmy k zapamatování

Zpětná vazba – kladná, záporná, sériová, paralelní, napěťová, proudová; činitel zpětné vazby; horní a dolní kmitočet přenosu; vstupní a výstupní impedance struktury. Pokud některému z nich ještě nerozumíte, vraťte se k nim ještě jednou.



### Otázky 10

1. Definujte rozdíl mezi kladnou a zápornou zpětnou vazbou.
2. Jak se mění horní kmitočet struktury se zaváděním záporné zpětné vazby?
3. Jak se mění dolní kmitočet struktury se zaváděním záporné zpětné vazby?
4. Jak se mění vstupní impedance při paralelním zapojení záporné zpětné vazby?
5. Jak se mění vstupní impedance při sériovém zapojení záporné zpětné vazby?
6. Jak se mění výstupní impedance při napěťovém zapojení záporné zpětné vazby?
7. Jak se mění výstupní impedance při proudovém zapojení záporné zpětné vazby?



### Úlohy k řešení 10

#### Příklad 10.1

Ve struktuře na obrázku 10.5 je zadáno  $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$  a  $R_2 = 9 \text{ k}\Omega$ . Určete vstupní odpor struktury, je-li  $R_d$  operačního zesilovače je  $1 \text{ M}\Omega$  a stejnosměrné zesílení OZ je  $10^5$ .

**Příklad 10.2**

Ve struktuře na obrázku 10.5 je zadáno  $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$  a  $R_2 = 90 \text{ k}\Omega$ . Určete vstupní odpor struktury, je-li  $R_d$  operačního zesilovače je  $1 \text{ M}\Omega$  a stejnosměrné zesílení OZ je  $10^5$ .

**Příklad 10.3**

Ve struktuře na obrázku 10.5 je zadáno  $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$  a  $R_2 = 99 \text{ k}\Omega$ . Určete vstupní odpor struktury, je-li  $R_d$  operačního zesilovače je  $1 \text{ M}\Omega$  a stejnosměrné zesílení OZ je  $10^5$ .

**Příklad 10.4**

Ve struktuře na obrázku 10.5 je zadáno  $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$  a  $R_2 = 9 \text{ k}\Omega$ . Určete vstupní odpor struktury, je-li  $R_d$  operačního zesilovače je  $1 \text{ M}\Omega$  a stejnosměrné zesílení OZ je  $10^6$ .

**Příklad 10.5**

Ve struktuře na obrázku 10.5 je zadáno  $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$  a  $R_2 = 9 \text{ k}\Omega$ . Určete vstupní odpor struktury, je-li  $R_d$  operačního zesilovače je  $1 \text{ M}\Omega$  a stejnosměrné zesílení OZ je  $10^4$ .

**Příklad 10.6**

V neinvertující struktuře na obrázku 10.5 je použit reálný OZ s parametry  $A_o = 10^5$ ;  $f_l = 10 \text{ Hz}$ . Určete horní frekvenci struktury, je-li:

- $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$  a  $R_2 = 2 \text{ k}\Omega$
- $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$  a  $R_2 = 99 \text{ k}\Omega$
- $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$  a  $R_2 = 999 \text{ k}\Omega$

**Příklad 10.7**

V neinvertující struktuře na obrázku 10.5 je  $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$  a  $R_2 = 9 \text{ k}\Omega$ . Určete horní frekvenci struktury, je-li:

- $A_o = 10^5$ ;  $f_l = 1 \text{ Hz}$

$$b) A_o = 10^5; f_l = 5 \text{ Hz}$$

$$c) A_o = 10^5; f_l = 50 \text{ Hz}$$

$$d) A_o = 10^6; f_l = 10 \text{ Hz}$$

$$e) A_o = 10^4; f_l = 10 \text{ Hz}$$



### Text k prostudování

[1] Punčochář, J.: Operační zesilovače v elektronice. BEN, Praha 2002 (5. vydání), ISBN 80-7300-059-8



### Další zdroje

[1] Horowitz, P.- Winfield, H.: The art of electronics (second edition). Cambridge University Press, Cambridge 1982



### CD-ROM

Otevři soubor **Oscilátor, zpětná vazba**



### Korespondenční úkol

Bude zadán vyučujícím z množiny příkladů určených k samostatnému řešení..

# 11 Oscilátory



**Čas ke studiu:** 3 hodiny



**Cíl** Po prostudování tohoto odstavce budete umět:

- aplikovat teorii zpětné vazby na oscilátory
- popsat základní LC oscilátory
- popsat základní RC oscilátory
- navrhnout základní oscilátory RC
- popsat základní princip stabilizace amplitudy kmitů

Cílem této kapitoly není vyčerpávající výklad problematiky oscilátorů. Toto je náplní navazujících kurzů. Bude zde však předvedeno využití dříve získaných poznatků při konstrukci a analýze základních zapojení oscilátorů.



## VÝKLAD

Oscilátory jsou zesilovače s vhodnou nadkritickou kladnou zpětnou vazbou na požadované frekvenci. Pro správnou činnost musí být splněny dvě podmínky:

- amplitudová** –  $\beta \cdot A = 1$  - toto jsou symboly používané v technické praxi nejčastěji, z hlediska teorie uvedené v kapitole 10 platí  $\beta = P_Z$ ;  $A = P_a$ .
- fázová** –  $\varphi_A + \varphi_\beta = 2k\pi$ ,  $k = 0, 1, 2, \dots$

Generované kmity vykazují harmonický průběh, jsou-li splněny obě podmínky na některé frekvenci.

Generované kmity vykazují neharmonický průběh, jsou-li splněny obě podmínky pro široké spektrum frekvencí.

Stabilita kmitočtu oscilátoru je učena:

- Kvalitou součástek (mezní frekvence)
- Obvodovým zapojením (vhodnější bývá zapojení se společnou bází a kolektorem, u VF oscilátorů požadavek na kvalitu cívek – nesmí se teplem roztahovat, kvalita kondenzátorů)
- Kolísáním napájecího napětí (má za příčinu změnu pracovního bodu tranzistoru)

- Změnou teploty (nutnost teplotní stabilizace)
- Kladný teplotní součinitel indukčnosti se kompenzuje záporným teplotním součinitelem kondenzátoru, když toto nepomůže, tak je nejlepší oscilátor umístit do termostatu.
- Vlivem zátěže (oddělovací stupeň)
- Mechanické provedení (dobré mechanické upravení krytí cívek, malá vzdálenost zmenšuje indukčnost a zhoršuje činitel jakosti  $Q$ ).
- Kvalitou rozvodu napájecího napětí (zařazení filtračních členů do přívodu pro zamezení šíření energie po rozvodu napájení)

Frekvenční stabilitu oscilátoru určíme jako  $S = \Delta f / f_o$

Zlepšení stability dosáhneme použitím:

- stabilizovaného zdroje
- rezonančního obvodu s co nejvyšším činitelem jakosti  $Q$
- tranzistoru s co největší strmostí (vstupní a výstupní kapacita tranzistoru)
- piezoelektrického rezonátoru

Hodnotu frekvence  $f$  lze zvýšit násobičem kmitočtu.

## 11.1 Harmonické (sinusové) oscilátory

Podle zapojení dělíme oscilátory na:

### 1) Oscilátory LC (pro vyšší kmitočty)

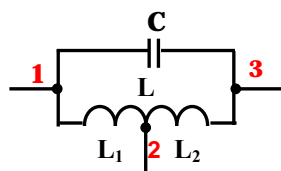
a) Oscilátory s indukční vazbou - Meissnerovo zapojení

- laděný v kolektorovém obvodu
- laděný v bázovém obvodu

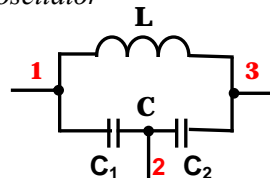
b) Tříbodové oscilátory – 1. rezonanční obvod: dělené L – Hartleyovo zapojení

2. rezonanční obvod: dělené C – Colpittson. zapojení

*Hartleyův oscilátor*



*Colpittsův oscilátor*

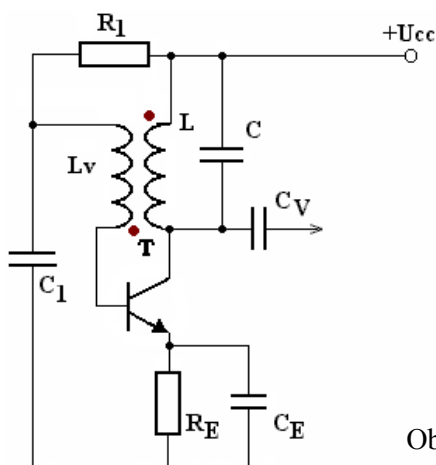


2) Oscilátory RC (pro nízké kmitočty)

3) Oscilátory řízené krystalem

### 11.1.1 Oscilátory s indukční vazbou

Řídicí rezonanční obvod je zapojen přímo na výstupní svorky zesilovače, vstup zesilovače je induktivně vázán s řídicím rezonančním obvodem – viz obr. 11.1. Oscilátor kmitá na frekvenci dané Thomsnovým vztahem. Pro zajištění kladné zpětné vazby je nutné dodržet správnou orientaci cívek vazebního transformátoru – tranzistor v zapojení SE posouvá fázi o 180, → ZV smyčka musí zavádět další posuv o stejný úhel. Jsou vhodné pro kmitočty do desítek MHz.

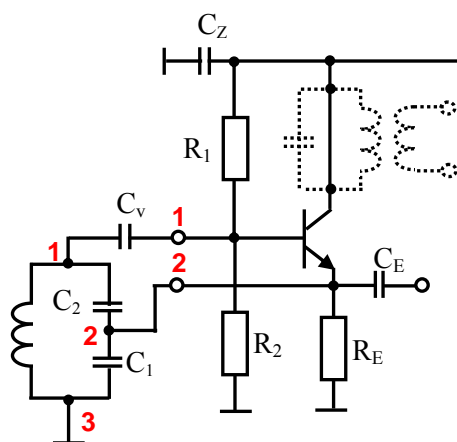


$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Obr. 11.1: Oscilátor LC – Meissnerovo zapojení

### 11.1.2 Tří bodové zapojení oscilátorů LC

Colpittsův oscilátor (obr. 11.2): kapacitní odbočka na LC obvodu. Obvod je vhodný pro kmitočty řádově stovek MHz. Kapacita  $C_z$  zaručuje nulovou impedanci napájení. Signál se odebírá z emitoru přes  $C_E$  (nebo z kolektoru laděným obvodem a transformátorem).



$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

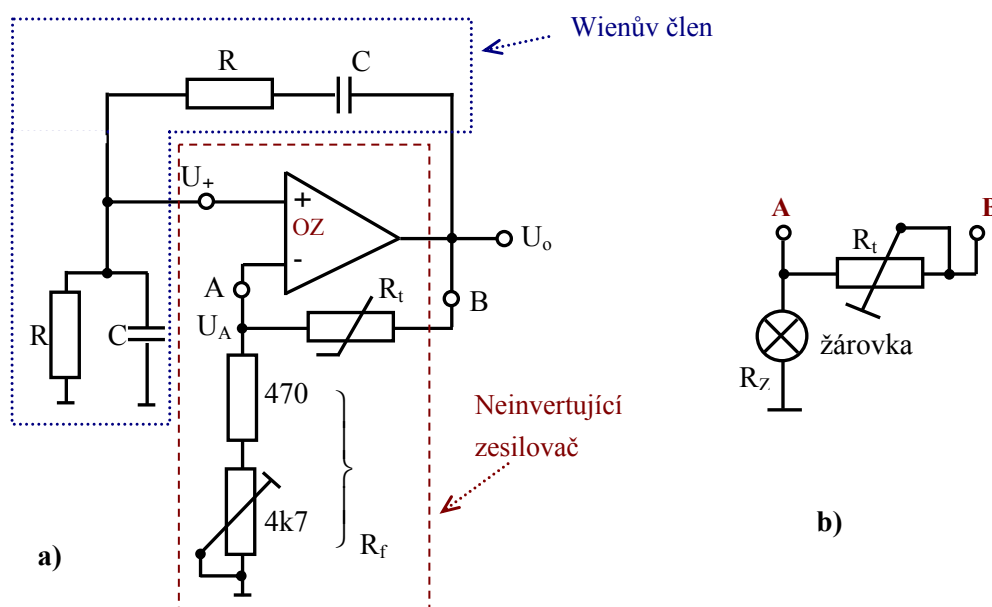
$$C = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}$$

Obr. 10.1: Oscilátor LC – Colpittsnovo tří bodové zapojení



## 11.2 Oscilátory RC

- ❑ Oscilátory RC mají zpětnou vazbu (řídící člen) vytvořenou kombinací členů RC.
- ❑ Frekvence oscilátoru  $\omega_0$  je dána hodnotami RC.
- ❑ Selektivita na  $\omega_0$  je zajištěna různými obvody:
  - Wienův člen
  - Přemostěný článek T
  - Fázovací články
- ❑ V praktických zapojeních je vždy nutné stabilizovat amplitudu
  - Podmínka oscilací – lineární problém
  - Stabilizace amplitudy – nelineární problém
- ❑ Zisk (přenos) zpětnovazební smyčky na  $\omega_0$  je větší než 1



Obr. 11.3: Oscilátor RC s Wienovým členem, stabilizace amplitudy:

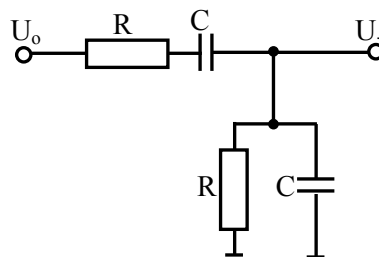
- a) termistorem (NTC – negative temperature coefficient, teplota roste – klesá  $R_t$ )
- b) žárovkou (cca 10 mA jmenovitý proud; roste napětí  $U_o \rightarrow R_z$  roste, zesílení obvodu klesá)

### 11.2.1 Oscilátor RC s Wienovým členem

Napětový přenos dosahuje maxima při určité frekvenci, na které má Wienův člen nulový fázový posun. Na této frekvenci vznikne kladná ZV a oscilátor se rozkmitá – viz obr. 11.3.

- Operační zesilovač  $R_t$  a  $R_f$  tvoří neinvertující zesilovač s přenosem ( $U_+$  – vstup neinvertujícího zesilovače):  $U_+/U_o = 1 + R_t/R_f$
- Wienův člen (obr. 11.4) má frekvenčně závislý přenos:

$$\frac{U_+}{U_o} = \frac{\hat{Z}_2}{\hat{Z}_1 + \hat{Z}_2} \quad \left| \begin{array}{l} \text{dosadíme:} \\ \hat{Z}_1 = R + 1/j\omega C \\ \hat{Z}_2 = \frac{R \cdot 1/j\omega C}{R + 1/j\omega C} = \frac{R}{1 + j\omega CR} \end{array} \right.$$



Obr. 11.4: Wienův člen

Výraz pro napětový přenos upravíme

$$\frac{U_+}{U_o} = \dots = \frac{R}{3R + j(\omega CR^2 - 1/\omega C)} = \dots = \frac{1}{3 + j\left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega}\right)}$$

dostaneme:  $\omega_o = 1/CR$

- Přenos Wienova členu na frekvenci  $\omega_o = 1/(RC)$  je:  $U_+/U_o = 1/3$
- Fáze přenosu Wienova členu na frekvenci  $\omega_o$  je:  $\varphi(\omega_o) = 0$
- Obvod bude kmitat, bude-li přenos Wienova členu a neinvertujícího zesilovače na  $\omega_o$  větší než 1, tedy

$$\frac{1}{3} \cdot \left(1 + \frac{R_t}{R_f}\right) \geq 1 \quad \Rightarrow \quad \frac{R_t}{R_f} \geq 2$$

- V praxi se volí  $R_t/R_f > 2$  (dobře zvolená podmínka oscilací)
- Po rozkmitání roste  $U_o \Rightarrow$  zmenšuje se  $R_t$ , ustálí se taková amplituda  $U_o$ , kde

$$\frac{R_t(U_o)}{R_f} \cong 2$$

**Případ a)** – stabilizace amplitudy termistorem

- $R_t$  je funkcí  $U_o$  (roste  $U_o \rightarrow$  klesá  $R_t \rightarrow$  klesá zesílení)

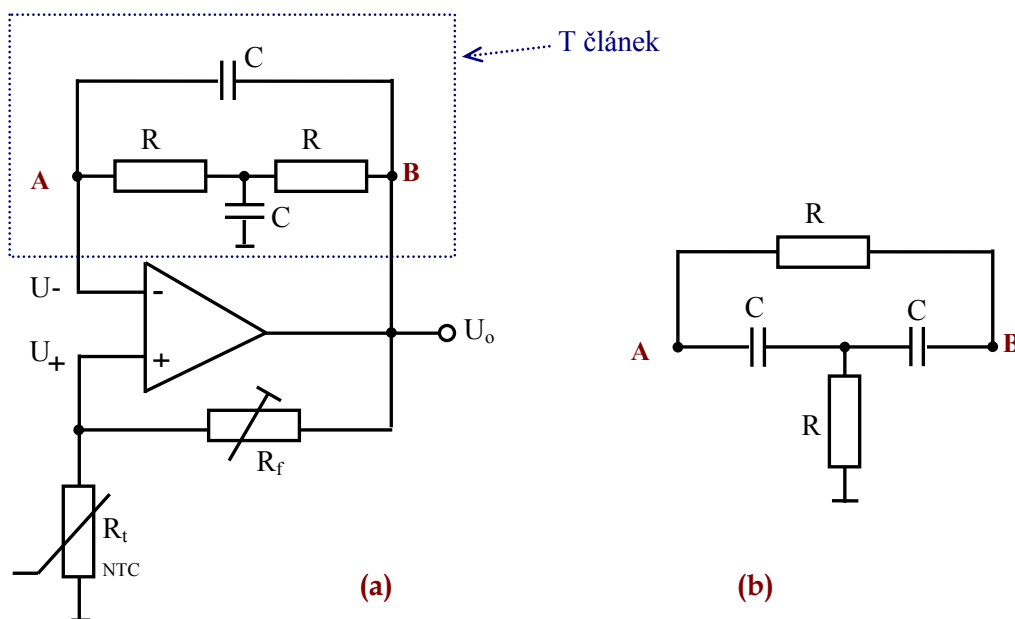
**Případ b)** – stabilizace amplitudy žárovkou

- $R_t \rightarrow$  konstantní,  $R_f \equiv R_Z$
- Proto pro rozkmitání musí platit  $R_t/R_f \geq 2$
- Za studena je  $R_Z$  malý
- Při růstu  $U_o$  se vlákno žárovky zahřívá  $\Rightarrow R_Z$  roste  $\Rightarrow$  ustálí se  $U_o$  když  $R_t/R_Z \approx 2$

*Poznámka:* V tomto typu oscilátoru je zaváděna kladná zpětná vazba přes frekvenčně závislý dělič. Záporná zpětná vazba ( $R_t, R_f$ ) je frekvenčně nezávislá

### 11.2.2 Oscilátor RC s přemostěným článkem T

Operační zesilovač s přemostěným článkem T (obr. 11.5) tvoří pásmovou propust. Přemostěný článek T má přenos na  $\omega_o$  ( $\omega_o = 1/(RC)$ )



Obr. 11.5: a) Oscilátor RC s přemostěným článkem T  
b) jiný typ T článku

$$U_-/U_o = 2/3^{13)}$$

<sup>13)</sup> přenos na  $\omega_o$  odvodíme metodou uzlových napětí nebo transfigurací  $\Delta \rightarrow Y$ :

a fáze přenosu je  $\varphi(\omega_o) = 0$ . Aby obvod oscilloval, musí být splněna podmínka oscilace

$$U_+ = \frac{U_o \cdot R_t}{R_f + R_t} \geq U_- = U_o \cdot \frac{2}{3} \quad (\text{dominuje kladná vazba})$$

tedy

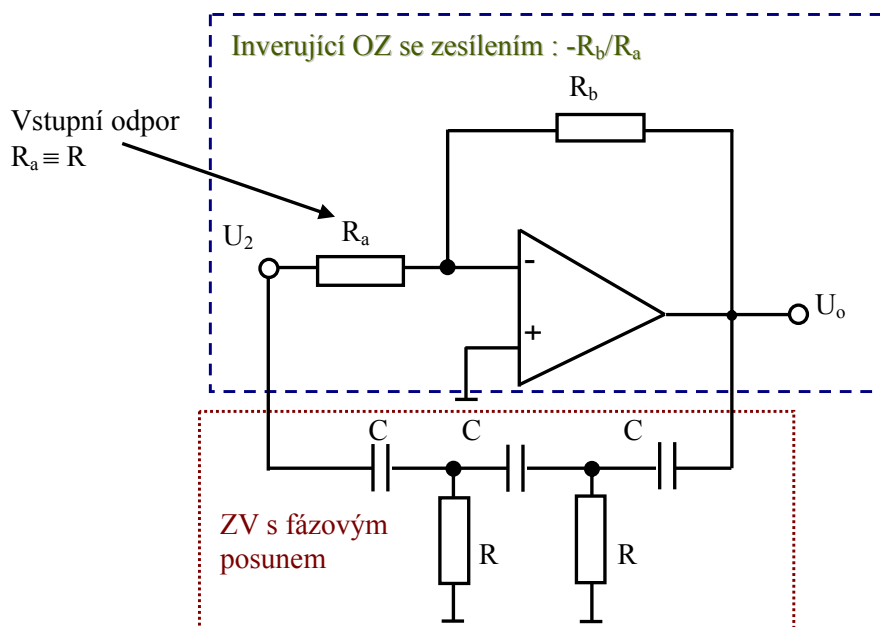
$$\frac{R_t}{R_f + R_t} \geq \frac{2}{3} \Rightarrow 3R_t \geq 2R_t + 2R_f \Rightarrow R_t \geq 2R_f$$

S růstem  $U_o$  klesá  $R_t$ , amplituda se ustálí tam, kde  $R_t \cong 2R_f$

*Poznámka:* Záporná zpětná vazba (přes T-člen) je frekvenčně závislá, kladná zpětná vazba je frekvenčně nezávislá.

### 11.2.3 Oscilátor RC s fázovým posunem $180^\circ$ ( $\pi$ ) ve zpětnovazební smyčce

Oscilátor RC s fázovým posunem  $180^\circ$  ( $\pi$ ) ve zpětnovazební smyčce je na obr. 11.6. Operační zesilovač je zapojen jako invertující, takže obrací fázi. Následující 3 RC články (derivační články) musí zajistit splnění fázové oscilační podmínky, tzn. každý článek má fázový posun  $60^\circ$ . Musí být splněna i amplitudová oscilační podmínka. Aby obvod pracoval bezproblémově, musí být

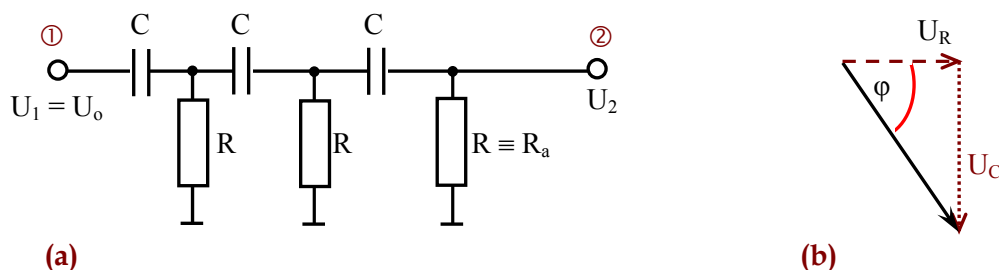


Obr. 11.6: Oscilátor s invertujícím zesilovačem a fázovým posunem  $180^\circ$

$$\frac{U_-}{U_o} = \frac{G^2 - \omega^2 C^2 + j\omega 2GC}{G^2 - \omega^2 C^2 + j\omega 3GC} \quad G = 1/R$$

výstupní odpor zesilovače malý.

Přenos členu RC z obr. 11.7 je (vztah odvodíme např. metodou uzlových napětí (viz EO I):



Obr. 11.7: a) RC člen s fázovým posunem  $180^\circ$

b) fázorový diagram napětí ( $\varphi(\omega_o) = 60^\circ$ )

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{U_2}{U_o} = - \frac{\omega^3 R^3 C^3}{\omega CR \cdot (5 - \omega^2 R^2 C^2) - j(1 - \omega^2 R^2 C^2 \cdot 6)}$$

Při  $1 - \omega^2 R^2 C^2 \cdot 6 = 0$  je  $\varphi(\omega_o) = 180^\circ$ , tj.  $\omega_o = \frac{1}{\sqrt{6} \cdot RC} \rightarrow f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{6} \cdot RC}$

Pro  $\omega_o = 1/(\sqrt{6} \cdot RC)$  je přenos zpětnovazebního členu

$$\frac{U_2}{U_1}(\omega_o) = \frac{-\left(\frac{1}{\sqrt{6} \cdot CR}\right)^3 R^3 C^3}{\frac{1}{\sqrt{6} \cdot CR} \cdot CR \cdot \left[5 - \left(\frac{1}{\sqrt{6} \cdot CR}\right)^2 R^2 C^2\right]} = -\frac{1}{29}$$

Aby oscilátor kmital, musí platit na  $\omega_o$  ( $R = R_a$ )

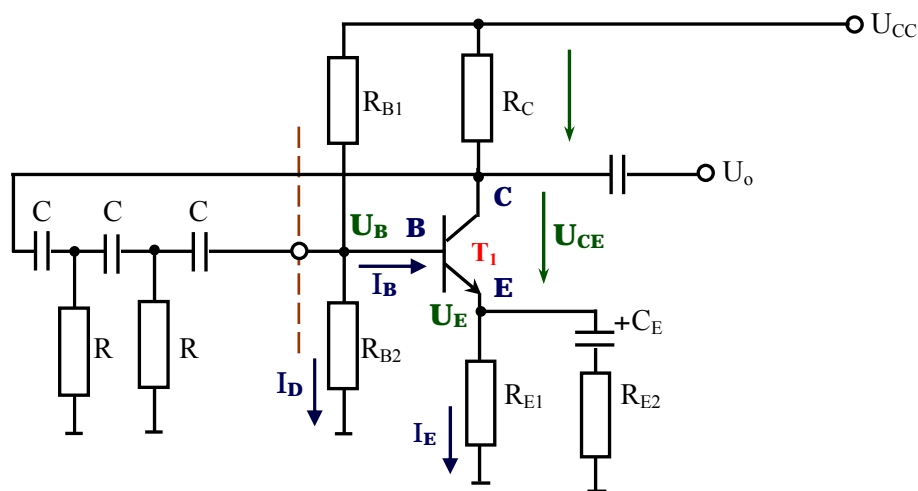
$$\left(-\frac{R_b}{R_a}\right) \cdot \left(-\frac{1}{29}\right) \geq 1 \Rightarrow R_b \geq 29R_a$$

## 11.2.4 Tranzistorové verze oscilátorů RC

V současné době se používají zapojení s OZ. Pro vyšší frekvence je někdy vhodné se vrátit k historicky starším zapojením s tranzistory. Princip funkce je samozřejmě stejný (vhodné využití zpětné vazby). Komplikovanější je nastavení pracovních bodů jednotlivých tranzistorů a použití oddělovacích (vazebních) kapacitorů.

### 11.2.4.1 Oscilátoru RC s fázovým posunem 180° a jedním tranzistorem

Oscilátoru RC s fázovým posunem 180° a jedním tranzistorem je na obr. 11.8. Tranzistor  $T_1$  tvoří invertující zesilovač s přenosem  $A_{USE} \approx -R_C/R_e$ <sup>14)</sup> a vstupním odporem  $R_{in}$ , který odpovídá paralelní kombinaci odporů  $R_{B1}$ ,  $R_{B2}$  a  $\beta \cdot R_e$  ( $\beta$  – zde proudový zesilovací činitel tranzistoru  $T_1$ ). Pokud platí  $R_{in} \cong R$ , obvod osciluje pro  $R_C/R_e > 29$ <sup>14)</sup>, protože obvod RC ve zpětné vazbě je stejný jako u zapojení na obr. 11.6 - oscilátor s invertujícím zesilovačem a fázovým posunem 180°. Pro správnou činnost musí platit  $R \gg R_C$ .



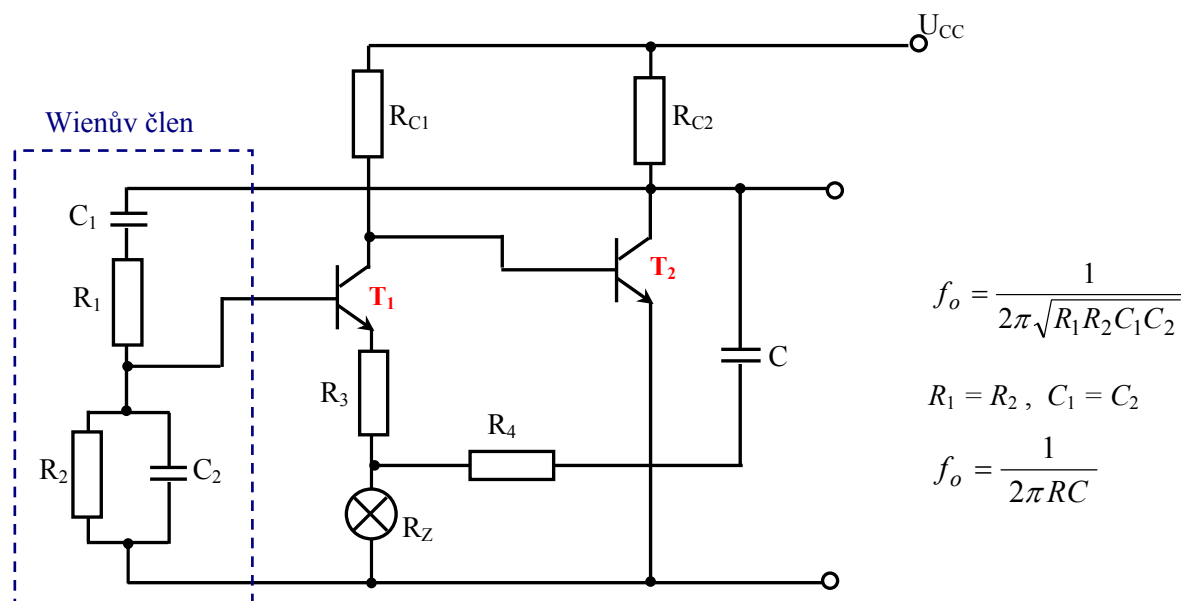
Obr. 11.8: Oscilátoru RC s fázovým posunem 180° a jedním tranzistorem

<sup>14)</sup> kde  $R_e = R_{E1} \parallel R_{E2}$

### 11.2.4.2 Oscilátoru RC s více tranzistory a Wienovým členem

Oscilátoru RC s dvěma tranzistory a s Wienovým členem je zobrazen na obr. 11.9.

- dvoustupňový zesilovač má fázový posun  $2 \cdot 180^\circ$  (splnění fázové podmínky)
- žárovka (24 V, 50 mA) slouží ke stabilizaci velikosti výstup. sinusového napětí
- zvětší-li se amplituda, zvětší se i napětí na žárovce (ohřeje se vlákno – větší odpor), tím vzroste velikost  $R_e$  a tím i záporná ZV.
- zmenší se zesílení a amplituda kmitů klesne.

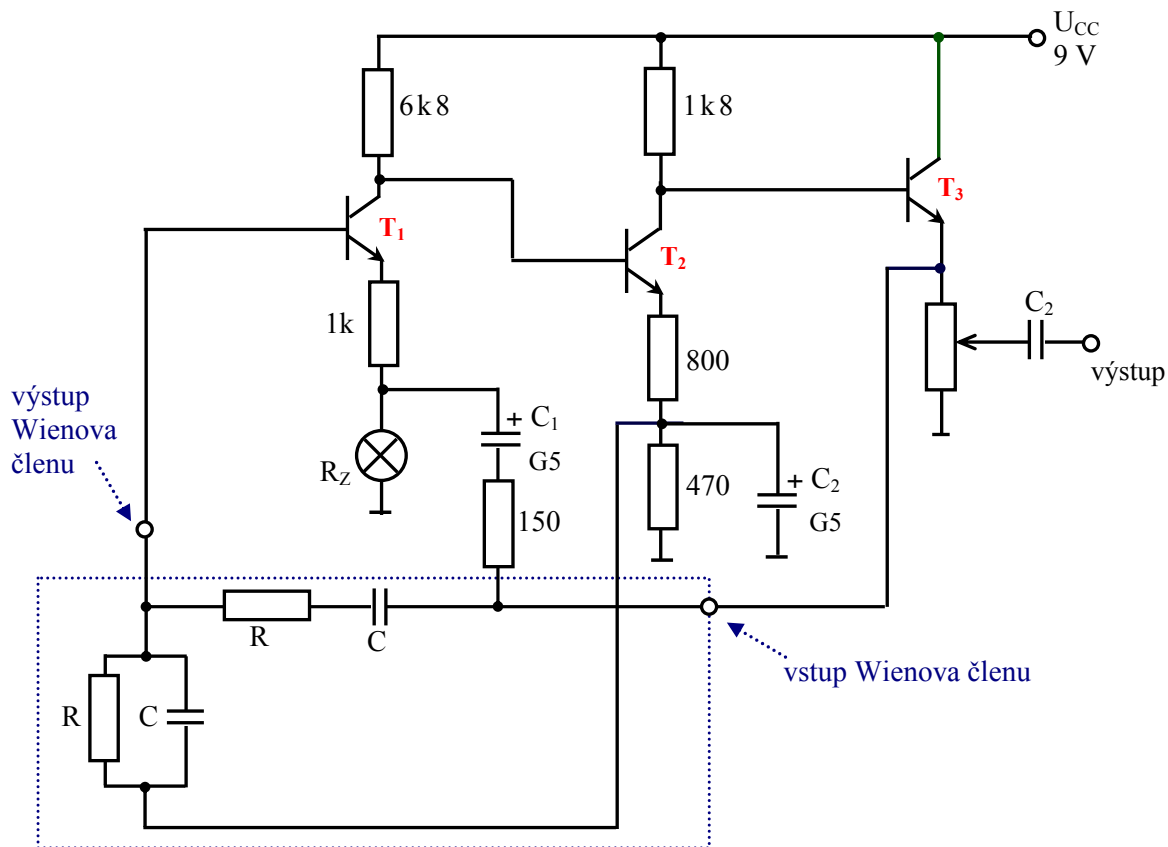


Obr. 11.9: Oscilátoru RC s dvěma tranzistory a s Wienovým členem

Tranzistorová verze oscilátoru RC s Wienovým členem je zobrazen na obr. 11.10.

- $T_1$  – invertující zesilovač  $A_1 \approx -\frac{6,8 \cdot 10^3}{10^3 + R_Z}$
- $T_2$  – invertující zesilovač  $A_2 \approx -\frac{1,8 \cdot 10^3}{800}$  ( $C_2$  na  $\omega_o$  představuje zkrat)
- $T_3$  – emitorový sledovač  $A_3 \approx 1$  (malý výstupní odpor)
- celkové zesílení kaskády  $A_1 \cdot A_2 \cdot A_3 \approx \frac{6,8 \cdot 1,8}{(1 + R_Z/10^3)} \cdot 0,8$  je větší než +3, tzn. oscilace
- báze  $T_1$  je napájena stejnosměrně z odporu 470  $\Omega$  přes "spodní větev" Wienova členu; z hlediska signálového zajišťuje  $C_2$  připojení této větve k referenčnímu uzlu (zemi)

- s růstem amplitudy (v emitoru  $T_3$ ) se přes  $C_1$  a odpor  $150 \Omega$  zvětšuje  $R_Z$  (žárovka  $24 \text{ V}$ ,  $50 \text{ mA}$ )  $\Rightarrow$  klesá přenos (celkové zesílení) kaskády. Amplituda se ustálí při  $A_1 \cdot A_2 \cdot A_3 \approx 3$  (nelineární záporná ZV)



Obr. 11.10: Tranzistorová verze oscilátoru RC s Wienovým členem

**Příklad 11.1**

Určete hodnotu rezistorů  $R$  u oscilátoru na obr. 11.3 pro požadované hodnoty frekvence  $f_0$  (viz tabulka), je-li  $C = 33 \text{ nF}$ .

**Řešení:**

$$f_0 = 1/(2\pi RC) \quad \Rightarrow \quad R = 1/(2\pi f_0 C) = 4,823 \cdot 10^6 / f_0$$

Tab. k příkladu 11.1:

$f_0$ (Hz)	20	50	100	200	500	1 000	2 000	5 000
R (k $\Omega$ )	241,1	96,5	48,2	24,1	9,65	4,82	2,41	0,965



V praxi je hodnota odporu  $R$  na frekvenci  $f_0 = 20$  Hz již dost velká (pokud nepoužijeme OZ s velkými vstupními odpory), naopak hodnota odporu na frekvenci  $f_0 = 5$  kHz je dost malá (pokud nepoužijeme výkonový OZ). Přijatelných hodnot  $R$  můžeme dosáhnout změnou  $C$ . Pro  $f_0 = 20$  Hz zvětšíme hodnotu  $C$  např. 10 krát (330 nF) a proto musíme  $R$  10 krát zmenšit (24,11 kΩ). Pro  $f_0 = 5$  kHz zmenšíme hodnotu  $C$  např. 10 krát (3,3 nF) a proto musíme  $R$  10 krát zvětšit (9,65 kΩ).



### Příklad 11. 2

Určete potřebnou hodnotu rezistoru  $R_f$  u oscilátoru na obr. 11.3 takovou, aby se obvod rozkmital, je známa hodnota odporu  $R_t = 10$  kΩ (NTC, perličkový).

### ✓ Řešení:

Problém lze řešit dvěma způsoby

- a) Z přenosu zpětnovazební smyčky

Přenos Wienova členu  $U_+/U_o = 1/3$  na kmitočtu  $\omega_0$ .

Zesílení neinvertující struktury  $U_o/U_+ = 1 + R_t/R_f$

Pro oscilace musí platit, že přenos smyčky

$$(U_o/U_+) \cdot (U_o/U_+) \geq 1 \Rightarrow (1 + R_t/R_f) \geq 3$$

$$R_f + R_t \geq 3R_f$$

$$R_f \leq R_t/2 = 10^4/2 = 5 \text{ k}\Omega$$

- b) „Z rovnosti vazeb“

Přenos obvodu kladné vazby  $U_+/U_o = 1/3$ ;

Přenos obvodu záporné vazby

$$U_-/U_o = R_f/(R_t + R_f)$$

Aby obvod oscilloval, musí převažovat kladná vazba

$$\frac{1}{3} \geq \frac{R_f}{R_t + R_f} \Rightarrow R_t + R_f \geq 3R_f$$

$$R_f \leq R_t/2$$

Správně získáváme oběma postupy shodné výsledky.



**Příklad 11.3**

Jaký musí být poměr  $R_f/R$ , aby oscilátor na obr. 11.6 kmital?

**☑ Řešení:**

Musí platit:

$$\left(\frac{U_o}{U_\varphi}\right) \cdot \left(\frac{U_\varphi}{U_o}\right) \geq 1 \Rightarrow \left(-\frac{R_f}{R}\right) \cdot \left(-\frac{1}{29}\right) \geq 1 \Rightarrow$$

$$R_f \geq 29R$$

**Pojmy k zapamatování**

Podmínky oscilace – amplitudová, fázová; oscilátory LC, RC; stabilizace amplitudy; Wienův člen, přemostěný článek T; RC člen s fázovým posunem 180°. Pokud některému z nich ještě nerozumíte, vraťte se k nim ještě jednou.

**Otázky 11**

1. Definujte amplitudovou a fázovou podmínku oscilace.
2. Objasněte princip stabilizace amplitudy.
3. Jaký je přenos Wienova členu na charakteristické frekvenci?
4. Jaký je fázový posuv Wienova členu na charakteristické frekvenci?
5. Máme k dispozici invertující zesilovač s jedním tranzistorem? Oscilátor můžeme dokonstruovat pomocí:
  - a) Wienova členu
  - b) přemostěného T článku
  - c) RC členu s fázovým posunem 180°



## Úlohy k řešení 11

### Příklad 11.1

Určete hodnotu kapacitorů  $C$  u oscilátoru s Wienovým členem na obr. 11.3 pro požadované hodnoty frekvence  $f_0$  (hodnoty  $f_0$  jsou uvedeny v tabulce), je-li  $R = 10 \text{ k}\Omega$ .

Tabulka:

$f_0$ (Hz)	20	50	100	200	500	1 000	5 000	10 000
$C$ (nF)								

### Příklad 11.2

Určete potřebnou hodnotu rezistoru  $R_f$  u oscilátoru na obr. 11.3 takovou, aby se obvod rozkmital, je známa hodnota odporu  $R_t$  – viz tabulka. (NTC, perličkový).

Tabulka:

$R_t$ (k $\Omega$ )	20	8	6	4
$R_f$				

### Příklad 11.3

Určete potřebnou hodnotu rezistoru  $R_f$  u oscilátoru na obr. 11.5 pro zadané hodnoty odporu  $R_t$  (viz tabulka).

Tabulka:

$R_t$ (k $\Omega$ )	10	8	6	4
$R_f$				

### Příklad 11.4

Určete potřebné hodnoty kapacitorů  $C$  u oscilátoru na obr. 11.6 pro hodnoty frekvencí v tabulce, je-li hodnota  $R = 2,2 \text{ k}\Omega$ .

Tabulka:

$f_0$ (Hz)	20	50	100	200	500	1 000	2 000	5 000
$C$								



## Text k prostudování

- [1] Frohn, M. – Siedler, H.-J. – Wiemer, M. – Zastrow, P.: Elektronika, polovodičové součástky a základní zapojení. Ben, Praha 2006, ISBN 80-7300-123-3



## Další zdroje

- [1] Horowitz, P.- Winfield,H.: The art of electronics (second edition). Cambridge University Press, Cambridge 1982
- [2] Kuphaldt, Tony R.: Lessons In Electric Circuits, [www.ibiblio.org/kuphaldt/](http://www.ibiblio.org/kuphaldt/)
- [3] Punčochář,J.: Operační zesilovače v elektronice. BEN, Praha 2002 (5. vydání), ISBN 80-7300-059-8



## CD-ROM

Otevři soubor **Oscilátory, zpětná vazba**



## Korespondenční úkol

Bude zadán vyučujícím z množiny příkladů určených k samostatnému řešení..

## 12 Generátory obdélníkového a pilového napětí



**Čas ke studiu:** 4 hodiny



**Cíl** Po prostudování této kapitoly pochopíte základní aplikační principy tranzistorů a operačních zesilovačů v generátorech neharmonických signálů:

- Schmittův klopný obvod s OZ – invertující zapojení
- Schmittův klopný obvod s OZ –neinvertující zapojení
- Schmittův klopný obvod – tranzistorové zapojení
- astabilní klopný obvod s operačním zesilovačem
- astabilní klopný obvod – tranzistorové zapojení
- generátor pilového napětí

Tato kapitola má pouze informativní charakter. Cílem není vyčerpávající výklad problematiky generátorů neharmonických signálů. Toto je náplní navazujících kurzů. Bude zde však předvedeno využití dříve získaných poznatků při konstrukci a analýze základních zapojení generátorů.



### VÝKLAD

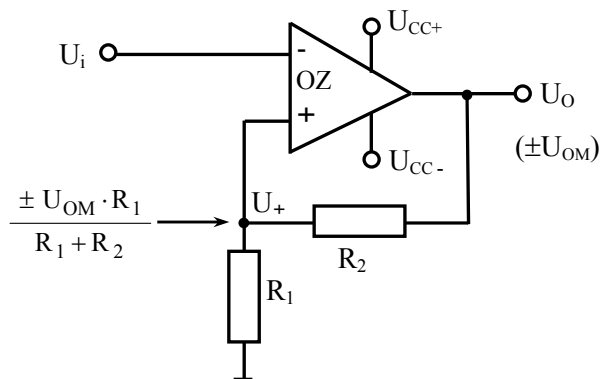
Jsou popsány obvody (zesilovači) s kladnou zpětnou vazbou. Kladná zpětná vazba (regenerativní) vede k velmi rychlým přechodným dějům v zesilovací struktuře. Současně vzniká hysterezní jev (hystereze klopného obvodu), který je funkčně využit pro generování obdélníkových a pilových napětí.

### 12.1 Schmittův klopný obvod (SKO)

Schmittův klopný obvod, ať tranzistorová (obr. 12.7) verze nebo verze s operačním zesilovačem (obr. 12.1 a obr 12.4), je základním funkčním blokem mnoha generátorů obdélníkového a pilového napětí.

### 12.1.1 Invertující varianta Schmittova klopného obvodu

Princip činnosti je popsán pouze v bodech.



Obr. 12.1: Schmittův klopný obvod – invertující zapojení

- Po připojení napájecího napětí (zapnutí systému) se uvede výstup operačního zesilovače OZ například do stavu

$$U_{OA} = +U_{OM} (\approx U_{CC+} - 1,5 \text{ V}), \quad U_{+A} = +U_{OM} \cdot R_1 / (R_1 + R_2)$$

(obecně se může uvést i do stavu  $-U_{OM}$ , toto nejde exaktně určit)

- Pro  $U_i \leq U_{+A}$  je stále  $U_d > 0$ , trvá stav  $U_O = +U_{OM}$
- Při přibližování  $U_i$  k  $U_{+A}$  („zdola“, růst  $U_i$ ) se  $U_d > 0$  zmenšuje; pro  $U_i > U_{+A}$  je se  $U_d < 0$ , výstup operačního zesilovače přechází skokem do stavu

$$U_{OB} = -U_{OM} (\approx U_{CC-} + 1,5 \text{ V}), \quad U_{+B} = -U_{OM} \cdot R_1 / (R_1 + R_2) \approx -U_{+A}$$

- Při dalším růstu  $U_i > U_{+A} = -U_{+A}$  je trvale  $U_O = U_{OB} = -U_{OM}$ , protože  $U_d = -U_i + U_{+B} = -U_i - U_{+A} < 0$ .

Pro  $U_i > U_{+A}$  je  $U_d$  vždy záporné a vždy platí  $U_O = -U_{OM}$

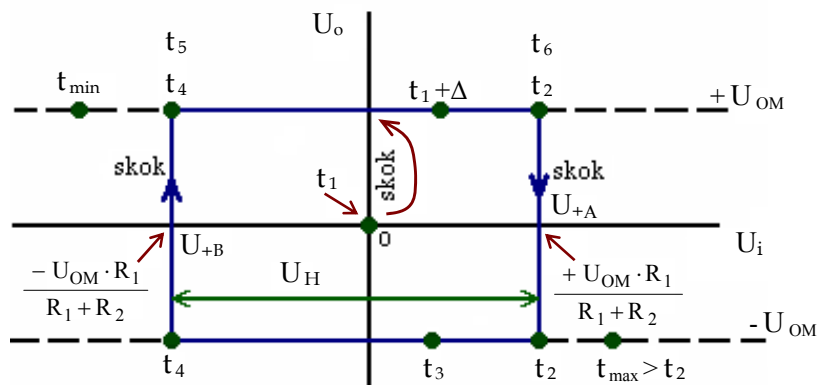
- Při poklesu  $U_i$  platí, že  $U_d < 0$  pro  $U_i > U_{+B}$ . Při  $U_i \leq U_{+B}$  je už  $U_d$  vždy kladné a  $U_O$  je vždy rovno hodnotě  $+U_{OM}$ .

- Situace je graficky vyjádřena na obr. 12.2

- Rozdíl hodnot  $U_{+A}$  a  $U_{+B}$  definuje hysterezi obvodu

$$U_H = U_{+A} - U_{+B} = \frac{2 \cdot U_{OM} R_1}{R_1 + R_2}$$

- Důležité je, že po překročení hranice  $U_{+A}$  (skok  $+U_{OM} \rightarrow -U_{OM}$ ) musí napětí  $U_i$  klesnout pod hodnotu  $U_{+B}$  ( $\ll U_{+A}$ ), aby nastal skok  $-U_{OM} \rightarrow +U_{OM}$

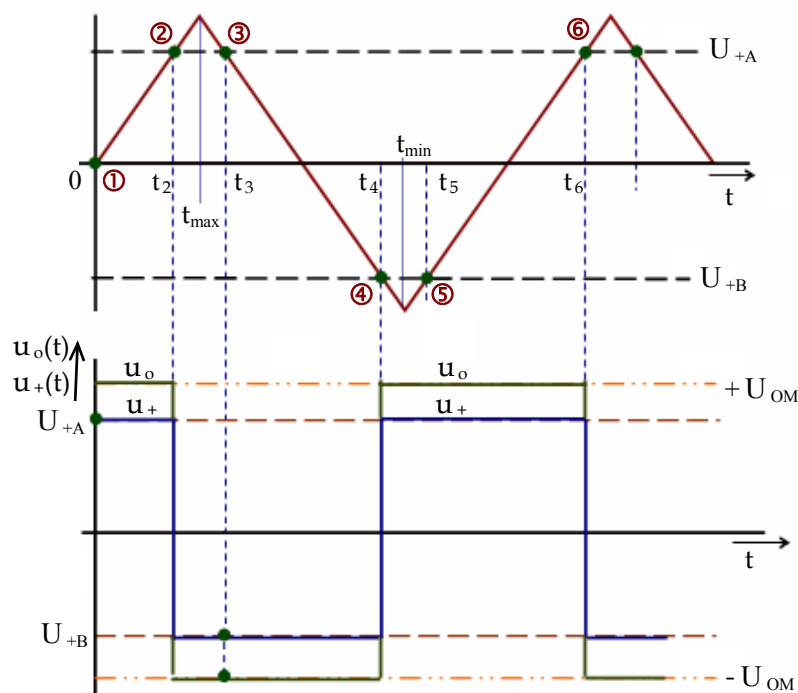


Obr. 12.2: Převodní charakteristika Schmittova obvodu z obr. 12.1

( $t_i$  – čas jako parametr z obr. 12.3)

- Důležité je, že po poklesu pod hranici  $U_{+B}$  (skok  $-U_{OM} \rightarrow +U_{OM}$ ) musí napětí  $U_i$  překročit hodnotu  $U_{+A}$ , aby nastal skok  $+U_{OM} \rightarrow -U_{OM}$

- Ilustrace chování Schmittova obvodu je na obr. 12.3



Obr. 12.3: Ilustrace chování Schmittova obvodu („invertující“)

Bod:

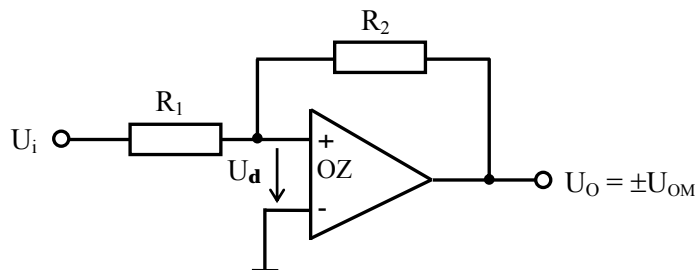
- Ⓢ Předpoklady při zapnutí:  $U_O = +U_{OM}$ ,  $U_+ = U_{+A}$ ,  $U_i \ll U_{+A}$ ,  $U_d > 0$

- ②  $U_i = U_{+A} \Rightarrow U_O = -U_{OM}, U_+ \rightarrow U_{+A}, U_i \rangle U_{+B}, U_d \langle 0$
- ③  $U_i \rangle U_{+B} \Rightarrow U_d \langle 0, U_O = -U_{OM}, U_+ = U_{+B}$
- ④  $U_i \rightarrow U_{+B} \rightarrow U_d \rangle 0 \Rightarrow U_O = +U_{OM} \Rightarrow U_+ \rightarrow U_{+A}$
- ⑤  $U_i \langle U_{+A} \rightarrow U_d \rangle 0, U_O = +U_{OM}$
- ⑥  $U_i \rightarrow U_{+A} \rightarrow U_d \langle 0, U_O \rightarrow -U_{OM}$
- (viz i časy  $t_1$  až  $t_6$  v obr. 12.2  $\rightarrow$  jako parametr)

### 12.1.2 Neinvertující varianta Schmittova klopného obvodu

Neinvertující varianta zapojení Schmittova klopného obvodu je na obr. 12.4.

- ✚ Předpokládejme například, že po zapnutí systému je  $U_O = +U_{OM}$
- ✚ Tento stav je trvalý pro  $U_d \rangle 0$ , z principu superpozice



Obr. 12.4: Schmittův klopný obvod – neinvertující zapojení

$$U_d = U_i \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} + U_{OM} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \rangle 0$$

tedy pro  $U_i \rangle -\frac{R_1}{R_2} \cdot U_{OM}$  je  $U_O = +U_{OM}$

- ✚ Klesne-li  $U_i$  pod hodnotu  $(-R_1/R_2) \cdot U_{OM}$  je  $U_d \langle 0$  a výstupní napětí přechází skokem na hodnotu  $-U_{OM}$
- ✚ Tento stav je trvalý pro  $U_d \langle 0$ , z principu superpozice

$$U_d = U_i \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} - U_{OM} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \langle 0$$



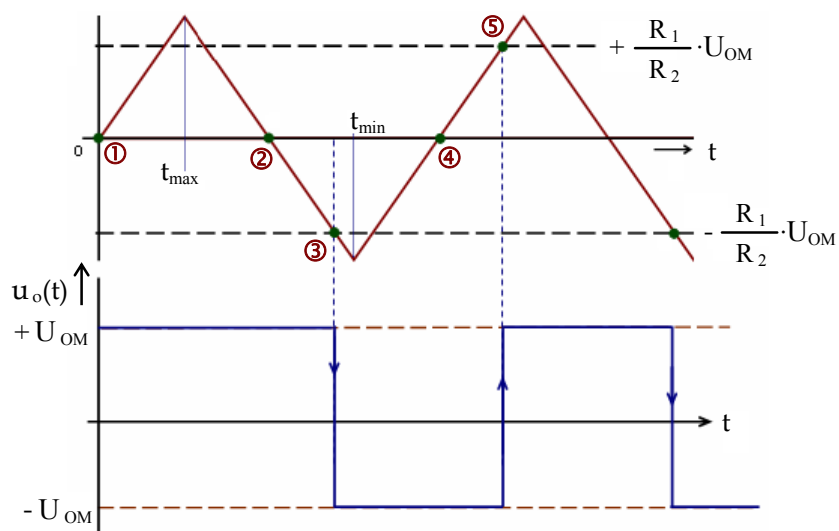
tedy pro  $U_i < \frac{R_1}{R_2} \cdot U_{OM}$

✚ Hystereze obvodu je

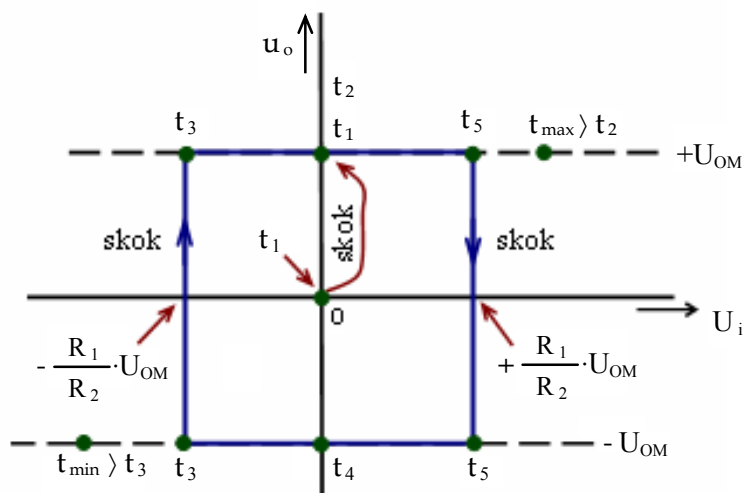
$$U_H = 2 \cdot \frac{R_1}{R_2} \cdot U_{OM}$$

✚ Ilustrace chování neinvertující varianty Schmittova obvodu je na obr. 12.5

✚ Odpovídající převodní charakteristika je na obr. 12. 6 – čas  $t_i$  vyneseno jako parametr



Obr. 12.5: Neinvertující varianta Schmittova obvodu



Obr. 12.6: Přebodní charakteristika neinvertujícího Schmittova obvodu z obr. 12.4  
( $t_i$  – čas jako parametr z obr. 12.5)

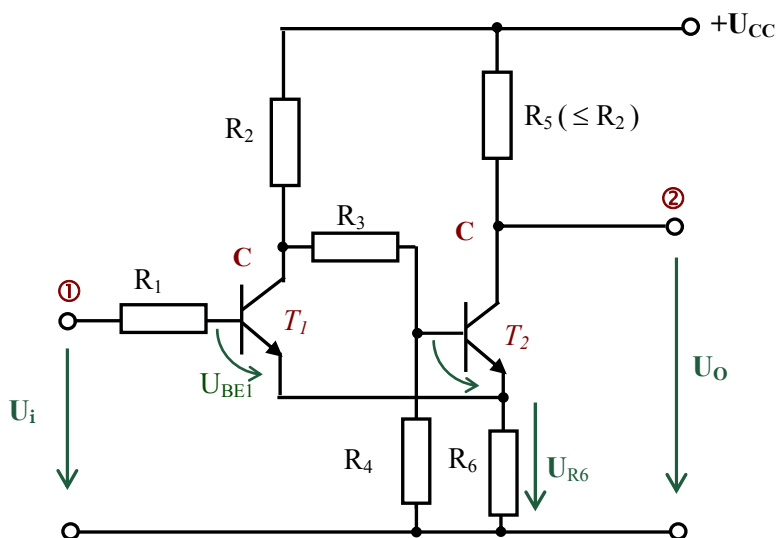
Bod:

- ① Předpoklady při zapnutí:  $U_O = +U_{OM} \Rightarrow U_d > 0$  (superpozice kladným napětím)
- ② Stále trvalý stav  $U_d > 0$ ,  $U_O = +U_{OM}$

- ② – ③ Superpozice  $U_i < 0 \Rightarrow U_d < 0$  a  $U_O = +U_{OM}$ , ale  $U_d > 0$ ,  $U_O = +U_{OM}$
- ③ Právě platí  $U_d < 0 \Rightarrow U_O \rightarrow -U_{OM}$  (skok)
- ③ – ④ Superpozice  $U_i < 0 \Rightarrow U_d < 0$  a  $U_O = +U_{OM}$ , ale  $U_d > 0$ ,  $U_O = +U_{OM}$
- ④ – ⑤ Superpozice  $U_i > 0$  a  $U_O = -U_{OM}$ , ale  $U_d < 0$ ,  $U_O = -U_{OM}$
- ⑤ Právě začíná platit  $U_d > 0 \Rightarrow U_O = +U_{OM}$  (skok), atd.

### 12.1.3 Tranzistorová verze Schmittova klopného obvodu

- ✚ Jedná se o neinverující strukturu mezi body ① a ②
- ✚ Silná kladná zpětná vazba se uzavírá přes odpor  $R_6$
- ✚ Předpokládejme:  $U_{CC} = 12\text{ V}$ ,  $R_1 \rightarrow 0$ ,  $R_2 = 1\text{ k}\Omega$ ,  $R_3 = 22\text{ k}\Omega$ ,  $R_4 = 22\text{ k}\Omega$ ,  $R_5 = 1\text{ k}\Omega$  a  $R_6 = 220\ \Omega$



Obr. 12.7: Schmittův klopný obvod se dvěma tranzistory

- ✚  $U_i = 0 \Rightarrow T_1$  je zavřený a  $T_2$  je otevřený do saturace, napětí na odporu  $R_6$  pak je

$$U_{R_6} \approx U_{CC} \cdot \frac{R_6}{R_2 + R_6} = 12 \cdot \frac{220}{220 + 1000} \approx 2\text{ V}$$

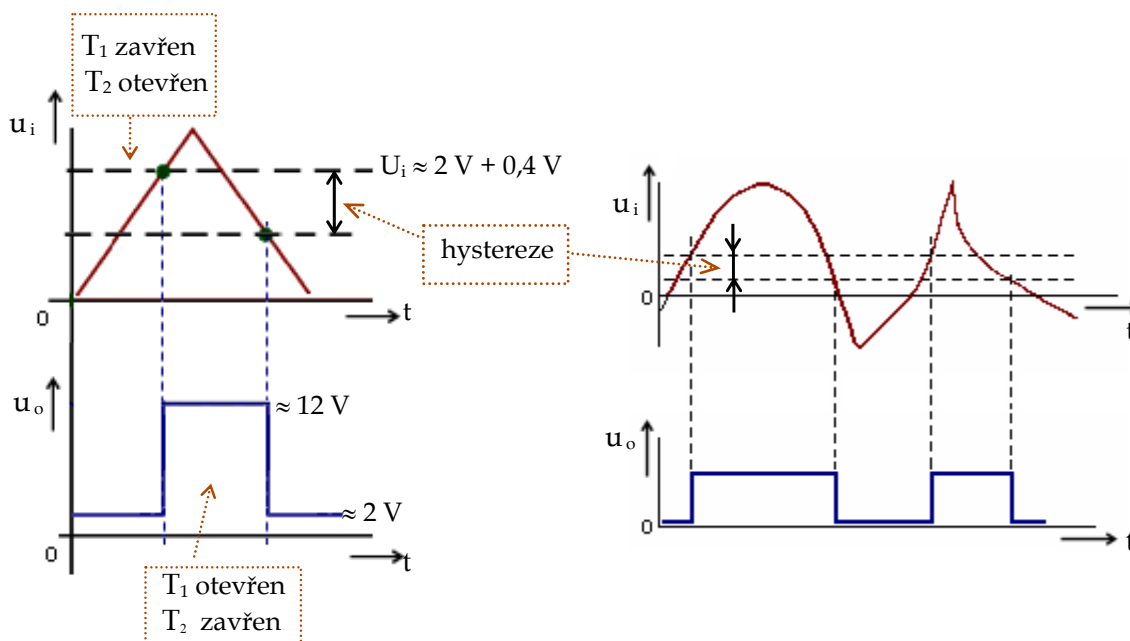
- Napětí  $U_i \approx U_{R_6} + U_{BE_1} \approx 2 + 0,4^{14)} \rightarrow T_1$  se začíná otvírat  $\Rightarrow T_2$  se začíná zavírat  $\rightarrow$  proud do odporu  $R_6$  začíná dodávat  $T_1$  atd.  $\rightarrow$  skok  $\rightarrow$  kladná zpětná vazba  $\Rightarrow T_1$  se úplně otevře, napětí na odporu  $R_6$  pak je

$$U_{R_6} = U_i - U_{BE_1} \approx 2 - 0,6 \approx 1,4 \text{ V} \quad - T_2 \text{ se úplně uzavře}$$

- Napětí  $U_{B_2} \approx (U_{R_6} - U_{BE_2})/2 \approx (2 - 0,6)/2 \approx 0,7 \text{ V}$  (dělič  $22 \text{ k}\Omega, 22 \text{ k}\Omega$ )

$$U_{BE_2} \approx U_{B_2} - U_{R_6} \approx 0,7 - 1,4 = -0,7 \text{ V}$$

- Při dalším růstu  $U_i$  zůstává  $T_1$  sepnut,  $T_2$  rozepnut
- Při poklesu  $U_i$  ( $T_1$  sepnut) klesá proud tranzistorem  $T_1 \Rightarrow$  mění se (roste) napětí v kolektoru  $T_1$ . V okamžiku, kdy napětí  $U_{BE_2} \approx +0,4 \text{ V}$ , začíná spínat  $T_2$ , proud z  $T_2$  vytváří na odporu  $R_6$  napětí, které zavírá dále tranzistor  $T_1$  atd.  $\Rightarrow$  skokem se otevře  $T_2$  a zavře  $T_1$  – viz obr. 12. 8.



Obr. 12.8: Kvalitativní znázornění funkce Schmittova obvodu s tranzistory

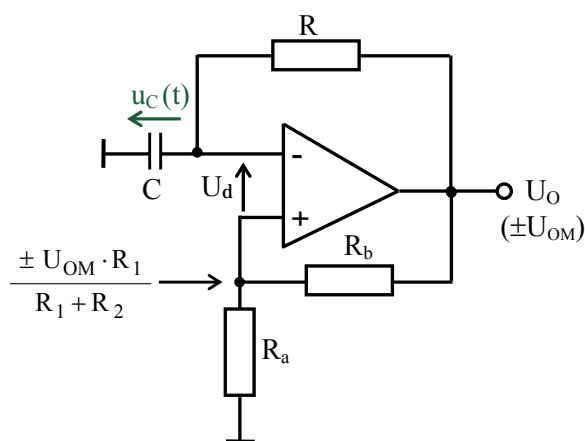
<sup>14)</sup> malý proud tranzistoru  $T_1$

## 12.2 Astabilní klopný obvod – AKO

Astabilní (samokmitající) klopný obvod (multivibrátor) (AKO) je klopný obvod, který má dva kvazistabilní stavy. Obvod může být sestaven z diskretních součástek nebo může být v integrované podobě.

### 12.2.1 Astabilní klopný obvod s operačním zesilovačem

Základní astabilní klopný obvod s operačním zesilovačem je znázorněn na obr. 12.9. OZ s odpory  $R_a$  a  $R_b$  – tvoří Schmittův klopný obvod. Napětí na kapacitě  $u_C(t)$  se mění v intervalu napětí  $\pm U_{OM} R_a / (R_a + R_b)$  – viz obr. 12.10.



Obr. 12.9: Astabilní klopný obvod s jedním OZ

- Kondenzátor  $C$  se nabíjí (vybíjí) přes odpor  $R$
- Předpokládejme, že právě platí

$$u_C(0) = -U_{OM} \cdot \frac{R_a}{R_a + R_b}$$

Schmittův klopný obvod (SKO) přešel skokem do stavu  $U_O = +U_{OM}$

- Kondenzátor  $C$  se nabíjí z hodnoty  $u_C(0)$  na konečnou teoretickou hodnotu napětí

$$u_C(\infty) = +U_{OM}$$

- Pro nabíjení kondenzátoru  $C$  přes odpor  $R$  platí

$$u_C(t) = [u_C(0) - u_C(\infty)] \cdot e^{-t/\tau} + u_C(\infty)$$

kde

$$\tau = RC \text{ je časová konstanta obvodu}$$

- Pro dané poměry tedy

$$u_C(t) = \left[ -U_{OM} \cdot \frac{R_a}{R_a + R_b} - U_{OM} \right] \cdot e^{-t/\tau} + U_{OM}$$

- Dříve než napětí na kapacitě  $u_C(t)$  dosáhne hodnoty  $u_C(\infty) = +U_{OM}$ , přepne Schmittův klopný obvod v čase  $t = T/2$  ( $T$  – perioda kmitů), protože zde platí  $u_C(t = T/2) = +U_{OM}R_a/(R_a + R_b)$ . Proto

$$\left[ -U_{OM} \cdot \frac{R_a}{R_a + R_b} - U_{OM} \right] \cdot e^{-T/2\tau} + U_{OM} = U_{OM} \cdot \frac{R_a}{R_a + R_b}$$

$$U_{OM} - U_{OM} \cdot \frac{R_a}{R_a + R_b} = U_{OM} \cdot \frac{R_a + R_a + R_b}{R_a + R_b} \cdot e^{-T/2\tau}$$

$$U_{OM} \cdot \frac{R_b}{R_a + R_b} = U_{OM} \cdot \frac{2R_a + R_b}{R_a + R_b} \cdot e^{-T/2\tau}$$

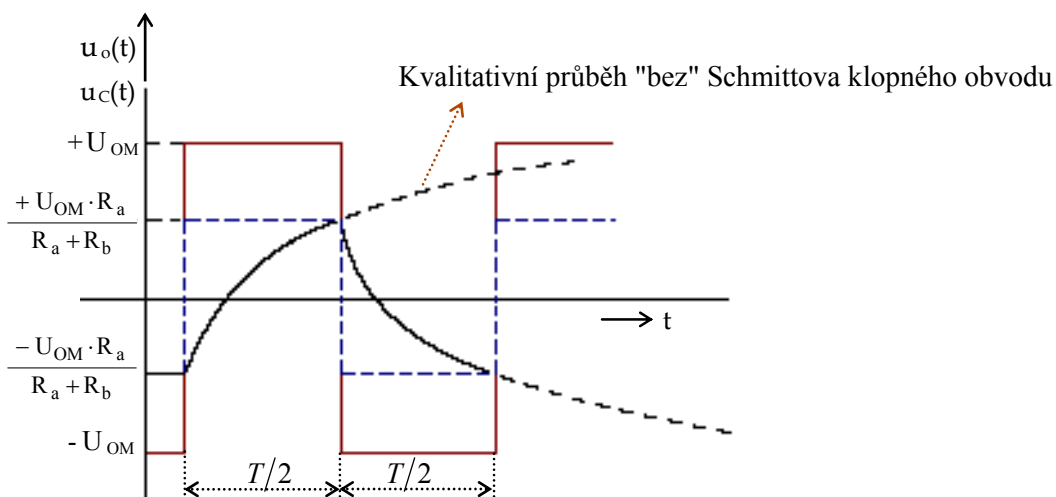
$$R_b = (2R_a + R_b) \cdot e^{-T/2\tau}$$

$$e^{T/2\tau} = \frac{2 \cdot R_a}{R_b} + 1 \quad | \ln$$

$$T = 2\tau \cdot \ln(1 + 2R_a/R_b) = 2RC \cdot \ln(1 + 2R_a/R_b)$$

V praxi běžně volíme  $R_a = R_b$

$$T = 2RC \cdot \ln 3$$



Obr. 12.10: Kvalitativní průběh napětí  $u_o(t)$  a  $u_C(t)$  v astabilním klopném obvodu

- Při dané symetrické struktuře nabíjecího obvodu trvá i vybíjení kapacitoru  $C$  z hodnoty  $u_C(t) = +U_{OM}R_a/(R_a + R_b)$  na hodnotu  $u_C(t) = -U_{OM}R_a/(R_a + R_b)$  stejnou dobu

$t = T/2$  (Teoretická hodnota je nyní  $-U_{OM}$ , ovšem při  $u_C(t) = -U_{OM}R_a/(R_a + R_b)$  změni SKO svůj stav)

- ▶ Nesymetrická struktura nabíjecího obvodu je na obr. 12.11.
- ▶ Kapacita  $C$  se nabíjí z hodnoty  $-U_{OM}R_a/(R_a + R_b)$  na hodnotu  $+U_{OM}R_a/(R_a + R_b)$  přes odpor  $R_1$ , proto nyní  $T/2 = T_1 = R_1 C \cdot \ln(1 + 2R_a/R_b)$
- ▶ Kapacita  $C$  se vybíjí z hodnoty  $+U_{OM}R_a/(R_a + R_b)$  na hodnotu  $-U_{OM}R_a/(R_a + R_b)$  přes odpor  $R_2$ , proto nyní  $T/2 = T_2 = R_2 C \cdot \ln(1 + 2R_a/R_b)$
- ▶ Perioda kmitů je  $T = T_1 + T_2 = (R_1 + R_2) \cdot C \cdot \ln(1 + 2R_a/R_b)$
- ▶ Pro hodnoty odporů  $R_1 = R_2 = R$  je perioda kmitů  $T = 2RC \cdot \ln(1 + 2R_a/R_b)$
- ▶ Pro variantu na obr. 12.11b) platí:  $R_1 + R_2 = konst$

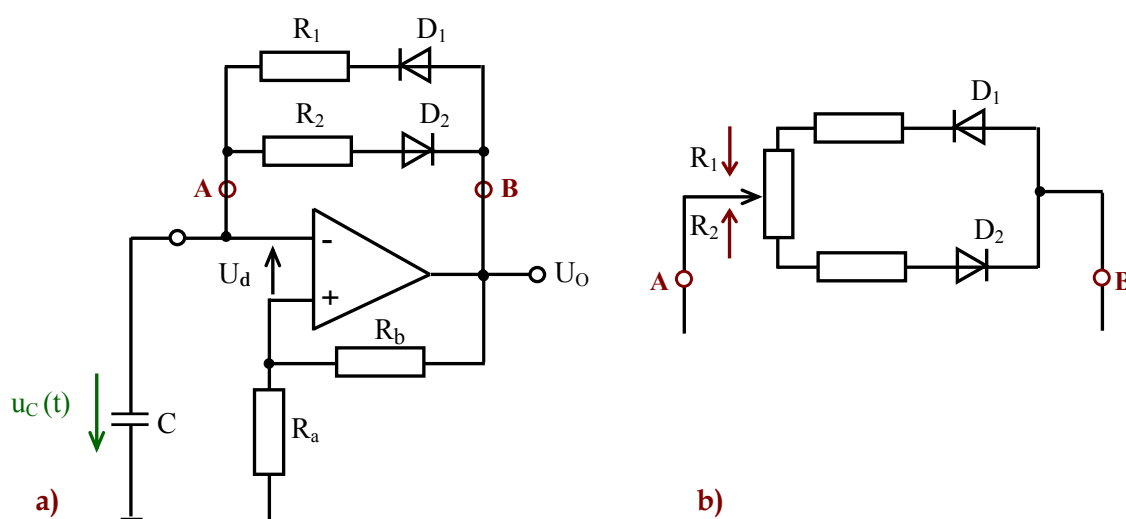
$$T_1 = R_1 C \cdot \ln(1 + 2R_a/R_b), \quad T_2 = R_2 C \cdot \ln(1 + 2R_a/R_b)$$

$$T = T_1 + T_2 = (R_1 + R_2) \cdot C \cdot \ln(1 + 2R_a/R_b)$$

- ▶ Frekvence kmitů  $f = 1/T$  pak je konstantní
- ▶ Střída  $T_1/T_2 = R_1/R_2$  se mění

Nevýhodou zapojení na obr. 12.9 a 12.11 je to, že k dispozici máme sice obdélníkové výstupní napětí, ale napětí na kapacitě  $u_C(t)$  má exponenciální průběhy.

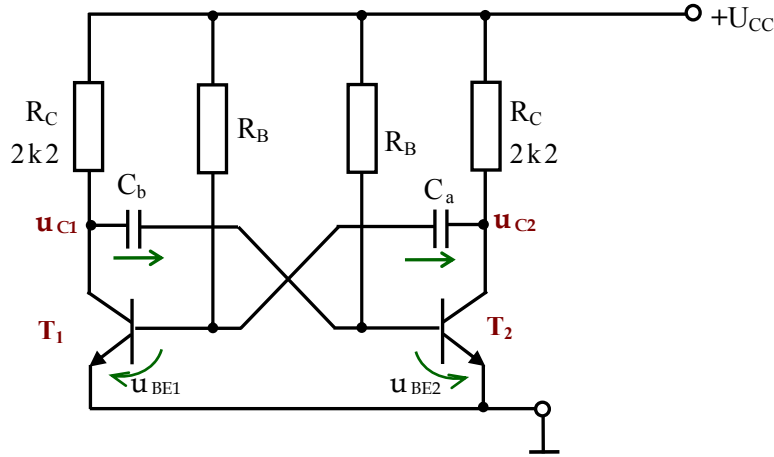
V elektrotechnických obvodech ovšem často vyžadujeme pilové napětí.



Obr. 12.11: Zapojení astabilního klopného obvodu s nesymetrickou strukturou nabíjecích obvodů.

## 12.2.2 Astabilní klopný obvod s tranzistory

Schéma obvodu je na obr. 12.12. V podstatě se jedná o dvoustupňový zesilovač se silnou kladnou zpětnou vazbou – signál z kolektoru jednoho tranzistoru je kondenzátorem převáděn na bázi druhého tranzistoru.



Obr. 12.12: Tranzistorový multivibrátor – AKO

- ▶ Předpokládejme, že  $T_2$  je sepnut a  $T_1$  je rozepnut. Kapacita  $C_b$  je nabita na hodnotu  $U_{CC}$  ( $U_{C_b} \cong U_{CC}$ )
- ▶ Napětí na bázi tranzistoru  $T_1$  se blíží hodnotě  $\approx 0,5$  V. Kapacita  $C_a$  se nabíjí přes odpor  $R_B$ , otevřený  $T_2$  ( $U_{CE_{T_2}} \approx 0$ ). Tranzistor  $T_1$  se začne otvírat, napětí  $U_{CE_{T_1}}$  klesá  $\rightarrow$  tranzistor  $T_2$  se zavírá, tzn. napětí  $U_{CE_{T_2}}$  roste  $\rightarrow$   $T_1$  se (přes  $C_a$ ) ještě více otvírá  $\Rightarrow$  skokové sepnutí  $T_1$  a skokové rozepnutí  $T_2$ , napětí na bázi  $T_2$  je  $U_{BE_2} = -U_{C_b} \approx -U_{CC}$
- ▶ Tranzistor  $T_2$  bude zavřený, dokud  $U_{BE_2} = U_{C_b} < 0,5$  V. Situace je znázorněna na obr. 12.13. Kapacita  $C_b$  se nabíjí přes odpor  $R_B$  a otevřený  $T_1$  ( $U_{CE_{T_1}} \approx 0$ ) z počáteční hodnoty  $U_{C_b} = -U_{CC}$  na teoretickou konečnou hodnotu  $+U_{CC}$ .

- ▶ Platí

$$u_C(t) = [u_C(0) - u_C(\infty)] \cdot e^{-t/\tau} + u_C(\infty)$$

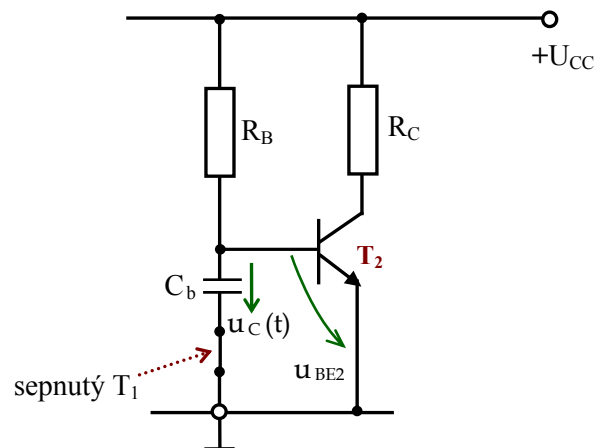
$$u_C(0) = -U_{CC}$$

$$u_C(\infty) = +U_{CC}$$

$$\tau = R_B \cdot C$$

tedy

$$u_C(t) = [-U_{CC} - U_{CC}] \cdot e^{-t/\tau} + U_{CC}$$



Obr. 12.13: Nabíjení kapacity  $C_b$

- $u_C(t)$  však nedosáhne hodnoty  $+U_{CC}$ , v okamžiku, kdy  $u_C(t) \cong 0,5\text{V}$  se začíná spínat tranzistor  $T_2$  (přes  $C_a$  se zavírá  $T_1$  atd., skokové sepnutí  $T_2$  a skokové rozepnutí  $T_1$ ). Jde právě o půl periody, tedy

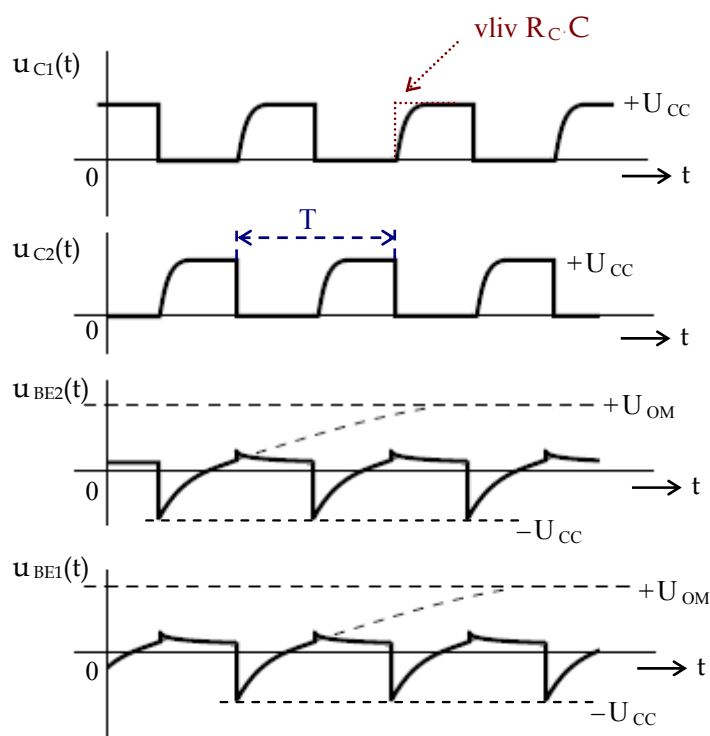
$$u_C(T/2) = -2 \cdot U_{CC} \cdot e^{-\frac{T/2}{\tau}} + U_{CC} = 0,5$$

$$e^{-\frac{T/2}{\tau}} = \frac{U_{CC} - 0,5}{2U_{CC}} \cong \frac{1}{2}$$

$$e^{\frac{T}{2\tau}} \cong 2$$

$$T \cong 2\tau \ln 2 = 1,4 \cdot R_B C$$

- Děj se periodicky opakuje, nabíjí se  $C_a$  – viz obr. 12.14.

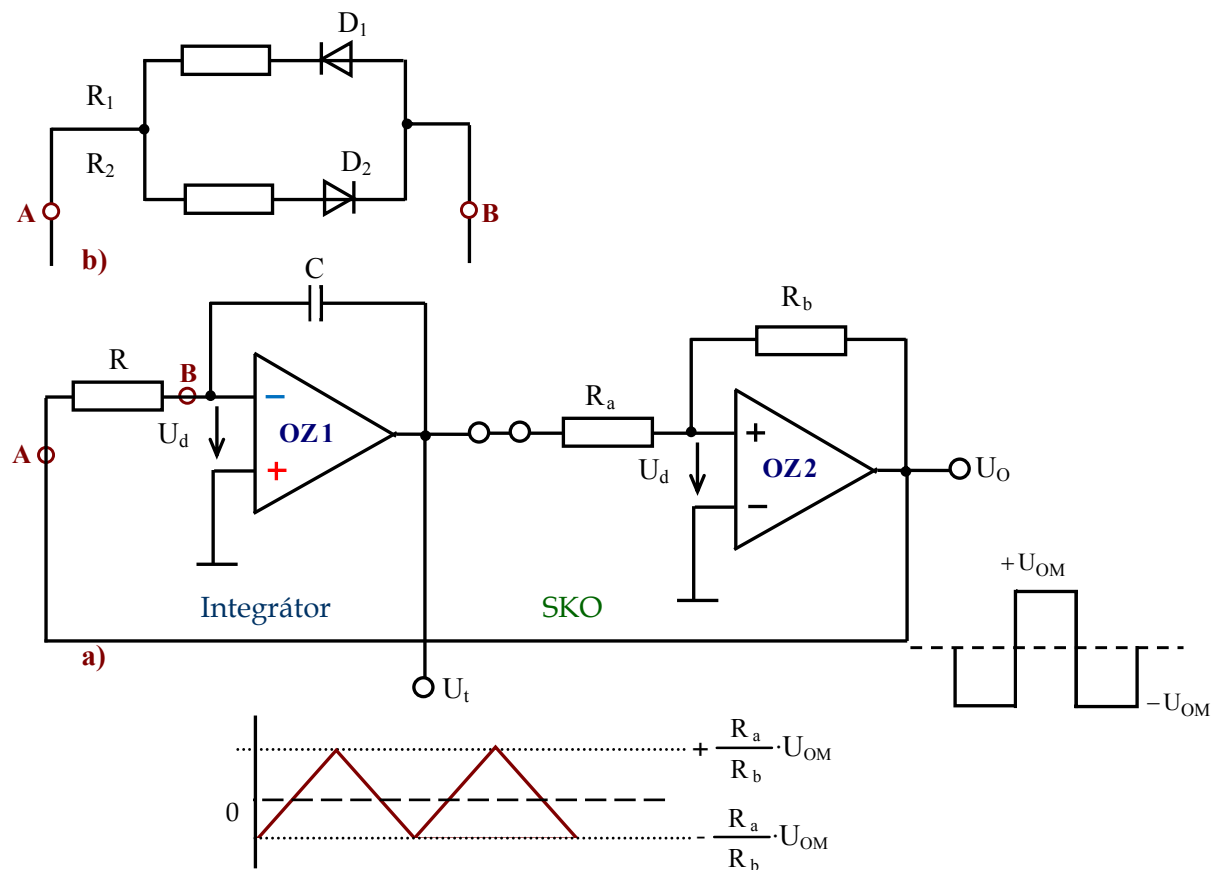


Obr. 12.14: Kvalitativní zobrazení průběhů napětí na obr. 12.12



## 12.3 Generátor pilového napětí

Generátor pilového napětí je zobrazen na obr. 12.15. Pro nesymetrickou činnost je na obr. 12.15b) uvedena struktura nesymetrických nabíjecích obvodů.



Obr. 12.15: a) Generátor pilového napětí  
b) s nesymetrickou strukturou nabíjecích obvodů

- ▶ OZ2+R1+R2 tvoří neinvertující SKO, změny stavu při  $\pm U_{OM} R_a / R_b$
- ▶ OZ1+R+C tvoří invertující integrátor, pro který platí:

$$u_t(t) = u_t(0) - \frac{1}{C} \cdot \int \frac{u_o(t)}{R} dt$$

- ▶ Předpokládejme, že  $u_t(0) = +U_{OM} \cdot R_a / R_b$ , výstup OZ2 přešel skokem do stavu  $+U_{OM}$  (ze stavu  $-U_{OM}$ )  $\Rightarrow$

$$u_t(t) = \frac{R_a}{R_b} \cdot U_{OM} - \frac{1}{C} \cdot \int \frac{U_{OM}}{R} dt = \frac{R_a}{R_b} \cdot U_{OM} - \frac{U_{OM}}{RC} \cdot t$$

Napětí  $u_t(t)$  lineárně klesá a v čase  $t = T/2$  (půl periody) dosáhne druhé komparativní úrovně  $-U_{OM} \cdot R_a / R_b$

$$\frac{R_a}{R_b} \cdot U_{OM} - \frac{T/2}{RC} \cdot U_{OM} = -\frac{R_a}{R_b} \cdot U_{OM} \Rightarrow \frac{T}{2} = RC \frac{2R_a}{R_b}$$

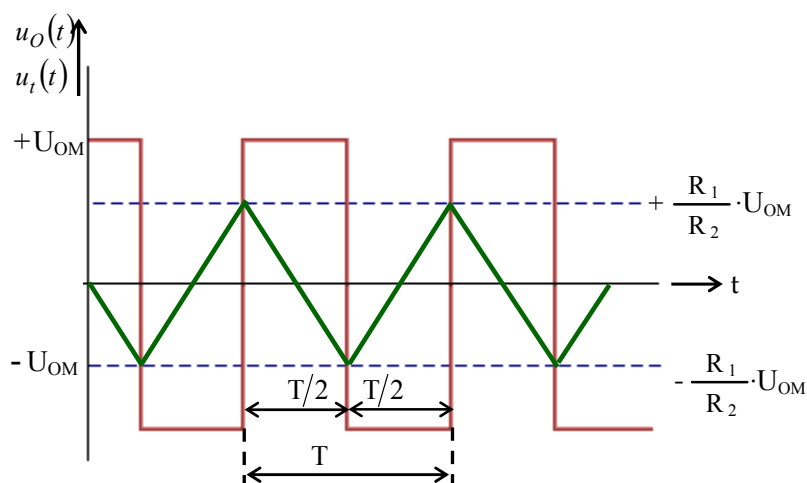
- Výstup OZ2 přechází skokem do stavu  $U_O = -U_{OM}$ , takže napětí

$$U_t(t) = -\frac{R_a}{R_b} \cdot U_{OM} + \frac{U_{OM}}{RC} \cdot t$$

Napětí  $U_t$  lineárně roste, v čase  $t = T/2$  dosáhne komparativní úrovně  $+U_{OM} \cdot R_a/R_b$

$$-\frac{R_a}{R_b} \cdot U_{OM} + \frac{T/2}{RC} \cdot U_{OM} = \frac{R_a}{R_b} \cdot U_{OM} \Rightarrow \frac{T}{2} = RC \frac{2R_a}{R_b}$$

- Děj se periodicky opakuje – viz obr. 12.16. Opakovací perioda je  $T = 4RC \cdot R_a/R_b$ , frekvence  $f = 1/T$ .



Obr. 12.16: Kvalitativní průběh napětí  $u_t(t)$  a  $u_C(t)$



### Pojmy k zapamatování

Neharmonický signál, Schmittův klopný obvod, hystereze, astabilní klopný obvod, pilové napětí.



### Otázky 12

1. Popište Schmittův klopný obvod s OZ – invertující zapojení
2. Popište Schmittův klopný obvod s OZ –neinvertující zapojení
3. Popište Schmittův klopný obvod – tranzistorové zapojení

4. Popište astabilní klopný obvod s operačním zesilovačem
5. Popište astabilní klopný obvod – tranzistorové zapojení
6. Popište generátor pilového napětí



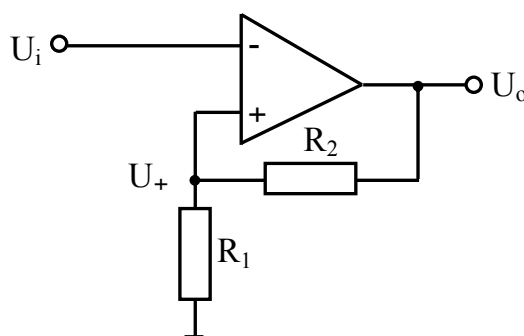
## Úlohy k řešení 12

### 📖 Příklad 12.1

Určete rozhodovací úrovně obvodu na obrázku pro zadané hodnoty odporů  $R_1$ ,  $R_2$  a hysterezi obvodu  $U_H$ . Předpokládejte, že výstupní napětí OZ dosahuje pouze hodnot  $U_{om} = \pm 12$  V.

Tabulka:

$R_1$ (k $\Omega$ )	100	10	10	1
$R_2$ (k $\Omega$ )	100	10	100	10
$U_{R+}$ (V)				
$U_H$ (V)				

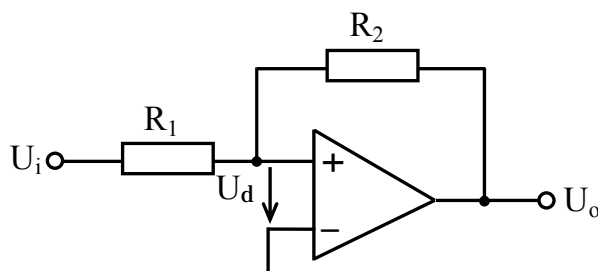


Obr. k příkladu 12.1 – Schmittův klopný obvod

### 📖 Příklad 12.2

- a) Určete rozhodovací úrovně obvodu na obrázku (komparátor) pro zadané hodnoty odporů  $R_1$ ,  $R_2$
- b) hysterezi obvodu  $U_H$

Předpokládejte, že výstupní napětí OZ dosahuje pouze hodnot  $U_{om} = \pm 12$  V. (K určení napětí  $U_d$  použijte princip superpozice)



Zapojení klopného obvodu k příkladu 12.2

$R_1$ (k $\Omega$ )	10	6,8	4,7	1	10
$R_2$ (k $\Omega$ )	10	10	10	10	100
$U_{i2}$ (V)					

$U_H$ (V)					
-----------	--	--	--	--	--

### **Příklad 12.3**

Výstup operačního zesilovače na obr. 12.11 se právě změnil z hodnoty  $-U_{om}$  na hodnotu  $+U_{om}$ . Jaká je teoretická hodnota napětí na kapacitě  $C$ ?

### **Příklad 12.4**

Určete frekvenci kmitů  $f$  astabilního klopného obvodu z obrázku 12.11, je-li

- a)  $R_a = R_b = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $C = 1 \text{ }\mu\text{F}$ ,  $R_1 = 2,2 \text{ k}\Omega$
- b)  $R_a = R_b = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $C = 100 \text{ nF}$ ,  $R_1 = 2,2 \text{ k}\Omega$
- c)  $R_a = R_b = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $C = 10 \text{ nF}$ ,  $R_1 = 2,2 \text{ k}\Omega$



### **Text k prostudování**

[1] Frohn, M. – Siedler, H.-J. – Wiemer, M. – Zastrow, P.: Elektronika, polovodičové součástky a základní zapojení. Ben, Praha 2006, ISBN 80-7300-123-3



### **Další zdroje**

- [1] Horowitz, P.- Winfield,H.: The art of electronics (second edition). Cambridge University Press, Cambridge 1982
- [2] Kuphaldt, Tony R.: Lessons In Electric Circuits, [www.ibiblio.org/kuphaldt/](http://www.ibiblio.org/kuphaldt/)
- [3] Punčochář,J.: Operační zesilovače v elektronice. BEN, Praha 2002 (5. vydání), ISBN 80-7300-059-8



### **CD-ROM**

Otevři soubor **a) SKO s BJT**

**b) SKO s OZ**

**c) AKO s OZ**

d) **AKO s BJT**



### **Korespondenční úkol**

Bude zadán vyučujícím z množiny příkladů určených k samostatnému řešení..



## KLÍČ K ŘEŠENÍ

Jednoduché příklady mají uvedeny pouze numerické výsledky. U některých příkladů (jež se autorům jevíly jako obtížné, významné pro praxi) je uveden celý postup.



### Úlohy k řešení 1

**1.1**  $I_v \cong 5,5 \text{ A}$

**1.2**  $U \cong 1 \text{ V}$

**1.3**  $P \cong 4,1 \text{ W}$

**1.4**  $P \cong 9,6 \text{ W}$

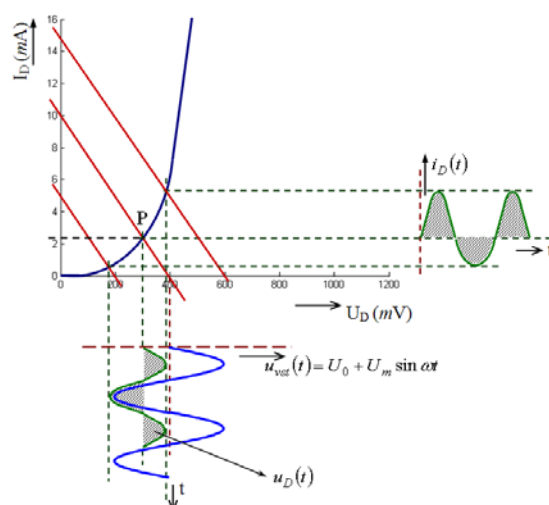


### Úlohy k řešení 2

**0.1** a)  $R_F \cong 75,5 \ \Omega$ , b)  $r_F \cong 3,7 \ \Omega$ , c)  $R_R \cong 2,43 \text{ k}\Omega$ , d)  $r_z \cong 183 \ \Omega$  e)  $R_z \cong 385 \ \Omega$ ,  
f)  $r_z \cong 37 \ \Omega$

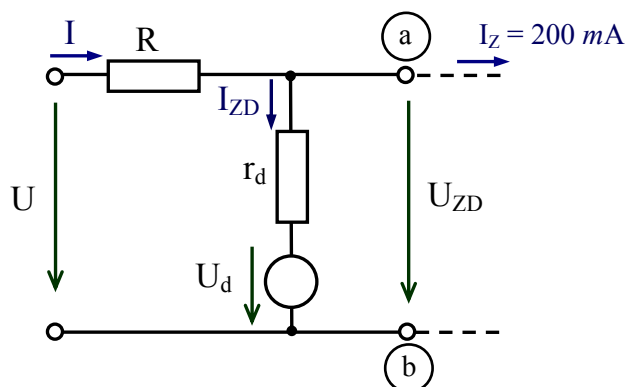
**0.2** a)  $U_{DP} \cong 290 \text{ mV}$ ,  $I_{DP} \cong 2,45 \text{ mA}$

b)



**0.3** Jedná se o v praxi často řešený problém, pro správné pochopení je uveden celý postup.

- a) Proud stabilizační diodou je nejmenší, když proud zátěže  $I_Z$  je maximální. Při určení odporu  $R$  použijeme zapojení na obr.



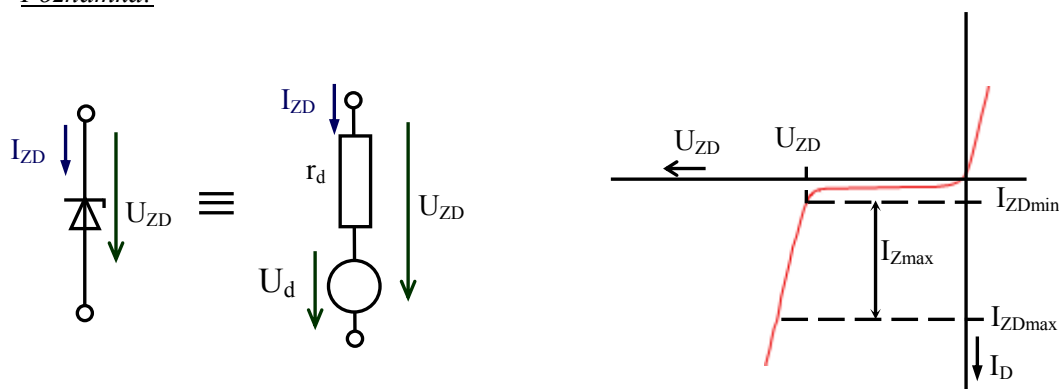
Obr. : Zapojení pro výpočet proudu  $I_{ZD \min}$

$$I = I_{Z \max} + I_{ZD \min} = 200 \cdot 10^{-3} + 50 \cdot 10^{-3} = 250 \text{ mA}$$

$$-U + R \cdot I + r_d \cdot I_{ZD} + U_d = 0$$

$$R = \frac{U - r_d \cdot I_{ZD} - U_d}{I} = \frac{30 - 2 \cdot 50 \cdot 10^{-3} - 9,9}{250 \cdot 10^{-3}} = 80 \Omega$$

Poznámka:



- b) K určení napětí naprázdno  $U_0$  a vnitřního odporu  $R_i$  náhradního zapojení stabilizátoru napětí na svorkách a, b na obr. použijeme Théveninovu větu

$$R_i = \frac{R \cdot r_d}{R + r_d} = 1,95 \Omega \approx r_d$$

$$U_0 = U_d + r_z \cdot I_{ZD} = U_d + r_z \cdot \frac{U - U_d}{R + r_z} = 9,9 + 2 \cdot \frac{30 - 9,9}{80 + 2} = 10,39 \text{ V}$$

- c) Ztrátový výkon diody je maximální, jestliže při konstantním napětí na diodě je proud diodou maximální, tj. tehdy když proud zátěže je minimální –  $I_Z = 0$  – viz bod b). Napětí na diodě je pak rovno napětí naprázdno  $U_0$

$$I_{ZD\max} = 245 \text{ mA}$$

$$P_{Z\max} = U_{ZD} \cdot I_{ZD} = 10,39 \cdot 0,245 = 2,54 \text{ W}$$

- d) Při řešení budeme opět uvažovat, že proud zátěží  $I_Z = 0$ . Změna napájecího napětí

$$\Delta U = \pm 3 \text{ V}$$

Změnou vstupního napětí se také mění i proud v obvodu a napětí naprázdno, opět vyjdeme z náhradního schématu na obr. rovnice popisující obvod bez změny vstupního napětí je

$$-U + R \cdot I_{ZD} + r_d \cdot I_{ZD} + U_d = 0$$

Při změně vstupního napětí pak dostaneme

$$-U - \Delta U + R \cdot (I_{ZD} + \Delta I_{ZD}) + r_d \cdot (I_{ZD} + \Delta I_{ZD}) + U_d = 0$$

Odečteme-li stav popisující poměry bez změny napájecího napětí dostaneme

$$-\Delta U + R \cdot \Delta I_{ZD} + r_d \cdot \Delta I_{ZD} = 0$$

dosadíme-li  $\Delta U_{ZD} = r_d \cdot \Delta I_{ZD} \Rightarrow \Delta I_{ZD} = \frac{\Delta U_{ZD}}{r_d}$

$$-\Delta U + \Delta I_{ZD} (R + r_d) = 0$$

$$\Delta U_{ZD} = \Delta U \cdot \frac{r_d}{R + r_d} = 3 \cdot \frac{2}{80 + 2} = \pm 73 \text{ mV}$$

Činitel vyhlazení:  $\varphi_V = \frac{\Delta U}{\Delta U_{ZD}} = \frac{R + r_d}{r_d} = 1 + \frac{R}{r_d} = 1 + \frac{80}{2} = 41$

Činitel stabilizace:

$$S = \frac{\frac{\Delta U}{U}}{\frac{\Delta U_Z}{U_Z}} = \frac{\frac{\Delta U}{U}}{\frac{\Delta U_{ZD}}{U_{ZD}} \Big|_{I_Z=0}} = \frac{\Delta U}{\Delta U_{ZD}} \cdot \frac{U_{ZD} \Big|_{I_Z=0}}{U}$$

$$S = \varphi_V \cdot \frac{U_{ZD} \Big|_{I_Z=0}}{U} = 41 \cdot \frac{10,39}{30} = 14,2$$



a) Napěťová závislost kapacitní diody je dána vztahem:

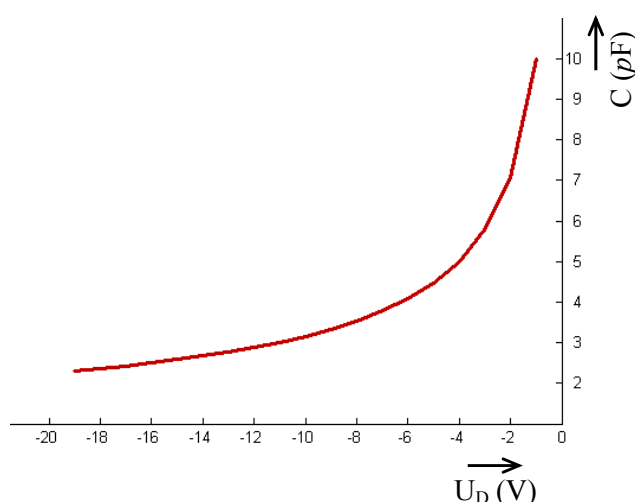
$$C = \frac{K}{\sqrt{-U_D}} \quad \Rightarrow \quad K = C \cdot \sqrt{-U_D} = 5 \cdot 10^{-12} \cdot \sqrt{4} = 10 \text{ F} \cdot \sqrt{\text{V}}$$

Závislost  $C = f(U_D)$  kapacitní diody

$U_D$ (V)	-1	-2	-3	-4	-5	-6	-7	-8	-9	-10
$C$ (pF)	10,0	7,07	5,77	5,0	4,47	4,08	3,78	3,54	3,33	3,16

$U_D$ (V)	-11	-12	-13	-14	-15	-16	-17	-18	-19	-20
$C$ (pF)	3,01	2,89	2,77	2,67	2,58	2,5	2,42	2,35	2,29	2,23

Grafická závislost  $C = f(U_D)$  je vynesena na obr.



Obr.: Závislost  $C = f(U_D)$  kapacitní diody

b) Určíme impedanci diody podle obrázku „Náhradní zapojení kapacitní diody pro střídavý signál“ – viz zadání

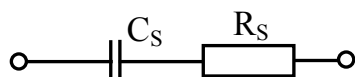
$$Z = R_d + \frac{1}{G_d + j\omega C_d} = R_d + \frac{G_d - j\omega C_d}{G_d^2 + (\omega C_d)^2}$$

$$Z = 4 + \frac{1 \cdot 10^{-6} - j2\pi \cdot 100 \cdot 10^6 \cdot 5 \cdot 10^{-12}}{10^{-12} + (2\pi \cdot 5 \cdot 10^{-4})^2} = 4 + \frac{1 \cdot 10^{-6} - j3,14 \cdot 10^{-3}}{10^{-12} + 9,89 \cdot 10^{-6}}$$

$$Z = (4,1 - j314)\Omega$$

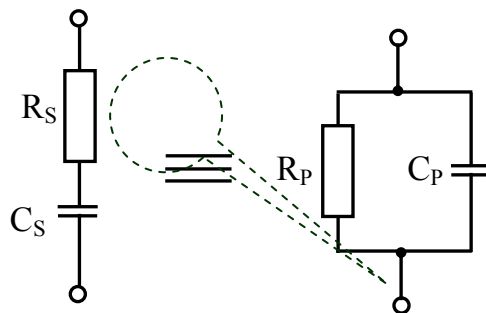
Z výpočtu impedance  $Z$  vyplývá, že náhradní schéma kapacitní diody lze zjednodušit na zapojení podle následujícího obrázku:

- c) Pro výpočet indukčnosti  $L$  převedeme sériové zapojení na předchozím obrázku na paralelní zapojení – viz obr. ( $\omega_0$  – rezonanční úhlový kmitočet):



Obr.: Zjednodušené náhradní zapojení při  $f_0 = 100 \text{ MHz}$

Musí platit rovnost (ekvivalence)



Obr.: Paralelní náhradní zapojení kapacitní diody

$$Y = G_p + j\omega_0 C_p = \frac{1}{R_s + \frac{1}{j\omega_0 C_s}} = \frac{R_s + \frac{j}{\omega_0 C_s}}{R_s^2 + \left(\frac{1}{\omega_0 C_s}\right)^2}$$

$$Y = \frac{R_s}{R_s^2 + \left(\frac{1}{\omega_0 C_s}\right)^2} + j \frac{1}{R_s^2 + \left(\frac{1}{\omega_0 C_s}\right)^2}$$

Porovnáním tedy získáme paralelní vodivost  $G_p$

$$G_p = \frac{R_s}{R_s^2 + \frac{1}{\omega_0^2 C_s^2}} = \frac{\omega_0^2 C_s^2 R_s}{1 + \omega_0^2 C_s^2 R_s^2}$$

Pro  $f_0 = 100 \text{ MHz}$  je hodnota paralelní vodivosti

$$G_p = \frac{(2\pi \cdot 100 \cdot 10^6)^2 \cdot (5 \cdot 10^{-12})^2 \cdot 4}{1 + (2\pi \cdot 100 \cdot 10^6)^2 \cdot (5 \cdot 10^{-12})^2 \cdot 4^2} = \frac{3,95 \cdot 10^{-5}}{1 + 1,58 \cdot 10^{-4}} = 3,95 \cdot 10^{-5} \mu\text{S}$$

$$R_p = \frac{1}{G_p} = \frac{1}{3,95 \cdot 10^{-5}} = 25\,334 \Omega$$

Dalším porovnáním určíme hodnotu paralelní kapacity  $C_p$

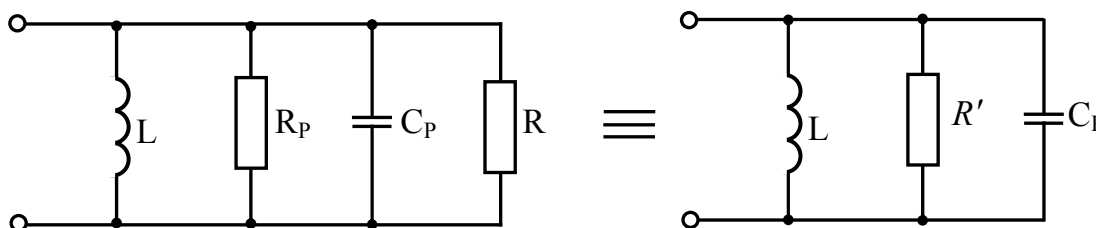
$$\omega_0 C_p = \frac{1}{R_s^2 + \left( \frac{1}{\omega_0 C_s} \right)^2}$$

a pro  $f_0 = 100 \text{ MHz}$  dostaneme hodnotu

$$C_p = \frac{C_s}{1 + \omega_0^2 C_s^2 R_s^2} = \frac{5 \cdot 10^{-6}}{1 + 1,58 \cdot 10^{-4}} = 4,99 \cdot 10^{-12} \approx 5 \text{ pF}$$

Z výpočtu vyplývá, že prakticky platí:  $C_p = C$ .

Obvodu „Ladění rezonančního obvodu kapacitní diodou“ potom odpovídá model na následujícím obrázku,  $R'$  je paralelní kombinací odporů  $R_p$  a  $R$ .



Obr.: Náhradní zapojení pro střídavý signál

Při rezonanci platí:  $X_L = X_C \Rightarrow$

$$\omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C_p}$$

pro  $f_0 = 100 \text{ MHz}$  je hodnota indukčnosti  $L$

$$L = \frac{1}{\omega_0^2 C_p} = \frac{1}{(2\pi \cdot 100 \cdot 10^6)^2 \cdot 5 \cdot 10^{-12}} = 5,06 \cdot 10^{-7} = 0,5 \text{ } \mu\text{H}$$

pro  $f_0 = 100 \text{ MHz}$  platí

$$R' = \frac{R \cdot R_p}{R + R_p} = \frac{100 \cdot 10^3 \cdot 25,3 \cdot 10^3}{100 \cdot 10^3 + 25,3 \cdot 10^3} = 20,2 \text{ k}\Omega$$

d) Činitel jakosti  $Q$  paralelního rezonančního obvodu pak je:

$$Q = \frac{R'}{\omega_0 L} = \frac{20,2 \cdot 10^3}{2\pi \cdot 100 \cdot 10^6 \cdot 5,06 \cdot 10^{-7}} = 63,4$$

Šířku pásma  $B$  určíme ze vztahu:

$$B = \frac{f_0}{Q} = \frac{100 \cdot 10^6}{63,4} = 1,58 \cdot 10^6 \text{ Hz}$$

- e) Změní-li se rezonanční kmitočet  $f_0$  z hodnoty 100 MHz na 150 MHz a nebudeme-li měnit hodnotu indukčnosti  $L$ , musí se změnit hodnota kapacity  $C_p$  kapacitní diody. Opět vyjdeme z úvahy, že při rezonanci platí:  $X_L = X_C$

$$C = C_p = \frac{1}{\omega_0^2 L} = \frac{1}{(2\pi \cdot 150 \cdot 10^6)^2 \cdot 5,06 \cdot 10^{-7}} = 2,225 \cdot 10^{-12} = 2,22 \text{ pF}$$

Z tabulky závislosti  $C = f(U_D)$  odečteme, že potřebná hodnota napětí na diodě  $U_D$  je -20 V.

- f) K určení činitele jakosti  $Q$  a šířky pásma  $B$  na frekvenci  $f = 150 \text{ MHz}$  musíme určit novou hodnotu  $R_p$  a  $X_L$

$$G_p = \frac{\omega_0^2 C^2 R_s}{1 + \omega_0^2 C^2 R_s^2} = \frac{(2\pi \cdot 150 \cdot 10^6)^2 \cdot (2,22 \cdot 10^{-12})^2 \cdot 4}{1 + (2\pi \cdot 150 \cdot 10^6)^2 \cdot (2,22 \cdot 10^{-12})^2 \cdot 4} = 17,51 \mu\text{S}$$

$$R_p = \frac{1}{G_p} = \frac{1}{17,51 \cdot 10^{-6}} = 57,1 \text{ k}\Omega$$

$$X_L = \omega L = 2\pi \cdot 150 \cdot 10^6 \cdot 5,06 \cdot 10^{-7} = 476,9 \Omega$$

$$R' = \frac{R \cdot R_p}{R + R_p} = \frac{100 \cdot 10^3 \cdot 57,1 \cdot 10^3}{100 \cdot 10^3 + 57,1 \cdot 10^3} = 36,35 \text{ k}\Omega$$

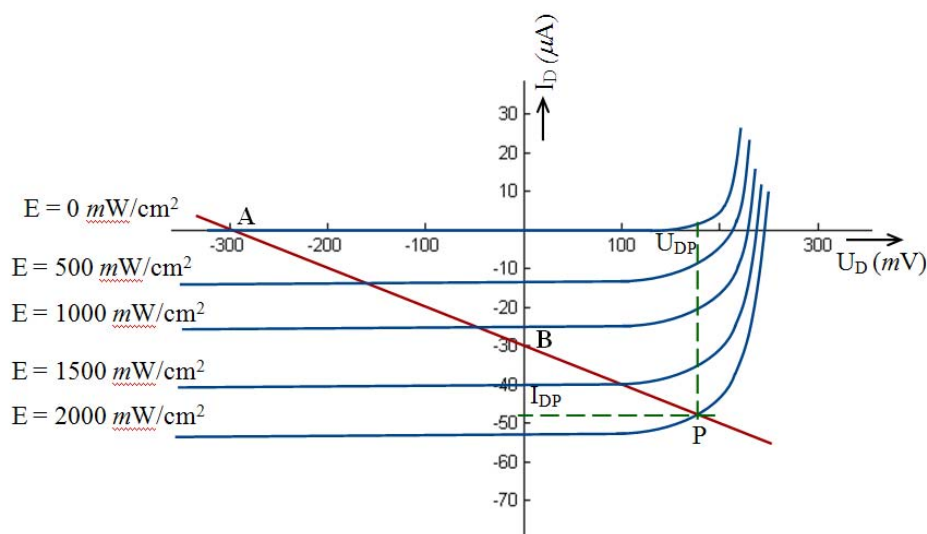
$$Q = \frac{R'}{\omega_0 L} = \frac{36,35 \cdot 10^3}{476,9} = 76,2$$

$$B = \frac{f_0}{Q} = \frac{150 \cdot 10^6}{76,2} = 1,97 \text{ MHz}$$

## 0.5

- a) Pomocí 2. Kirchhoffova zákona určíme:  $U_0 = R \cdot I_D + U_D$

Pracovní bod leží na charakteristice o parametru  $E = 2000 \text{ mW/cm}^2$  a na zatěžovací přímce (na jejím „prodloužení“ do IV. kvadrantu):



Obr.: Charakteristiky fotodiody

naprázdno:  $I = 0 \rightarrow U_D = U_0 = -0,3 \text{ V} \implies$  bod **A**

nakrátko:  $U_D = 0 \rightarrow I_K = U_0/R = -30 \mu\text{A} \implies$  bod **B**

V pracovním bodu P určíme napětí a proud diody:  $U_{DP} = 180 \text{ mV}$

$$I_{DP} = -48 \mu\text{A}$$

$$\text{Napětí } U_R = I_{DP} \cdot R = -48 \cdot 10^{-6} \cdot 10 \cdot 10^3 = -480 \text{ mV}$$

Z výsledků vyplývá, že napětí na odporu  $R$  je větší než napětí zdroje  $U_0$ . Tzn., že dioda v tomto pracovním bodě pracuje jako fotoelektrický článek (fotovoltaický režim) a dodává výkon do odporu  $R$ .

**b)** Mají-li se napětí  $U_R$  a  $U_0$  rovnat, musí být napětí na fotodiodě  $U_D = 0 \text{ V}$ . Tím je vlastně určen pracovní bod P na ose proudu – při  $I_D = -30 \mu\text{A}$ . Interpolací mezi charakteristikami určíme, že požadovaná intenzita osvětlení je:

$$E \approx 1200 \text{ mW/cm}^2$$

**c)** Při dodržování spotřebičové šipkové konvence platí:

$$P_R = U_R \cdot I_{DP} = -480 \cdot 10^{-3} \cdot (-48 \cdot 10^{-6}) = 23,04 \cdot 10^{-6} \text{ – spotřeba}$$

$$P_D = U_{DP} \cdot I_{DP} = 180 \cdot 10^{-3} \cdot (-48 \cdot 10^{-6}) = -8,64 \cdot 10^{-6} \text{ – zdroj energie}$$

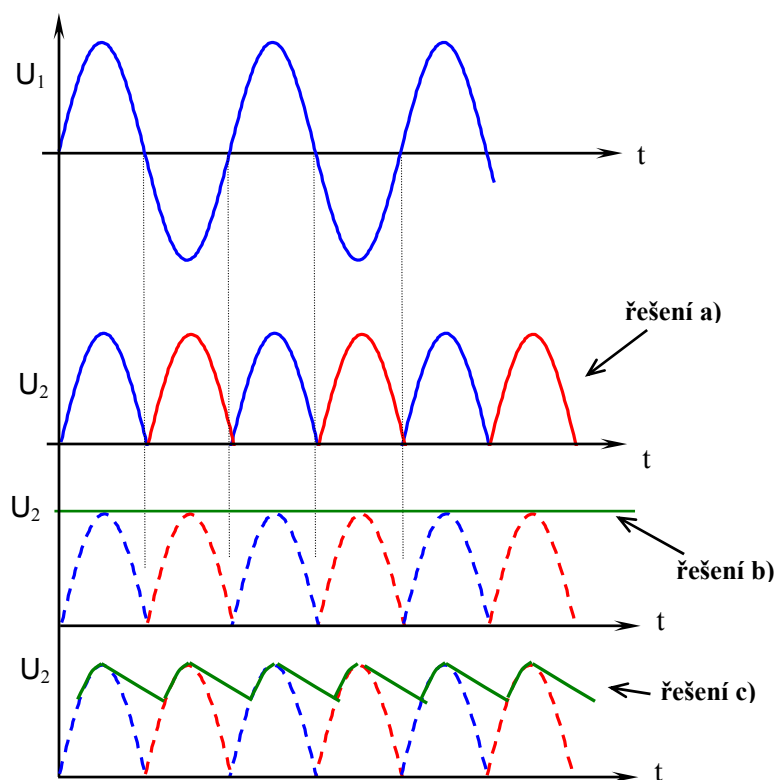
$$P_U = -U \cdot I_{DP} = -(-0,3) \cdot (-48 \cdot 10^{-6}) = -14,4 \cdot 10^{-6} \text{ – zdroj energie}$$

Energie dodávaná zdrojem a fotodiodou se rovná energii spotřebované.

## 0.6

- a) Diody jsou trvale zavřeny,  $U_{výst} = U_{vst}$
- b) Pro kladnou půlvlnu a  $U_m$  větší než  $U_1$  začíná spínat dioda  $D_1$  (pro křemíkovou diodu je maximální výstupní napětí  $U_1 + 0,6$  V)  
Pro zápornou půlvlnu a  $U_m$  větší než  $U_1$  začíná spínat dioda  $D_2$  (pro křemíkovou diodu je minimální výstupní napětí  $-U_1 - 0,6$  V)

## 0.7



Při zmenšování hodnoty  $R$  zvlnění roste (řešení d).



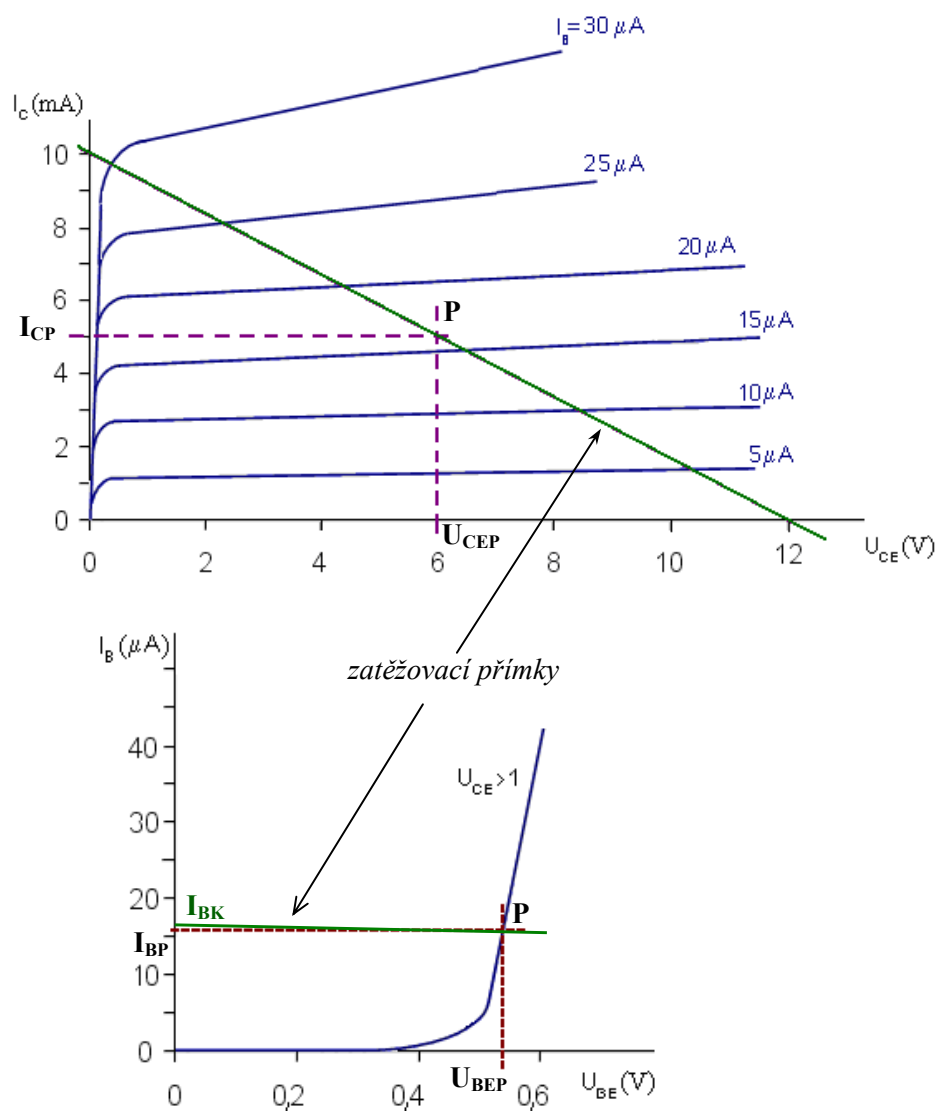
## Úlohy k řešení 3

**3.1**  $I_C \cong 14,4$  mA,  $U_{CE} \cong 6,4$  V

**3.2** a)  $R_C = 1,2$  k $\Omega$ ,  $R_B \cong 716,2$  k $\Omega$ ;

c)  $P = 30$  mW

d)  $\beta \cong 312$



b): Konstrukce zatěžovací přímky v síti charakteristik

**3.3**  $R_C = 1,2 \text{ k}\Omega$ ,  $R_B \cong 341 \text{ k}\Omega$ ;

**3.4**  $R_C = 1,7 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 2,2 \text{ k}\Omega$ ;  $R_1 = 23,45 \text{ k}\Omega$

**3.5**  $I_B = 6,76 \mu\text{A}$ ,  $I_C = 1,352 \text{ mA}$ ,  $I_E = 1,359 \text{ mA}$ ,  $I_1 = 0,102 \text{ mA}$ ,  $I_2 = 95,54 \mu\text{A}$

**3.6**  $R_E = 3,75 \text{ k}\Omega$ ,  $R_1 = 34,5 \text{ k}\Omega$ ;  $R_2 = 40,5 \text{ k}\Omega$

**3.7** a)  $R_C = 2 \text{ k}\Omega$ ,  $R_E = 500 \Omega$ ,  $R_1 = 153,63 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 35,64 \text{ k}\Omega$ ,  $R_V = 28,93 \text{ k}\Omega$ ,

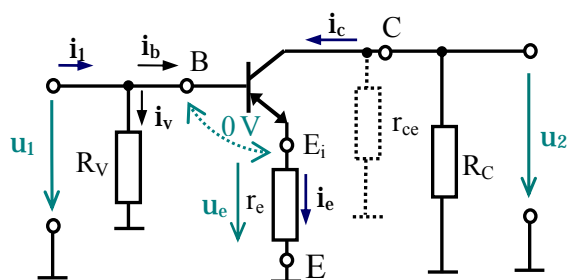
$$r_{CE} = 52,5 \text{ k}\Omega, r_e = 13 \Omega$$

b)  $R_{ib} = 2,873 \text{ k}\Omega$

c)  $A_U = -154$ ,  $A_I = 200$

d)  $R_{in} = 2,613 \text{ k}\Omega$ ,  $R_{out} = 2 \text{ k}\Omega$

e)  $A_U = -51,3$  ( $R_Z = 1 \text{ k}\Omega$ ),  $A_U = -151$  ( $R_Z = 100 \text{ k}\Omega$ )



Signálové schéma zapojení SE – příklad 3.7

### 3.8

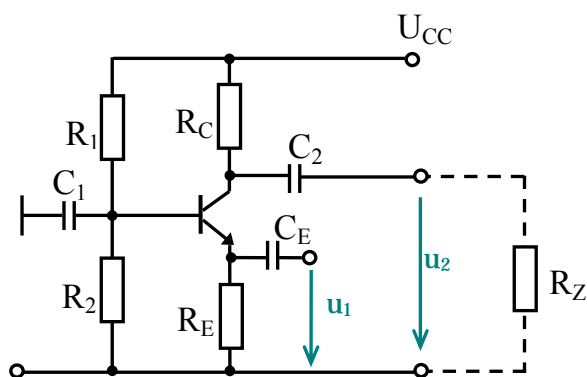
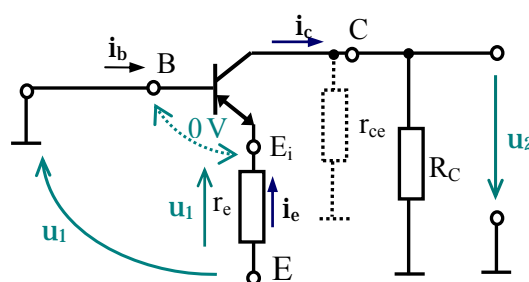


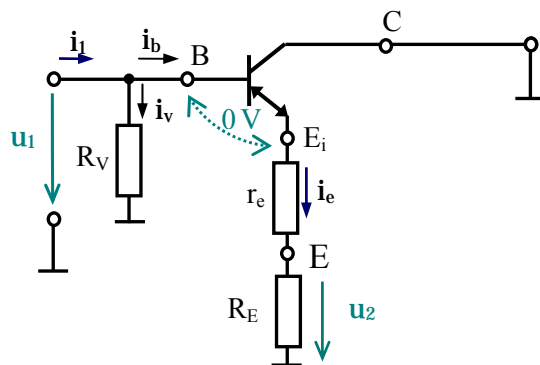
Schéma zapojení SB – příklad 3.8



Signálové schéma zapojení SB – příklad 3.8

- Prvky v modelu tranzistoru mají stejnou hodnotu jako v příkladu 3.7, protože se nezměnil pracovní bod.
- $R_{in} = 13 \Omega$
- $A_U = -154, A_I = 0,995$
- $R_{out} = 2 \text{ k}\Omega$

### 3.9



Signálové schéma zapojení SC – příklad 3.9

- $R_E = 3,75 \text{ k}\Omega, R_1 = 34,5 \text{ k}\Omega, R_2 = 40,5 \text{ k}\Omega,$



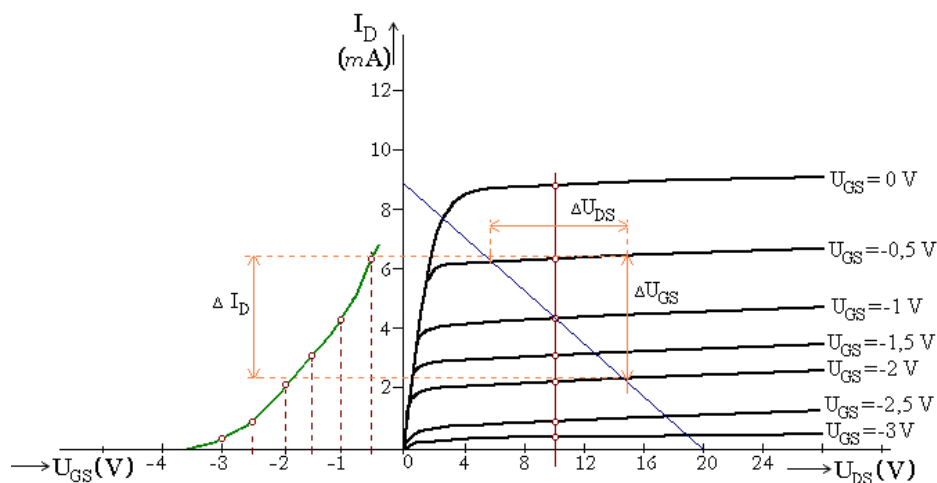
- c)  $R_V = 18,63 \text{ k}\Omega$ ,  $r_e = 13 \Omega$   
 c)  $A_U = -154$ ,  $A_I = 200$   
 d)  $R_{in} = 17,76 \text{ k}\Omega$ ,  $R_{out} = 13 \Omega$   
 e)  $A_U = 0,996$   
 f)  $P_C = 15 \text{ mW}$



## Úlohy k řešení 4

### 4.1

- a) Strmost tranzistoru je největší, je-li napětí hradla  $U_G = 0 \text{ V}$ , popřípadě zanedbatelné. Pro JFET s kanálem typu N musí být napětí hradla vždy menší než  $0 \text{ V}$ , takže při požadovaném maximálním buzení  $\pm 1 \text{ V}$  (odpovídá amplitudě  $1 \text{ V}$ ) musí být  $U_{GS} = -1 \text{ V}$ . Pro  $U_{DSP} = 10 \text{ V}$  a  $U_{GS} = -1 \text{ V}$  odečteme z charakteristik tranzistoru proud v pracovním bodě:  $I_{DP} = 4,1 \text{ mA}$
- b)  $R_S = 244 \Omega$ ,  $R_D = 2,195 \text{ k}\Omega$ ,  $R_G \leq 10 \cdot 10^{-3} / 2 \cdot 10^{-9} = 5 \text{ M}\Omega$
- c)



- d) Při použití údajů z obrázku z bodu c)  $A_U = -5,7$
- e) Při použití údajů z obrázku z bodu c)  $A_I = 15,2 \cdot 10^3$ ,  $A_P = 86,64 \cdot 10^3$

### 4.2

- a)  $U_{GG} = 0 \text{ V}$ :  $R_S = 205 \Omega$ ,  $R_D = 3,795 \text{ k}\Omega$ ,  $R_G$  volíme  $= 1 \text{ M}\Omega$
- b)  $U_{GG} = 8 \text{ V}$ :  $R_S = 1\,805 \Omega$ ,  $R_D = 2,195 \text{ k}\Omega$ ,  $R_G$  volíme  $= 1 \text{ M}\Omega$

**4.3**

- a)  $g_m = 2,3 \text{ mS}$   
b)  $g_d = 8,917 \text{ } \mu\text{S}$

**4.4**

- a)  $I_D = 5,2 \text{ mA}$ ,  $U_{GS} = 3,326 \text{ V}$ ,  $U_{DS} = 4,28 \text{ V}$   
b)  $g_m = 7,843 \text{ mA/V}$ ,  $r_d = 30 \text{ k}\Omega$ ,  
c)  $R_{in} = 92,3 \text{ k}\Omega$   
d)  $R_{out} = 981,7 \text{ } \Omega$

**4.5**

- a)  $I_D = 7,16 \text{ mA}$ ,  $U_{GS} = 3,429 \text{ V}$ ,  $U_{DS} = 3,214 \text{ V}$

**4.6**

$$A_U = -9,7$$

**Úlohy k řešení 6****6.1**

V příkladu 3.2 bylo určeno, že  $A_U = -218 \Rightarrow C_{MK} = 657 \text{ pF}$

**6.2**

V příkladu 3.3 bylo určeno, že  $A_U = -6,48 \Rightarrow C_{MK} = 19,44 \text{ pF}$

**Úlohy k řešení 8****8.1**

- a)  $I_C = 1,6 \text{ mA}$ ,  $I_B = 12,8 \text{ } \mu\text{A}$ ,  $U_{CE} = 6,37 \text{ V}$   
b)  $P_C = 10,2 \text{ mW}$   
c)  $A_U = -83$   
d)  $C_1 = 3,37 \text{ } \mu\text{F}$ ,  $C_2 = 0,982 \text{ } \mu\text{F}$ ,  $C_E = 327 \text{ } \mu\text{F}$  – bez optimalizace (nezaručuje požadavek)

$C_{1opt} = 10,11 \mu\text{F}$ ,  $C_{2opt} = 9,82 \mu\text{F}$ ,  $C_{Eopt} = 327 \mu\text{F}$  – zaručuje požadavek

d)  $C_{MK} = 151,2 \text{ pF}$

## 8.2

$C_{1opt} = 5,1 \mu\text{F}$ ,  $C_{2opt} = 5 \mu\text{F}$ ,  $C_{Eopt} = 629 \mu\text{F}$

## 8.3

a)  $R_C = 2,5 \text{ k}\Omega$ ,  $R_1 = 797,3 \text{ k}\Omega$ ,

b)  $r_e = 13 \Omega$ ,  $r_{CE} = 52,5 \text{ k}\Omega$ ,  $R_{ib} = 2,223 \text{ k}\Omega$ ,  $R_{in} = 2,216 \text{ k}\Omega$

c)  $C_{1opt} = 2,39 \mu\text{F}$ ,  $C_{2opt} = 1,06 \mu\text{F}$

## 8.4

$f_d = 718,2 \text{ Hz}$



## Úlohy k řešení 9

### 9.1

$$\hat{P}_U = -\frac{1}{j\omega RC}, \hat{Z}_{in} = R$$

### 9.2

$$\hat{P}_U = -j\omega RC, \hat{Z}_{in} = \frac{1}{j\omega C}$$

### 9.3

$$\hat{P}_U = \frac{-j\omega R_2 C}{1 + j\omega R_1 C}, \hat{Z}_{in} = R_1 + \frac{1}{j\omega C}$$

### 9.4

$$\hat{P}_U = \frac{-R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + j\omega R_2 C}, \hat{Z}_{in} = R$$

### 9.5

$$\hat{P}_U = 1 + \frac{R_2}{R_1}, \hat{Z}_{in} = R$$

**9.6**

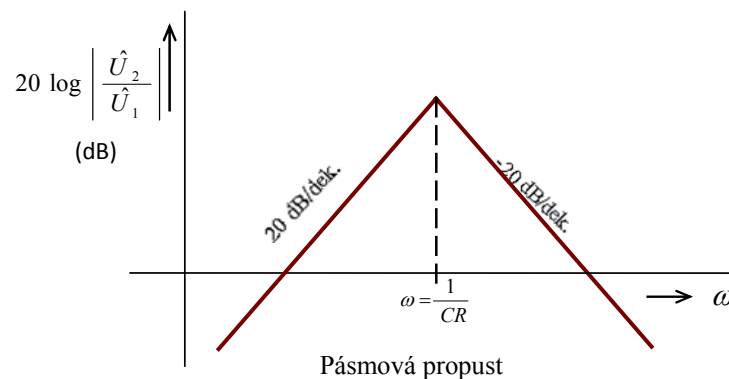
$$\hat{P}_U = \frac{1 + j\omega C(R_1 + R_2)}{1 + j\omega R_1 C}, \quad \hat{Z}_{in} = R$$

**9.7**

Výsledky musí být shodné s řešeným příkladem

**9.8**

$$\hat{P}_U = \frac{-j\omega RC}{(1 + j\omega RC)^2},$$



## Úlohy k řešení 10

**10.1**

$$R_{in} = 10^{10} \Omega \text{ (není uvažován vliv souhlasného vstupu)}$$

**10.2**

$$R_{in} = 10^{10} \Omega \text{ (není uvažován vliv souhlasného vstupu)}$$

**10.3**

$$R_{in} = 10^9 \Omega \text{ (není uvažován vliv souhlasného vstupu)}$$

**10.4**

$$R_{in} = 10^{11} \Omega \text{ (není uvažován vliv souhlasného vstupu)}$$

**10.5**

$$R_{in} = 10^9 \Omega \text{ (není uvažován vliv souhlasného vstupu)}$$

**10.6**

$$\text{a) } f_{HZ} = 333,3 \text{ kHz}$$

$$\text{b) } f_{HZ} = 10 \text{ kHz}$$

$$\text{c) } f_{HZ} = 1 \text{ kHz}$$

**10.7**

- a)  $f_{HZ} = 10 \text{ kHz}$   
 b)  $f_{HZ} = 50 \text{ kHz}$   
 c)  $f_{HZ} = 500 \text{ kHz}$   
 d)  $f_{HZ} = 1 \text{ MHz}$   
 e)  $f_{HZ} = 10 \text{ kHz}$

**Úlohy k řešení 11****11.1**

$f_0$ (Hz)	20	50	100	200	500	1 000	5 000	10 000
C (nF)	796	318	159	79,6	31,8	15,9	3,18	1,59

**11.2**

$R_t$ (k $\Omega$ )	20	8	6	4
$R_f$ (k $\Omega$ )	10	4	3	2

**11.3**

$R_t$ (k $\Omega$ )	10	8	6	4
$R_f$ (k $\Omega$ )	5	4	3	2

**11.4**

$f_0$ (Hz)	20	50	100	200	500	1 000	2 000	5 000
C (F)	1,48 $\mu$	591 n	295 n	148 n	59,1 n	29,5 n	14,8 n	5,91 n

**Úlohy k řešení 12****12.1**

$R_1$ (k $\Omega$ )	100	10	10	1
$R_2$ (k $\Omega$ )	100	10	100	10
$U_{R^+}$ (V)	6	6	1,09	1,09
$U_H$ (V)	12	12	2,18	2,18

**12.2**

$R_1$ (k $\Omega$ )	10	6,8	4,7	1	10
$R_2$ (k $\Omega$ )	10	10	10	10	100
$U_{i2}$ (V)	12	8,16	5,64	1,2	1,2
$U_H$ (V)	24	16,3	11,28	2,4	2,4

**12.3**

$$u_C(0) = -U_{om} \cdot \frac{R_a}{R_a + R_b}$$

**12.4**

Pro  $R_a = R_b$  je

$$\tau_n = \tau_v = R_1 C \Rightarrow T = t_n + t_v = 2R_1 C \cdot \ln(1 + 2R_a/R_b)$$

a)  $T = 2 \cdot 2,2 \cdot 10^3 \cdot 10^{-6} \cdot \ln 3 = 4,834 \cdot 10^{-3}$  s

$$f = 1/T = 206,9 \text{ Hz}$$

b)  $f = 1/T = 2\,069$  Hz

c)  $f = 1/T = 20\,690$  Hz

---

## Literatura

- [1] Mohylová, J.: Lineární obvody s elektronickými prvky -Sbírka příkladů, VŠB-TU Ostrava 2002
- [2] Punčochář, J.: Lineární obvody s elektronickými prvky. Skriptum, VŠB-TU Ostrava 2002
- [3] Punčochář, J.: Astabilní obvod s reálnými operačními zesilovači. [www.elektrorevue.cz](http://www.elektrorevue.cz)
- [4] Punčochář, J.: Dolní propusti Sallen - Key s reálnými operačními zesilovači [www.elektrorevue.cz](http://www.elektrorevue.cz)
- [5] Mohylová, J.: Vliv vektorové chyby invertoru na přenos souhlasné složky signálu diferenčního zesilovače. [www.elektrorevue.cz](http://www.elektrorevue.cz)
- [6] Mohylová, J.: Sylaby Teorie obvodů I, II a III. Katedra teoretické elektrotechniky FEI, VŠB – TU Ostrava, 1997 – 2001
- [7] Punčochář, J.: Operační zesilovače v elektronice. BEN, Praha 2002 (5. vydání)
- [8] Čermák, J.: Kurz polovodičové techniky, SNTL, Praha 1976
- [9] Huelsman, P. L.: Basic Circuit Theory (3 rd edition). Prentice - Hall, Inc., 1991
- [10] Lurje, O. B.: Integralnyje mikroschemy v usilitelnyh ustrojstvach. Radio i svjaz, Moskva, 1988
- [11] Mikulec, M., – Havlíček, V.: Basic circuit theory II. Vydavatelství ČVUT, Praha, 1996
- [12] Čajka, J. - Kvasil, J.: Teorie lineárních obvodů. SNTL, Praha, 1979
- [13] Dostál, J.: Operační zesilovače. BEN, Praha, 2005
- [14] Angot, A.: Užitá matematika pro elektrotechnické inženýry. SNTL, Praha, 1971
- [15] Žalud, V.: Moderní radioelektronika. BEN, Praha, 2000
- [16] Vobecký, J. - Záhlava, V.: Elektronika (součástky a obvody, principy a příklady), Grada, Praha 2001
- [17] Belza, J.: Operační zesilovače pro obyčejné smrtelníky. BEN, Praha 2004
- [18] Horowitz, P.- Winfield, H.: The art of electronics (second edition). Cambridge University Press, Cambridge 1982
- [19] Frohn, M. – Siedler, H.-J. – Wiemer, M. – Zastrow, P.: Elektronika, polovodičové součástky a základní zapojení. Ben, Praha 2006
- [20] Beneš, O. – Černý, A. – Žalud, V.: Tranzistory řízené elektrickým polem, SNTL, Praha 1972
- [21] Neumann, P. – Uhlíř, J.: Elektronické obvody a funkční bloky, ČVUT, Praha 1999
- [22] Foit, J. – Hudec: Součástky moderní elektroniky, ČVUT, Praha 1996
- [23] Lawless, B.: Fundamentals Analogy Electronics, Prentice Hall 1996
- [24] Schubert, T. – Kim, E.: Active and non-linear electronics, John Wiley & Sons, Inc. 1996
- [25] AN 211A: Field effect transistors in theory and practice, Motorola Semiconductor Applications Note, Motorola, Inc. 1993
- [26] Kuphaldt, Tony R.: Lessons In Electric Circuits, [www.ibiblio.org/kuphaldt/](http://www.ibiblio.org/kuphaldt/)
- [27] Doleček, J.: Moderní učebnice elektroniky 2. díl, BEN, Praha, 2005
- [28] Doleček, J.: Moderní učebnice elektroniky 4. díl, BEN, Praha, 2006

**Rejstřík**

- akceptor, 28  
aktivní režim, 61  
aproximace, 16  
astabilní klopný obvod, 252  
báze, 55  
Coulombův zákon, 30  
diferenciální odpor, 13  
diferenční napětí, 212  
diferenční vodivost, 34  
dolní propust, 209  
donor, 28  
dopředný přenos, 141  
Earlyho napětí, 61, 113  
emitor, 55  
emitorový sledovač, 86  
EMOSFET, 112  
extrapolovaný tranzitní kmitočet, 219  
extrinický polovodič, 27  
Fickův zákon, 28  
filtr, 208  
fotodioda, 44  
fotojev, 44  
frekvenční spektrum, 208  
gate, 100  
horní propust, 209  
hradlo, 100  
hystereze, 258  
indukovaný kanál, 100  
interní emitor, 63  
intrinický polovodič, 27  
invertující zesilovač, 204  
JFET, 101  
kanál N, 99  
kanál P, 99  
kladná zpětná vazba, 250  
klopný obvod, 218  
kmitočtová charakteristika, 179  
kolektor, 55  
kolektorová ztráta, 67  
Lavinový jev, 39  
linearizace, 15  
Millerova kapacita, 199  
Millerův jev, 177  
MOSFET, 107  
napěťové zesílení, 75, 140  
napěťový přenos, 86  
neinvertující zesilovač, 140, 204  
obohacovací režim, 100  
odporová oblast, 112, 142  
ochuzená vrstva, 30  
ochuzovací režim, 100  
operační zesilovač, 202  
oscilátor, 218  
oscilátory LC, 231  
oscilátory RC, 233  
parazitní kapacita, 180  
pásmová propust, 212  
pásmová zádrž, 212  
pilové napětí, 258  
Planckova konstanta, 45  
pracovní bod, 12  
propustný směr, 34  
proudové zesílení, 96  
proudový zesilovací činitel, 57



- přechod P-N, 29
- reaktance, 90
- saturační oblast, 127
- saturační proud, 111
- Schmittův klopný obvod, 245
- signálová vodivost, 63
- signálové schéma, 140
- signálový model, 63
- signálový odpor, 92, 115
- statický odpor, 12
- strmost, 63
- teplotní napětí, 33, 63
- Théveninův teorém, 140
- tranzistor FET, 100
- tranzistor NPN, 64
- tranzistor PNP, 65
- tranzistorový jev, 56
- unipolární tranzistor, 100
- usměrňovací jev, 34
- vazební kapacita, 199
- vstupní impedance, 176
- vstupní odpor, 83
- výkonové zesílení, 92
- Wienův člen, 233
- zabudovaný kanál, 100
- zapojení se společnou bází, 90
- zapojení se společným emitorem, 73
- závěrný směr, 32
- zbytkový proud, 67
- Zenerova dioda, 40
- Zenerův jev, 38
- zpětná vazba, 217
- ztrátový výkon, 19