

# Obsah

PE4.1	OBVODY SE ZPĚTNOU VAZBOU .....	2
PE4.2	BUZENÍ INDUKTORU .....	6
PE4.3	TRANZISTOR JAKO SPÍNAČ .....	12
PE4.4	BUDIČE SPÍNAČŮ .....	26
PE4.5	ŘETĚZOVÁ ZAPOJENÍ TRANZISTORŮ .....	31
PE4.6	TABULKA SPÍNANÝCH ZDROJŮ S INDUKTOREM.....	42
PE4.7	TABULKY SPÍNANÝCH ZDROJŮ S TRANSFORMÁTOREM.....	43
PE4.8	BEZEZTRÁTOVÁ REGULACE .....	45

**PE4.1 Obvody se zpětnou vazbou [8]**

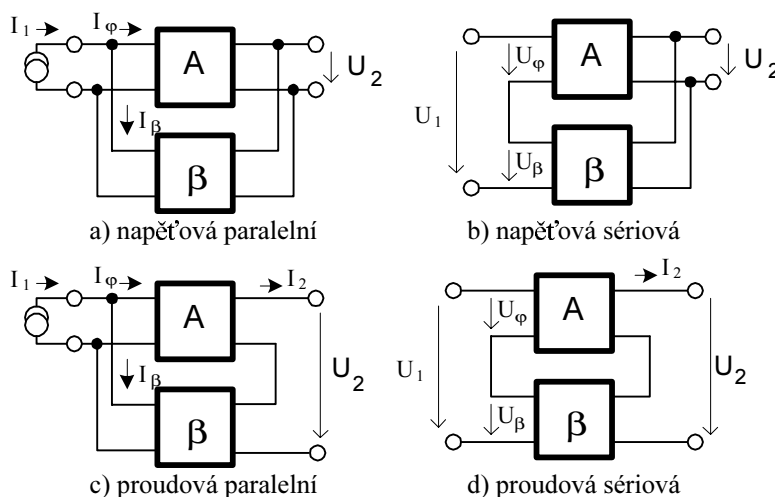
Jde o zapojení, kde vstupní veličiny jsou odvozeny z výstupních.

**PE4.1.1 Typy zpětných vazeb**

Podle toho, jaká veličina je přivedena z výstupu na vstup, nebo též

- A) podle způsobu *získání* signálu zp. vazby je zp. vazba:
- napětíová* – signál zp.v. je *odebírán* z *výst. napětí*,
  - proudová* – signál zp.v. je *odebírán* z *výst. proudu*.
- B) podle způsobu *připojení* zpětnovazebního dvojbranu je zp. vazba:
- paralelní* – zpětnovazební dvojbran je připojen *paralelně* ke vstupu,
  - sériová* – zpětnovazební dvojbran je připojen *do série* se vstupem.

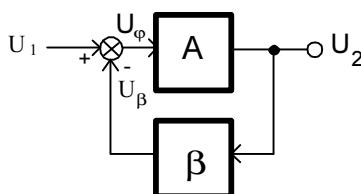
Při paralelní zp. vazbě je vstup buzen ze zdroje proudu, při sériové zp. vazbě je vstup buzen ze zdroje napětí.



Obr. PE4.1.1.1 Zapojení zesilovačů se zpětnou vazbou

**PE4.1.2 Vliv zpětné vazby na přenosové vlastnosti**

*Záporná zp. vazba* – též *degenerativní*



Obr. PE4.1.2.1 Antiparalelní zapojení zesilovače se zápornou zp. vazbou

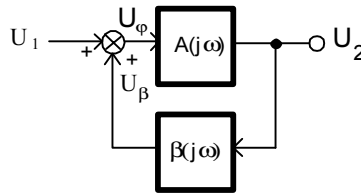
Z obr. platí  $U_2 = A \cdot U_\phi$ ,  $U_\beta = \beta \cdot U_2$ ,  $U_\phi = U_1 - U_\beta$ . Po dosazení  $U_2 = A \cdot (U_1 - U_\beta) = A \cdot (U_1 - \beta \cdot U_2)$ . Po úpravě pak

$$U_2 = \left( \frac{A}{1 + \beta \cdot A} \right) \cdot U_1 = A' \cdot U_1.$$

Vztah udává napětíové zesílení zesilovače se zápornou zp. vazbou  $A'$ . Uvažujme následující limitní případy

- $A \rightarrow 0$        $A' \rightarrow 0$ , v technické praxi se nevyužívá.
- $A \rightarrow \infty$        $A' \rightarrow \frac{1}{\beta}$ , v technické praxi se využívá, výsledné zesílení je dáno pouze přenosem ve zp. vazbě, což je výhodné.
- $\beta \rightarrow 0$        $A' \rightarrow A$ , zesilovač bez zp. vazby.
- $\beta \rightarrow 1$        $A' \rightarrow 1$ , v technické praxi se využívá jako impedanční převodník.

Kladná zpětná vazba – těž regenerativní



Obr. PE4.1.2.2 Antiparalelní zapojení zesilovače s kladnou zp. vazbou

Z obr. platí  $U_2 = A(j\omega) \cdot U_\varphi$ ,  $U_\beta = \beta(j\omega) \cdot U_2$ ,  $U_\varphi = U_1 + U_\beta$ .

Po dosazení  $U_2 = A(j\omega) \cdot (U_1 + U_\beta) = A(j\omega) \cdot (U_1 + \beta(j\omega) \cdot U_2)$ . Po úpravě pak

$$U_2 = \left( \frac{A(j\omega)}{1 - \beta(j\omega) \cdot A(j\omega)} \right) \cdot U_1 = A'(j\omega) \cdot U_1.$$

*Poznámka*

Správně bychom měli označit jako funkce kmitočtu i zbývající veličiny, ale pro jednoduchost použijeme označení pouze pro přenos zesilovače a přenos bloku zp. vazby. Pro označení použijeme exp. vyjádření ve tvaru

$$A(j\omega) = |A(j\omega)| \cdot e^{j\varphi_A}, \quad \beta(j\omega) = |\beta(j\omega)| \cdot e^{j\varphi_\beta}.$$

Extrém přenosu s kladnou zp. vazbou nastane, tj.  $A'(j\omega) \rightarrow \infty$ , když bude jmenovatel  $1 - \beta(j\omega) \cdot A(j\omega) = 0$ , tj. po dosazení  $|\beta(j\omega)| \cdot |A(j\omega)| \cdot e^{j(\varphi_A + \varphi_\beta)} = 1$ . Tato rovnice bude platit při splnění obou podmínek současně

$$|\beta(j\omega)| \cdot |A(j\omega)| = 1$$

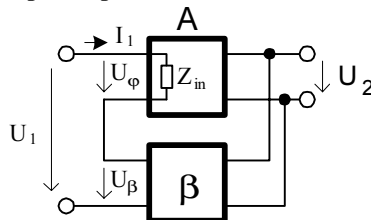
$$(\varphi_A + \varphi_\beta) = 0.$$

První podmínka je známa jako tzv. *amplitudová*, druhá jako *fázová*.

*Poznámka*

Obvody s kladnou zp. vazbou představují novou skupinu regenerativních obvodů, tzv. třídu *generátorů periodických signálů*.

#### PE4.1.3 Vliv sériové zpětné vazby na vstupní impedanci



Obr. PE4.1.3.1 Vstupní obvod při sériové vazbě

Budicí zdroj napětí  $U_1$  je zatěžován impedancí

$$Z_{vst} = \frac{U_1}{I_1} = \frac{U_\varphi + U_\beta}{\frac{U_\varphi}{Z_{in}}} = Z_{in} \cdot \left( 1 + \frac{U_\beta}{U_\varphi} \right).$$

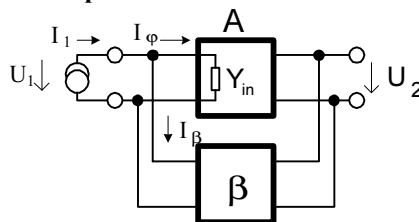
Po dosazení  $U_\beta = \beta \cdot U_2$ ,  $U_\varphi = \frac{U_2}{A}$  dostaneme

$$Z_{vst} \approx Z_{in} \cdot (1 + \beta \cdot A).$$

*Poznámka*

Při sériové zp. vazbě dochází ke zvětšení vst. impedance. Záporná zp. vazba  $Z_{vst}$  zvětšuje, kladná zmenšuje.

#### PE4.1.4 Vliv paralelní zpětné vazby na vstupní admitanci



Obr. PE4.1.4.1 Vstupní obvod při paralelní vazbě

Budící zdroj proudu  $I_1$  je zatěžován admitancí

$$Y_{vst} = \frac{I_1}{U_1} = \frac{I_\varphi + I_\beta}{\frac{I_\varphi}{Y_{in}}} = Y_{in} \cdot \left( 1 + \frac{I_\beta}{I_\varphi} \right).$$

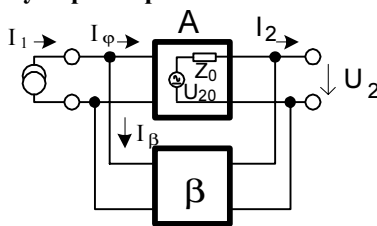
Po dosazení  $I_\beta = \beta \cdot U_2$ ,  $I_\varphi = \frac{U_2}{A}$  dostaneme  $Y_{vst} \approx Y_{in} \cdot (1 + \beta \cdot A)$ ,

kde parametry  $\beta$ ,  $A$  mají jiný význam, než v předchozím vztahu pro  $Z_{vst}$  ( $\beta$  má rozměr přenosové admitance,  $A$  má rozměr přenosové impedance).

*Poznámka*

Paralelní zp. vazba vst. admitanci zapojení zvětšuje. Záporná zp. vazba  $Y_{vst}$  zvětšuje, kladná zmenšuje.

#### PE4.1.5 Vliv napěťové zpětné vazby na výstupní impedanci



Obr. PE4.1.5.1 Výstupní obvod při napěťové zp. vazbě

Impedanční poměry na výstupu se stanovují pomocí Theveninova teorému. Výst. impedance je definována ve tvaru

$$Z_{výst} = \frac{U_{20}}{I_{2k}},$$

kde  $U_{20}$  je výst. napětí naprázdno,  $I_{2k}$  je výst. proud nakrátko.

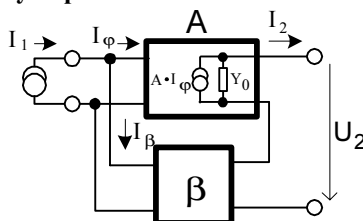
Pro výst. napětí naprázdno platí  $U_{20} = \frac{A}{1 + \beta \cdot A} \cdot U_1$ . Při výst. zkratu je ( $\beta = 0$ ) a tedy  $I_{2k} = \frac{U_{20}}{Z_0} = \frac{A \cdot U_1}{Z_0}$ . Po dosazení

$$Z_{výst} \approx \frac{\frac{A \cdot U_1}{1 + \beta \cdot A}}{\frac{A \cdot U_1}{Z_0}} \approx \frac{Z_0}{1 + \beta \cdot A}.$$

*Poznámka*

Paralelní zp. vazba zmenšuje výst. impedanci zapojení. Záporná zp. vazba  $Z_{výst}$  zmenšuje, kladná zvětšuje.

#### PE4.1.6 Vliv proudové zpětné vazby na výstupní admitanci



Obr. PE4.1.6.1 Výstupní obvod při proudové zp. vazbě

Výst. admitance je definována ve tvaru  $Y_{výst} = \frac{I_{2k}}{U_{20}}$ .

Pro výst. proud platí obecný vztah pro zp. vazební obvod  $I_2 = \frac{A}{1 + \beta \cdot A} \cdot I_1$  a pro stav nakrátko ( $R_z = 0$ ) je proud na-

krátko  $I_{2k} = \frac{A}{1 + \beta \cdot A} \cdot I_1$ , protože zp. vazba není při zkratu rozpojena. Pro stav naprázdno ( $R_z = \infty$ ) je proudová zp.

vazba rozpojena ( $\beta = 0 \rightarrow I_\beta = 0$ ), proto platí  $I_\varphi = I_1$  nebo též  $A \cdot I_\varphi = A \cdot I_1$ , z čehož je výst. napětí naprázdno

$$U_{20} = \frac{A \cdot I_1}{Y_0}.$$

Po dosazení dostaneme

$$Y_{výst} = \frac{I_{2k}}{U_{20}} \approx \frac{\frac{A \cdot I_1}{1 + \beta \cdot A}}{\frac{A \cdot I_1}{Y_0}} \approx \frac{Y_0}{1 + \beta \cdot A}.$$

Proudová zp. vazba výst. admitanci zmenšuje, tj. zvětšuje výst. impedanci. Záporná zp. vazba  $Y_{výst}$  zmenšuje, kladná zvětšuje.

*Poznámka*

(r. 1927 – Harold Black – elektronkový zesilovač se zápornou zp. vazbou, firma Bell Telephone Laboratories)

**PE4.2 Buzení induktoru [6]**

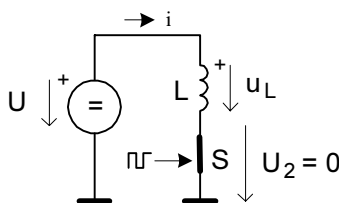
Pojmem buzení se bude rozumět nabíjení indukčnosti konečnou dobu, na rozdíl od nekonečné doby při přechodném jevu nabíjení. Obvod s induktorem pracuje s tzv. cizím buzením (řízením).

Nejdříve uvažujeme doby sepnutí a rozepnutí  $t_{on}, t_{off} \rightarrow 0$

**A) PE4.2.1 Buzení ideálního induktoru ideálním spínačem**

Doby sepnutí a rozepnutí spínače pokládáme za nekonečně krátkou. Reálný odpor v obvodu pokládáme nulový.

*Stav sepnutí ( $t = t_1$ )*



Obr. PE4.2.1.1 Stav sepnutí induktoru

Kde  $U_2$  je napětí na spínači.

Z 2. Kirchhoffova zákona platí  $-U + u_L = 0$ , z čehož  $U = u_L$ . Z indukčního zákona platí  $u_L = L \frac{di}{dt}$ , po úpravě

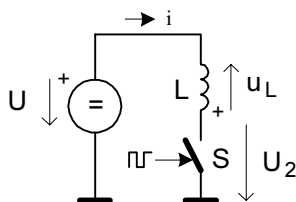
$di = \frac{1}{L} \cdot u_L \cdot dt = \frac{U}{L} \cdot dt$ . Po integraci a nulových počátečních podmínkách dostaneme

$$i(t) = \left( \frac{U}{L} \right) \cdot t.$$

Při sepnutí proud ideálním induktorem je přímo úměrný době sepnutí. Za dobu sepnutí  $t = t_1$  bude proud

$$I = \left( \frac{U}{L} \right) \cdot t_1.$$

*Stav rozepnutí ( $t = t_2$ )*



Obr. PE4.2.1.2 Stav rozepnutí induktoru

Při rozepnutí platí z 2. Kirchhoffova zákona  $-U_1 - u_L + U_2 = 0$ , z čehož je napětí na spínači

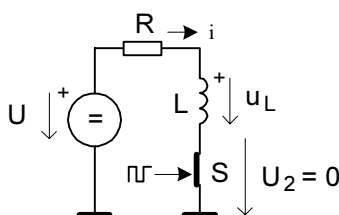
$$U_2 = U + u_L = U + L \cdot \frac{d}{dt} i(t) = U + L \cdot \left( \frac{U}{L} \right) = 2U.$$

Při rozepnutí spínače je napětí na spínači  $U_2 = 2U$ . Toto napětí namáhá spínač S.

**B) PE4.2.2 Buzení neideálního induktoru ideálním spínačem**

Doby sepnutí a rozepnutí  $t_{on}, t_{off} > 0$

*Stav sepnutí (pro  $t_1 \geq 3\tau$ )*



Obr. PE4.2.2.1 Stav sepnutí induktoru

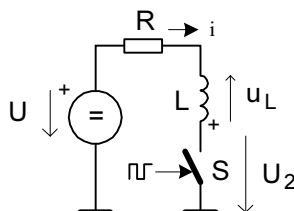
Kde  $R$  je celkový odpor v obvodu. Pro proud v RL obvodu platí  $i(t) = I_m \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right)$ , kde  $I_m = \frac{U}{R}$ .

(Viz přílohu PE1.7 Nabíjení a vybíjení induktoru.)

Při sepnutí platí z 2. Kirchhoffova zákona  $-U + u_R + u_L = 0$ , kde napětí na ztrátovém rezistoru

$$u_R = R \cdot i(t) = U \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right). \text{ Napětí na induktoru bude } u_L = L \cdot \frac{d}{dt}[i(t)] = L \cdot I_m \cdot \frac{d}{dt}\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) = L \cdot I_m \cdot \frac{1}{\tau} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} = U \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}.$$

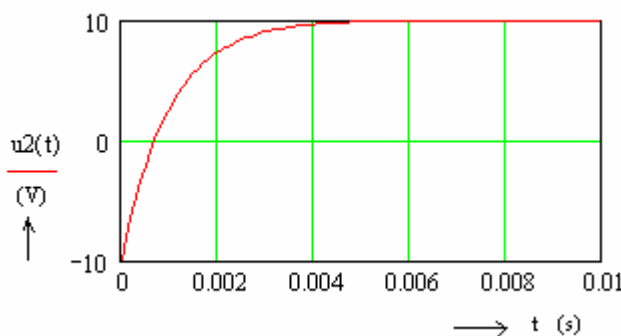
Stav rozepnutí ( $t_2 \geq 3\tau$ )



Obr. PE4.2.2.2 Stav rozepnutí induktoru

Při vybíjení neideálního induktoru platí  $i(t) = I_m \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}$ . Z 2. Kirchhoffova zákona platí  $-U + u_R - u_L + U_2 = 0$ , z čehož je napětí na spínači  $U_2 = U - u_R + u_L = U - R \cdot i(t) + L \cdot \frac{d}{dt}i(t)$ . Po dosazení dostaneme

$$U_2 = U - U \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} - U \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} = U \cdot \left(1 - 2 \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}\right).$$



Obr. 4.2.2.3 Časový průběh napětí na spínači pro  $U = 10 \text{ V}$ ,  $L = 100 \text{ mH}$ ,  $R = 100 \Omega$

V technické praxi bychom uvedený časový průběh nezměřili. Vždy bychom naměřili kmity, příp. zákmyty. Ty jsou v obvodu způsobeny parazitními kapacitami, které el. obvody doprovází. Jde o parazitní kapacitu mezi elektrodami rozepnutého spínače nebo parazitní kapacitu použitého induktoru tvořeného solenoidem.

*Poznámka*

Kapacitu lze v el. obvodu zjistit mezi dvěma body s rozdílnými el. potenciály. Platí totiž  $C = \frac{\Delta Q}{\Delta U}$ .

*Energie v obvodu při sepnutí spínače*

Energie mg. pole akumulovaná v induktoru na konci doby sepnutí je

$$W_L = \frac{1}{2} \cdot L \cdot I_m^2 = \frac{1}{2} \cdot L \cdot \frac{U^2}{R^2} = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{L}{R}\right) \cdot \left(\frac{U^2}{R}\right) = \frac{1}{2} \cdot \tau \cdot P_R,$$

$$\text{kde } P_m \equiv P_R = \frac{U^2}{R}.$$

Ztráty v rezistoru při sepnutí

$$W_R = \int u_R \cdot i \cdot dt = R \int_0^{t_1} i^2 \cdot dt = R \cdot I_m^2 \int_0^{t_1} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right)^2 \cdot dt = P_R \int_0^{t_1} \left(1 - 2e^{-\frac{t}{\tau}} + e^{-\frac{2t}{\tau}}\right) \cdot dt = P_R \cdot \left[t - 2(-\tau) \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} + \left(-\frac{\tau}{2}\right) \cdot e^{-\frac{2t}{\tau}}\right]_0^{t_1}.$$

Po dosazení dostaneme  $W_R = P_R \cdot \left[t_1 - 2\tau \cdot (1 - e^{-\frac{t_1}{\tau}}) + \frac{\tau}{2} \cdot (1 - e^{-\frac{2t_1}{\tau}})\right]$ . Pro  $t_1 = 3\tau \rightarrow e^{-3} = 0,05$ ,  $e^{-6} = 0,002$ .

Po zanedbání exp. členů dostaneme pro ztráty na rezistoru  $W_R \approx P_R \cdot \left(3\tau - 2\tau + \frac{\tau}{2}\right) \approx \frac{3}{2} \tau \cdot P_R$ .

Energie dodaná zdrojem při sepnutí

$$W = \int U \cdot i(t) \cdot dt = \frac{U^2}{R} \int_0^{t_1} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) \cdot dt = P_R \cdot \left[t - (-\tau) \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}\right]_0^{t_1} = P_R \cdot \left[t_1 + \tau \cdot e^{-\frac{t_1}{\tau}} - \tau\right] = P_R \cdot \left[t_1 - \tau \cdot \left(1 - e^{-\frac{t_1}{\tau}}\right)\right].$$

Pro  $t_1 = 3\tau \rightarrow e^{-3} = 0,05$ . Po zanedbání exp. členu dostaneme pro energii dodanou zdrojem

$$W \approx P_R \cdot (3\tau - \tau) \approx 2\tau \cdot P_R.$$

Energie ztracená v rezistoru při sepnutí a pro dobu sepnutí  $t_1 = 3\tau$  je 3x větší než se akumuluje v induktoru. Ze zákona o zachování energie lze psát  $W = W_L + W_R$ . Po dosazení dostaneme  $2\tau \cdot P_R = \frac{1}{2}\tau \cdot P_R + \frac{3}{2}\tau \cdot P_R$ , což potvrzuje správnost řešení.

*Energie v obvodu při rozeznutí spínače*

V okamžiku rozeznutí se indukují na induktoru napětí (přepětí), které je dáno indukčním zákonem ve tvaru  $u_L = L \frac{di}{dt}$ ,

nebo pro konečné změny  $u_L = L \cdot \frac{\Delta I}{\Delta t} \approx L \cdot \frac{I_m}{t_{off}} \cdot \frac{R}{R} = \frac{L}{R} \cdot \frac{U}{t_{off}} = \left(\frac{\tau_L}{t_{off}}\right) \cdot U$ .

Indukované napětí se připočte s napětím zdroje  $U_m = U + u_L = \left(1 + \frac{\tau_L}{t_{off}}\right) \cdot U$  a v praxi může být  $u_L \gg U$ .

Energie dodaná ze zdroje při rozeznutí

$$W(t_2) = U \cdot \int_0^{t_2} i_2(t) \cdot dt = U \cdot I_m \int_0^{t_2} e^{-\frac{t}{\tau}} \cdot dt = U \cdot I_m \cdot (-\tau) \cdot \left[e^{-\frac{t}{\tau}}\right]_0^{t_2} = \tau \cdot P_R \cdot \left(1 - e^{-\frac{t_2}{\tau}}\right).$$

Pro  $t_2 = 3\tau \rightarrow e^{-3} = 0,05$  bude  $W(t_2) \approx \tau_L \cdot P_R \cdot \left(1 - e^{-\frac{t_2}{\tau}}\right)$ .

Max. energie mg. pole akumulovaná v induktoru je  $W_L(t_2) = \frac{1}{2} \cdot L \cdot I_m^2 = \frac{1}{2} \cdot L \cdot \frac{U^2}{R^2} = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{L}{R}\right) \cdot \left(\frac{U^2}{R}\right) = \frac{1}{2} \cdot \tau \cdot P_R$ .

Max. energie ztracená v rezistoru  $W_R(t_2) = \int u_R \cdot i \cdot dt = R \int_0^{t_2} i^2 \cdot dt = R \cdot I_m^2 \int_0^{t_2} \left(e^{-\frac{t}{\tau}}\right)^2 \cdot dt = P_R \int_0^{t_2} e^{-\frac{2t}{\tau}} \cdot dt = \left(-\frac{\tau}{2}\right) \cdot P_R \cdot \left[e^{-\frac{2t}{\tau}}\right]_0^{t_2}$ .

Po dosazení dostaneme  $W_R(t_2) = P_R \cdot \frac{\tau}{2} \cdot (1 - e^{-\frac{2t_2}{\tau}})$ . Pro  $t_2 = 3\tau \rightarrow e^{-3} = 0,05$ ,  $e^{-6} = 0,002$ .

Po zanedbání exp. členů dostaneme pro ztráty na rezistoru  $W_R \approx \frac{1}{2} \tau \cdot P_R$ .

Energie ztracená v rezistoru pro dobu rozeznutí  $t_2 = 3\tau$  je shodná s energií akumulovanou v induktoru. Ze zákona

o zachování energie lze psát  $W = W_L + W_R$ . Po dosazení dostaneme  $\tau \cdot P_R = \frac{1}{2} \tau \cdot P_R + \frac{1}{2} \tau \cdot P_R$ , což odpovídá předpokládům.

*Poznámka*

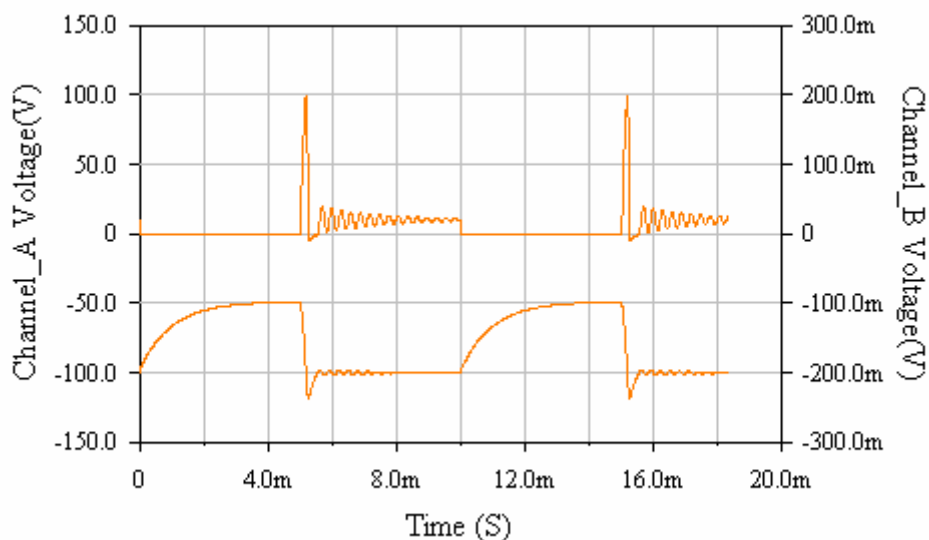
Množství energie v obvodu např. pro  $t = 5\tau$  viz PE1.7 Nabíjení a vybíjení induktoru. Aby mohl protékat proud  $i_2$ , musí být obvod i při rozeznutí spínače uzavřený. Uzavření obvodu při rozeznutí spínače se dosahuje např. zapojením podle kap. 4.3 Impulzní generátor s cizím buzením.



*Příklad*

Uvažujme případ buzení neideálního induktoru ideálním spínačem s parazitním kapacitorem a parametry

$$L = 100 \text{ mH}, R = 100 \Omega, U = 10 \text{ V}, C_{\text{par.}} = 10 \text{ nF}, t_{\text{off}} = 200 \mu\text{s}, \text{ kde } \tau = \frac{L}{R} = \frac{10^{-1}}{10^2} = 10^{-3} \text{ s}.$$

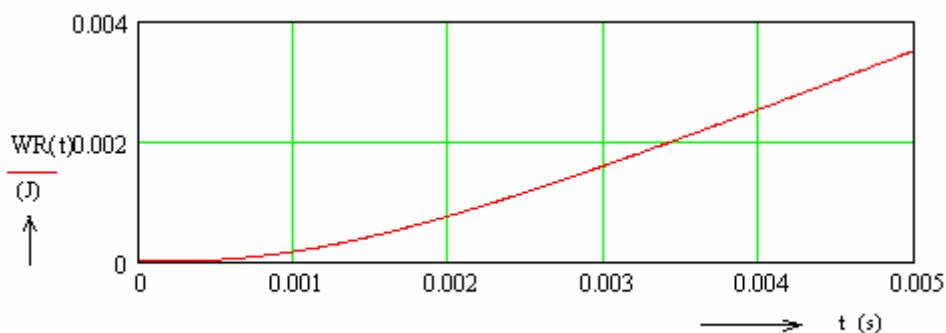


Obr. PE4.2.2.4 Časové průběhy

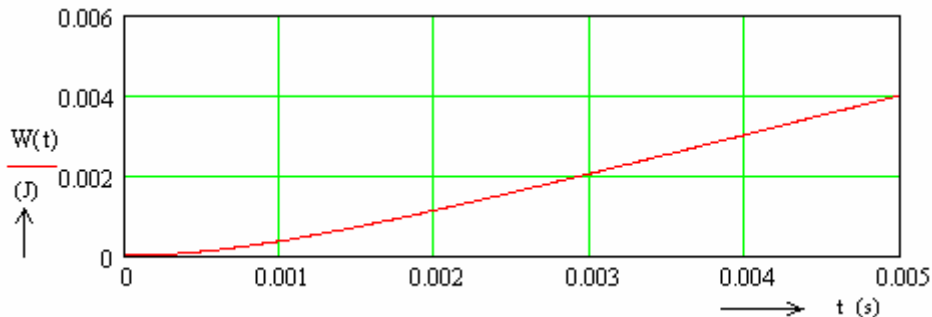
Kanál A – napětí na spínači, Kanál B – proud spínačem (posunuto o  $-200 \text{ mA}$ )

Jako spínací tranzistor je použit BD 135, zpomalený na dobu rozeznutí  $t_{\text{off}} \approx 200 \mu\text{s}$ , max. proud  $I_m = 100 \text{ mA}$ , snímáný na odporu  $R = 1 \Omega$ . Z časového průběhu vyplývá, že proud v obvodu po dobu záporného kmitu mění směr a ukončuje přepětový pulz na spínači.

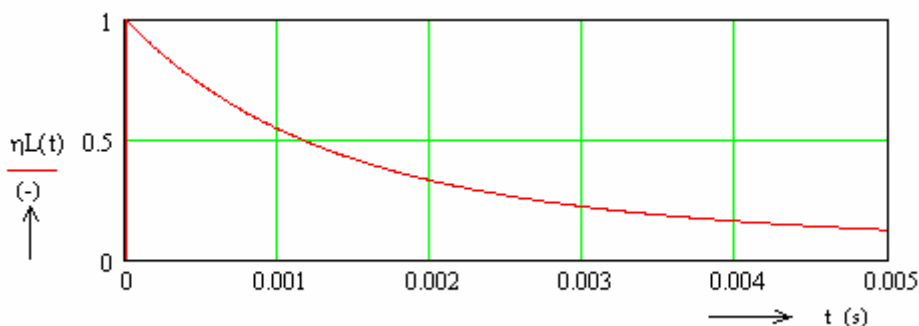
Následující časové průběhy zobrazují situaci při spínání neideálního induktoru. Z důvodu dokonalého ustálení při spínání byla doba sepnutí zvolena  $t_1 = 5 \text{ ms}$ .



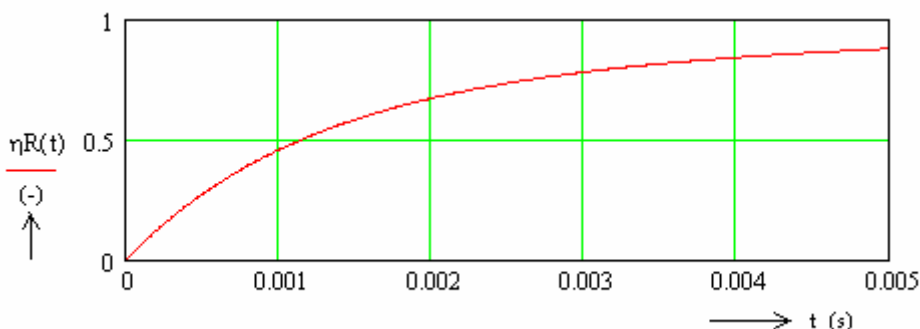
Obr. PE4.2.2.5 Časový průběh energie ztrácené v rezistoru



Obr. PE4.2.2.6 Časový průběh energie dodávané zdrojem



Obr. PE4.2.2.7 Časový průběh využití energie v induktoru



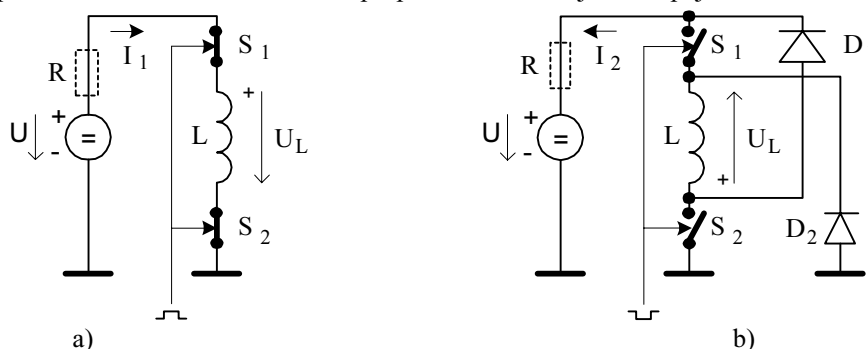
Obr. PE4.2.2.8 Časový průběh poměrné energie ztracené v rezistoru

**Poznámka**

Problém lze též chápat jako buzení neideálního induktoru neideálním spínačem, kde  $r_{on}$  spínače je zahrnut do hodnoty odporu  $R$ . Časové průběhy energií potvrdily, že energie akumulovaná v induktoru za dobu sepnutí  $t = 3\tau$  je 3x menší než v rezistoru. V okamžiku sepnutí je využití energie v induktoru téměř 100% a pomalu se zmenšuje až na konci doby sepnutí je 22%, kdežto ztráty v rezistoru na konci doby sepnutí se zvýší až na 78%. Při rozeptnutí se energie rozdělí mezi  $R$  a  $L$  rovnoměrně. Ukazuje se, že při ideálním spínači a neideálním induktoru se nedosáhne při zvoleném zapojení ani 50% energetické účinnosti.

**C) PE4.2.3 Zvýšení energetické účinnosti**

Zvýšení účinnosti spínacího obvodu lze dosáhnout např. použitím následujícího zapojení.

Obr. PE4.2.3.1 Zapojení pro zvýšení energetické účinnosti spínacího obvodu  
a) spínač sepnutý, b) spínač rozeptutý**a) stav sepnutí**

Při sepnutí spínačů  $S_1, S_2$  se induktor  $L$  nabíjí mg. energií  $W_{mg}(t_1) = \frac{1}{2} L \cdot I_m^2$ , kde  $I_m = \frac{U}{R}$ , kde  $R$  je celkový odpor v obvodu.

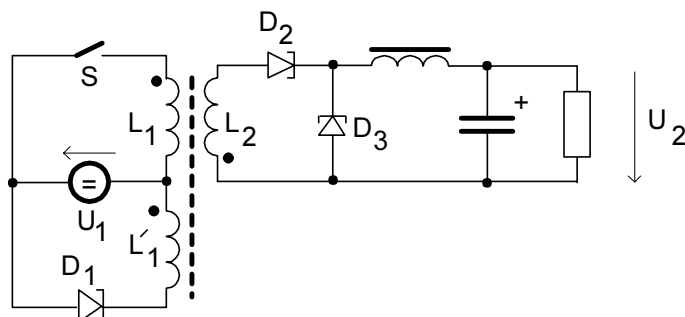
**b) stav rozeptnutí**

Při rozeptnutí indukované napětí  $U_L$  je přes  $D_1, D_2$  připojeno ke zdroji  $U$ , do něhož dodává zpět energii přepětí.  $D_1, D_2$  zajišťují, aby  $U_L \equiv U$ . Spínače  $S_1, S_2$  nejsou namáhány přepětím (viz PE4.4 Budiče spínačů).

*Poznámka*

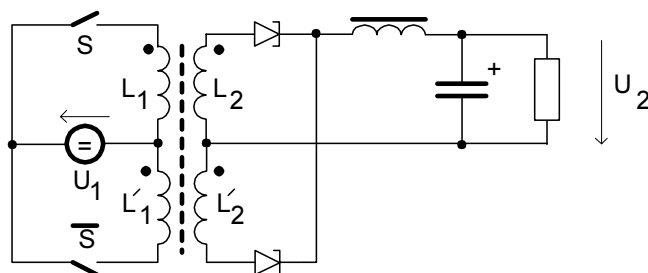
Indukčnost  $L$  může být tvořena např. statorem motorku nebo primárem transformátoru.

Dalším způsobem, jak lze zvýšit energetickou účinnost je použití dalšího (demagnetizačního) vinutí s rekuperační diodou. Při rozeptnutí spínače se energie přepětí (převýšení) z  $L_1'$  vrací do zdroje a tím zabráňuje ss. přesycení jádra mg. obvodu a zlepšuje účinnost. Jev, který při rozeptnutí spínače také zlepšuje účinnost zapojení, je transformace mg. energie v tlumivce na energii přepětí, která přes rekuperační diodu  $D_3$  dobíjí výst. kapacitor.



Obr. PE4.2.3.2 Zapojení propustného měniče s demagnetizačním vinutím a rekuperačními diodami  $D_1$ ,  $D_3$

Nejvýhodnějším způsobem, jak zvýšit účinnost a současně i výst. výkon je použití dvojčinného zapojení s paralelním napájením (push-pull) podle následujícího obr.



Obr. PE4.2.3.3 Zapojení dvojčinného měniče s paralelním napájením

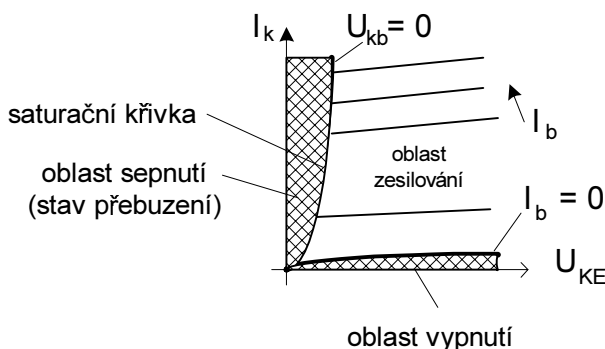
Primární i sekundární vinutí jsou symetrická, spínače jsou řízeny invertovanými signály. energii převýšení „přebírá“ vždy symetrické vinutí. Kmitočet výst. zvlnění je dvojnásobný, tzn., že je zvlnění menší. Za tuto výhodu se „platí“ větším počtem vinutí, obvodových prvků a složitějším řízením spínačů.

### PE4.3 Tranzistor jako spínač

Tranzistor je spojitě řízený polovodičový prvek, který může být použit k zesilování signálů (výkonu) nebo jako spínač. Pro vysvětlení funkce bude uvažován tranzistor bipolární, na jehož VA charakteristikách  $I_K = f(I_b, U_{KE})$  bude ukázána funkce v různých režimech a do různých zátěží.

Pro toho, komu je tato problematika notoricky známa, nechť ji laskavě přeskočí.

#### PE4.3.1 Pracovní oblasti tranzistoru



Obr. PE4.3.1.1 Pracovní oblasti bipolárního tranzistoru

Oblast zesilování je pro tranzistor pracující ve funkci spínače, oblastí přechodnou. Saturační křivka tvoří hranici mezi normálním a zvýšeným stavem nábojů v objemu báze. Tyto náboje injektuje emitor.

Při funkci tranzistoru jako spínače, jde o skokovou změnu mezi nevodivým (rozeprnutým) a vodivým (sepnutým) stavem.

D) Tab. PE4.3.1.1 Pracovní oblasti bipolárního tranzistoru

Pracovní oblast	Emitorová dioda	Kolektorová dioda	Oblast báze
Nevodivá	nevodivá	nevodivá	bez náboje
pro zesilování	vodivá	vodivá	proměnný náboj
Vodivá	vodivá	vodivá	nadbytek náboje

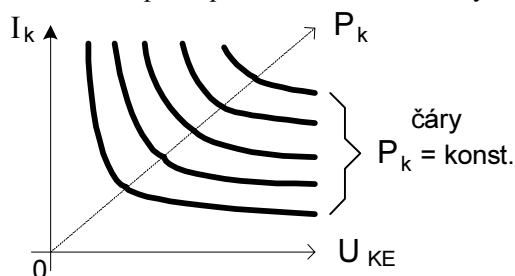
#### PE4.3.2 Tranzistor jako nedokonalý spínač

Tranzistor má ve vodivém (sepnutém) stavu zbytkové napětí dané úbytkem napětí na odporu v sepnutém stavu a v nepropustném (nevodivém) stavu jím teče zbytkový proud. Přechod mezi stavem nevodivým a vodivým trvá určitý čas.

V obou krajních stavech, tak i ve stavu přechodu vznikají na tranzistoru ztráty. Tyto ztráty se nevratně mění na Jouleho teplo, které zvyšuje teplotu přechodů a zmenšuje účinnost výsledného zařízení.

Vlastnosti a funkce tranzistoru též závisí na teplotě okolí. Proto jsou v tabulkách udávány mezní teploty přechodů, závěrné napětí a max. propustný proud.

Pro tranzistor ve funkci spínače je vedle max. napětí a proudů udávána i max. výkonová ztráta.

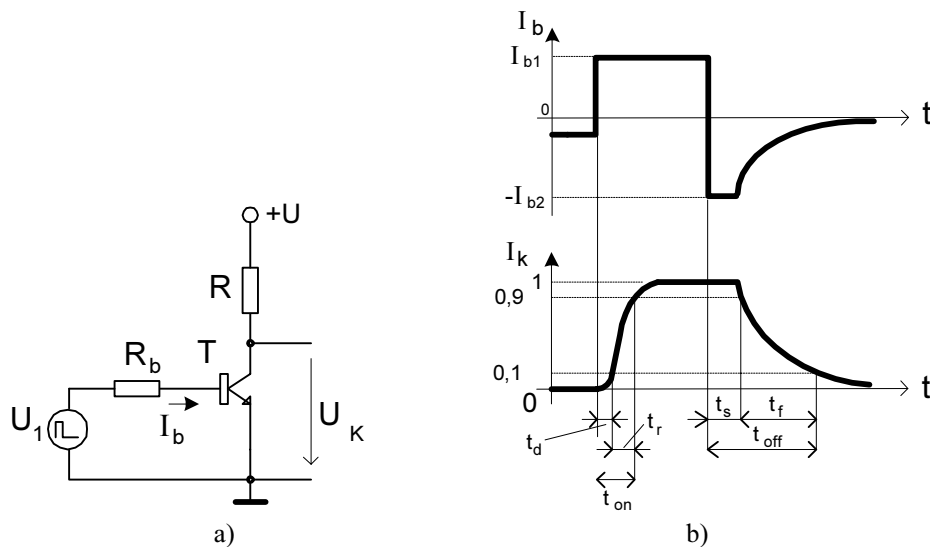


Obr. PE4.3.2.1 Čáry konstantní kolektorové ztráty tranzistoru

#### PE4.3.3 Spínací časy tranzistoru

Je zapotřebí vzít v úvahu, že u spínacích tranzistorů při skokově se měnících vstupních veličinách nedochází ke skokovému přechodu mezi vodivým a nevodivým stavem. Změny vodivosti vyžadují určitý čas, a o tento čas jsou změny vodivosti vůči vstupním změnám zpožděny.

Uvažujme tranzistor NPN jako spínač v zapojení SE. Pro jednoduchost uvažujme čistě reálnou zátěž.



Obr. PE4.3.3.1 NPN tranzistor v zapojení SE jako spínač

Vstupní napěťový zdroj do báze má v kladné polaritě úroveň  $+U_1$ , v čase vypnutí má úroveň  $-U_2$ . V čase sepnutí protéká obvodem báze proud  $I_{b1} = \frac{U_1}{R_b}$ , při vypnutí je vybíjecí proud opačného směru  $I_{b2} = \frac{-U_2}{R_b}$ .

Aby tranzistor přešel z vodivého do nevodivého stavu, se musí nejprve odvést náboj akumulovaný v objemu báze. To má za úkol vybíjecí (komutační) proud. Po spotřebování bázevého náboje klesne bázevý proud na zanedbatelnou zápornou hodnotu.

E)

F) Spínací doby

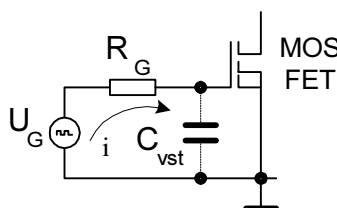
$t_d$  – doba zpoždění,  $t_r$  – doba náběhu,  $t_{on}$  – doba zapnutí,  $t_s$  – doba zotavení (saturační),  $t_f$  – doba týlu (doznívání),  $t_{off}$  – doba vypnutí. Spínací časy jsou udávány pro  $U_{KE} = konst.$

Všechny uvedené časy znamenají zpoždění kolektorového proudu vůči změnám bázevého proudu. Jsou zapříčiněny samotným tranzistorem.

G) Poznámka

Napětí mezi kolektorem a emitorem bude dále pro jednoduchost uváděno ve tvaru  $U_{KE} \equiv U_K$ . Z textu je zřejmé, že jde o zapojení SE, a tedy že jde o napětí mezi K–E. S dvojím indexem bude uvedeno v případě, kdy to nebude zcela zřejmé.

#### PE4.3.3.1 Buzení MOSFET



Obr. PE4.3.3.1.1 Obvod budicího signálu

V praxi se volí  $t_i \gg t_{on}$  a  $t_0 \gg t_{off}$ . Aby se neprodlužovaly doba náběhu a doba týlu vst. signálu, volíme  $\tau \approx \frac{1}{5} t_{on}$ ,

kde  $\tau = R_G \cdot C_{vst}$ . Náboj potřebný k nabití  $C_{vst}$  je  $Q = \int i \cdot dt = I_m \int_0^{5\tau} e^{-\frac{t}{\tau}} \cdot dt = \tau \cdot I_m$  nebo též  $Q = 2U_{DS} \cdot C_{vst}$ .

V praxi to znamená, že náboj  $Q$  je potřeba přivést do  $C_{vst}$  za dobu  $t_{on}$  a odvést za dobu  $t_{off}$ . Dosadíme do rovnosti

nábojů  $2U_{DS} \cdot C_{vst} = \frac{t_{on}}{5} \cdot I_m$ , z čehož je  $I_m = 10 \cdot \frac{U_{DS} \cdot C_{vst}}{t_{on}}$ . Odpor generátoru bude

$$R_G = 2 \frac{U_{GS}}{I_m}.$$

## H) Příklad

Ve spínacím obvodu použijeme MOSFET typu IRF 840 s parametry

$$V_{DS} = 500 \text{ V } (I_D = 250 \text{ } \mu\text{A}, V_{GS} = 0 \text{ V}), I_D = 8 \text{ A}, \pm V_{GS} = 20 \text{ V}, R_{DS(on)} \approx 0,85 \text{ } \Omega,$$

$$C_{in} = 1300 \text{ pF } (V_{GS} = 0 \text{ V}), t_r, t_f \approx 11 \text{ ns}.$$

Máme stanovit hodnotu vnitřního odporu generátoru vst. signálu.

## Řešení

Pro spínání IRF 840 volíme  $\pm V_{GS} = 10 \text{ V}$ .

Přivedený vst. náboj je  $Q = 2U_{DS} \cdot C_{vst} = 2 \cdot 10^1 \cdot 1,3 \cdot 10^{-9} = 2,6 \cdot 10^{-8} \text{ C}$ . Zvolíme  $t_{on} + t_d \approx 12 \text{ ns}$ . Max. proud

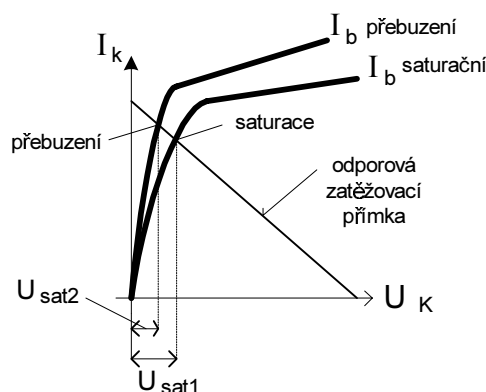
$$\text{bude } I_m = 10 \frac{U_{GS} \cdot C_{vst}}{t_{on}} = 10 \frac{10^1 \cdot 1,3 \cdot 10^{-8}}{1,2 \cdot 10^{-8}} = 10,8 \text{ A}.$$

$$\text{Odpor generátoru vst. signálu bude } R_G = 2 \frac{U_{DS}}{I_m} = 2 \frac{10^1}{10,8} = 1,85 \text{ } \Omega.$$

$$\text{Časová konstanta tedy bude } \tau = R_G \cdot C_{vst} = 1,85 \cdot 1,3 \cdot 10^{-9} = 2,4 \cdot 10^{-9} \text{ s}, \text{ což je právě } \tau \approx \frac{1}{5} t_{on}.$$

## PE4.3.4 Činitel přebuzení

Přebuzením se rozumí použití zvýšeného proudu báze, čímž dojde k překročení saturační křivky, jak ukazují obr.



Obr. PE4.3.4.1 Saturace a přebuzení tranzistoru

Stav nasycení (saturace) se dosáhne s daným zatěžovacím odporem a proudem báze, když kolektorový PN přechod přejde z nevodivého stavu do stavu vodivého, tj.  $U_{KB} = 0$ . Dalším zvýšením proudu báze tranzistor přechází tranzistor do stavu přebuzení, přičemž se zmenší zbytkové napětí  $U_{sat1} \rightarrow U_{sat2}$ . Současně s tím ale větší akumulace náboje vede k prodloužení vybíjecích časů. Přebuzení představuje přeplnění objemu báze náboji. Označuje se činitelem přebuzení  $m$

a je definováno ve tvaru  $m = H_{21E} \frac{I_{b1}}{I_{ks}}$ , kde  $H_{21E}$  je ss proudový zesílení v zapojení SE při  $U_{KB} = 0$ ,  $I_{b1}$  je skutečný proud bázi potřebný k dosažení saturačního proudu kolektoru  $I_{ks}$ .

Hodnota vybíjecího proudu je charakterizována činitelem vybití (vyprázdnění) definovaným  $k = H_{21E} \frac{I_{b2}}{I_{ks}}$ . Vybíjecí

proud je proud báze opačného směru, protékajícího bázi z vodivého do nevodivého stavu, který odvádí náboj z objemu báze. Čím větší je hodnota vybíjecího proudu  $I_{b2}$ , tím kratší budou časy  $t_s$ ,  $t_f$ .

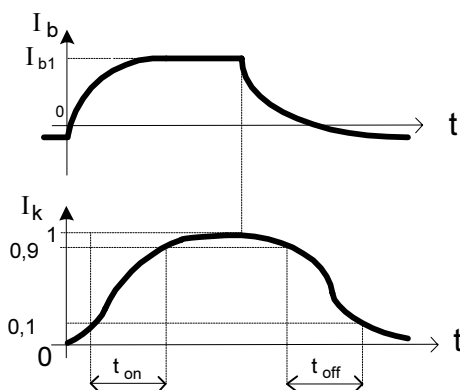
I)

J) Poznámka

Spínací časy udávají katalogové údaje spínacích tranzistorů výrobce.

## PE4.3.5 Skutečné spínací časy

Při definici spínacích časů tranzistoru se předpokládalo, že k sepnutí proudu báze dojde okamžitě. To ale ve skutečnosti není splněno, protože i k sepnutí proudu báze je zapotřebí určitého času. Jestliže tyto časy sepnutí nejsou zanedbatelné vzhledem ke spínacím časům tranzistoru, dostáváme i změny kolektorového proudu pomalejší, než udávají spínací časy tranzistoru. Situaci ukazuje následující obr.



Obr. PE4.3.5.1 Časový průběh proudu báze a kolektoru s pomalými změnami (vliv zvětšen)

Pokud se změny proudu báze způsobující přechod mezi nevodivým a vodivým stavem, namísto časů  $t_r$ ,  $t_f$  dějí pomaleji, dostáváme spínací časy  $t_{on}$ ,  $t_{off}$ , které jsou delší.

Čas  $t_{on}$  je skutečný spínací čas definovaný při spojitě změně bázevého proudu, za který se zvětší proud kolektoru z 10 % na 90 % konečné hodnoty ve vodivém stavu ( $I_{ks}$ ).

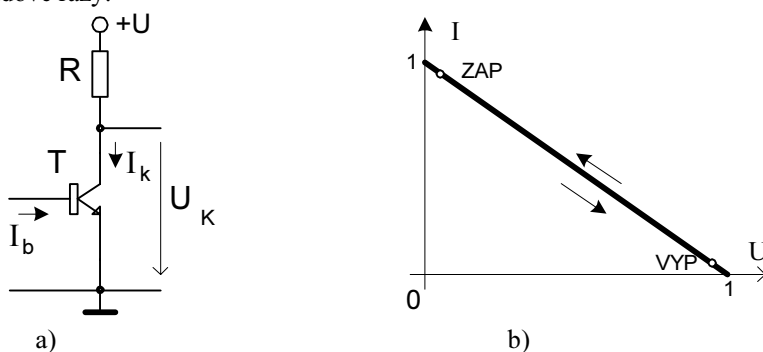
Čas  $t_{off}$  je skutečný vypínací čas definovaný při spojitě změně bázevého proudu, za který se zmenší proud kolektoru z 90 % na 10 % konečné hodnoty ve vodivém stavu.

#### K) Poznámka

Časy  $t_{on}$ ,  $t_{off}$  mají všeobecnou platnost, kdežto časy  $t_r$ ,  $t_f$  jsou pouze min. možné hodnoty, k nimž se lze přiblížit. Pro ztráty mezi nevodivým a vodivým stavem jsou důležité pouze časy skutečné  $t_{on}$ ,  $t_{off}$ .

### PE4.3.6 Tranzistor jako spínač reálné odporové zátěže

Jako reálnou zátěž uvažujeme zatěžovací obvod, který má zanedbatelné jalové složky. Při spínání reálné zátěže se nevyskytují přepětí ani proudové rázy.



Obr. PE4.3.6.1 Reálná zátěž tranzistoru a její zatěžovací přímka

Zobrazení zatěžovací přímky je normované, kde  $I = \frac{I_k}{\frac{U_b}{R}}$ ,  $U = \frac{U_K}{U_b}$ , kde  $U_b$  je napětí báze–emitor.

#### PE4.3.6.1 Ztráty spínače

Časový průběh okamžité hodnoty ztrátového výkonu je dán součinem okamžitých hodnot kolektorového proudu  $i_k$  a napětí  $u_K$ .

$$p(t) = i_k(t) \cdot u_K(t).$$

Max. hodnota výkonu nastane, když  $i_k = \frac{1}{2} I_{k \max}$ ,  $u_K = \frac{1}{2} U_{K \max} = \frac{1}{2} U$ , z čehož dostaneme při zanedbání zbytkových napětí a proudů

$$P_{k \max} = \frac{1}{4} I_{k \max} \cdot U = \frac{1}{4} \cdot \frac{U^2}{R}.$$

#### Ztrátová práce

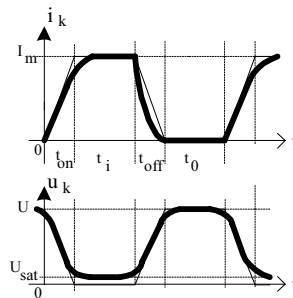
Při každém přechodu z nevodivého stavu do vodivého a naopak vzniká tzv. ztrátová práce (přepínací) definovaná jako

$$W_k = 2 \cdot P_{k \max} \cdot t_{sp},$$

kde  $t_{sp} = t_{on} = t_{off}$  představuje skutečný zapínací, příp. vypínací čas.

Střední hodnotu ztrátového výkonu lze stanovit, když délka opakovaného zapnutého stavu je menší než tepelná časová konstanta tranzistoru, což bývá většinou v praxi splněno.

Uvažujeme spínání reálné zátěže s časovými průběhy podle následujícího obr.



Obr. PE4.3.6.1.1 Spínání reálné zátěže

Nechť je doba trvání impulsu proudu  $t_i$ , doba prodlevy  $t_0$ . Pro jednoduchost budou ztráty stanovovány pro lin. aproximaci dějů sepnutí a vypnutí (časové průběhy přerušovanou čarou).

L) Ztráty při stavu rozepnutí  $W_0 = U \cdot I_0 \cdot t_0$ ,

kde  $I_0$  je proud tranzistoru při rozepnutí.

Ztráty při stavu sepnutí  $W_i = U_{sat} \cdot I_m \cdot t_i$ ,

kde  $I_m$  je max. proud při sepnutí.

M) Ztráty při spínání

Aproximovaný časový průběh proudu  $i_k(t) = k_i \cdot t = \left( \frac{I_m}{t_{on}} \right) \cdot t$ .

Aproximovaný časový průběh napětí na spínači  $u_k(t) = U - k_u \cdot t = U - \left( \frac{U}{t_{on}} \right) \cdot t$ , (aproximace přímkou).

Časový průběh okamžitého výkonu  $p(t) = u_k(t) \cdot i_k(t) = \left( U - \frac{U}{t_{on}} \cdot t \right) \cdot \left( \frac{I_m}{t_{on}} \cdot t \right)$ .

Přepínací práce spínače v době spínání

$$W(t_{on}) = \int p(t) \cdot dt = \int_0^{t_{on}} \left( \frac{U \cdot I_m}{t_{on}} \cdot t - \frac{U \cdot I_m}{t_{on}^2} \cdot t^2 \right) \cdot dt = \frac{P_m}{t_{on}} \int_0^{t_{on}} t \cdot dt - \frac{P_m}{t_{on}^2} \int_0^{t_{on}} t^2 \cdot dt = \frac{1}{2} P_m \cdot t_{on} - \frac{1}{3} P_m \cdot t_{on} = \frac{1}{6} P_m \cdot t_{on},$$

kde  $P_m = U \cdot I_m$ .

N) Ztráty při rozpínání

Analogicky jako při spínání dostaneme  $W(t_{off}) = \frac{1}{6} P_m \cdot t_{off}$ .

O) Ztráty za celou dobu periody  $T$

P)  $W(T) = W(t_{on}) + W(t_i) + W(t_{off}) + W(t_0) = \frac{1}{6} P_m \cdot t_{on} + U_{sat} \cdot I_m \cdot t_i + \frac{1}{6} P_m \cdot t_{off} + U \cdot I_0 \cdot t_0$ .

Střední přepínací výkon spínače

Udává se při periodické činnosti spínače, např. když spínač pracuje s kmitočtem přepínání  $f = \frac{1}{T}$ . Po dosazení

$$P_s = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) \cdot dt = \frac{W(T)}{T} = W(T) \cdot f.$$

Příklad

Nechť je  $U = 100$  V,  $R = 100 \Omega$ ,  $t_{on} = t_{off} = 10 \mu s$ ,  $t_i = 30 \mu s$ ,  $t_0 = 50 \mu s$ ,  $U_{sat} = 1$  V,  $I_0 = 10^{-3}$  A,  $f = 15$  kHz.

Stanovíme  $I_m = \frac{U}{R} = \frac{100}{100} = 1$  A,  $P_m = U \cdot I_m = 100 \cdot 1 = 100$  W.

Celkové ztráty spínače jsou



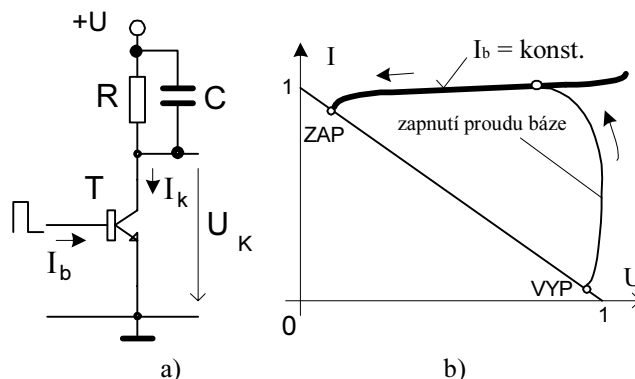
$$\begin{aligned}
 W(T) &= \frac{1}{6} P_m \cdot t_{on} + U_{sat} \cdot I_m \cdot t_i + \frac{1}{6} P_m \cdot t_{off} + U \cdot I_0 \cdot t_0 = \\
 &= \frac{1}{6} \cdot 10^2 \cdot 10^{-5} + 1 \cdot 1 \cdot 3 \cdot 10^{-5} + \frac{1}{6} \cdot 10^2 \cdot 1 \cdot 10^{-5} + 10^2 \cdot 10^{-3} \cdot 5 \cdot 10^{-5} = 3,7 \cdot 10^{-4} \text{ W.s}
 \end{aligned}$$

Střední přepínací výkon spínače je  $P_s = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) \cdot dt = W(T) \cdot f = 3,7 \cdot 10^{-4} \cdot 1,5 \cdot 10^4 = 5,6 \text{ W}$ .

Tento výkon je potřeba ze spínače odvést.

#### PE4.3.7 Tranzistor jako spínač kapacitní zátěže

Kapacitní zátěž se bude rozumět paralelní spojení kapacitoru a rezistoru, přičemž časová konstanta tohoto obvodu je větší, než spínací časy tranzistoru. Jestliže je časová konstanta RC obvodu  $\tau_C = R \cdot C \geq t_{on}$ , dochází k proudovým rázům.



Obr. PE4.3.7.1 Kapacitní zátěž tranzistoru a její zatěžovací přímka (při sepnutí)

Po zapnutí proudu báze proud kolektoru se zvětšuje za malého poklesu napětí  $U_K$ . Zvětšování kolektorového proudu se ukončí na křivce  $I_b = konst.$ . Dále se mění  $I_k$ ,  $U_K$  příslušně s proudem báze až do koncového bodu, odpovídající zapnutí tranzistoru. Toto platí pouze za předpokladu, že tranzistor je řízen konstantním proudem báze.

Q)

R) *Proces sepnutí*

Na počátku po připojení proudu do báze málo nabitý kapacitor způsobuje, že celé napětí zdroje  $+U$  se objeví mezi kolektorem a emitorem. Současně se zvětšuje proud kolektoru podle buzení tranzistoru.

S) *Poznámka*

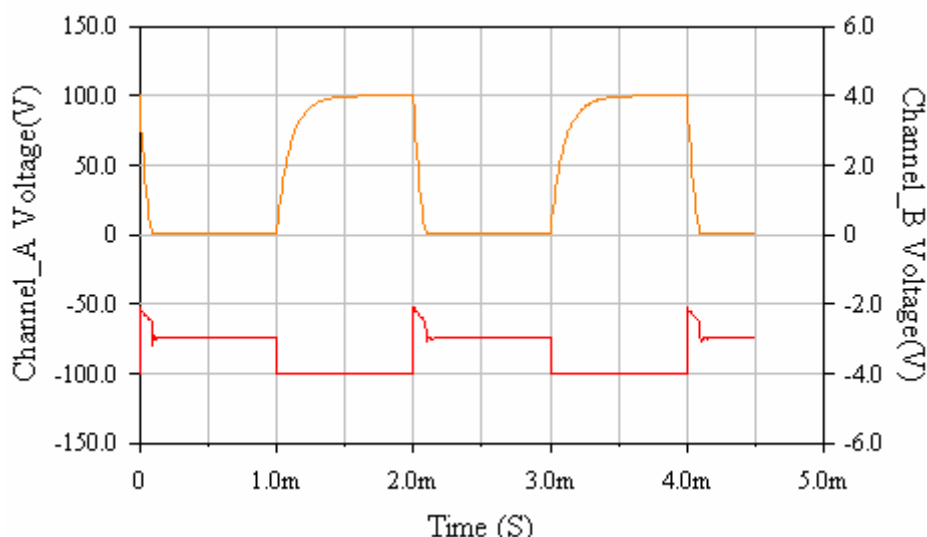
Bez omezení bázevého proudu by se proud kolektoru zvětšil tak, že by odpovídal podílu napájecího napětí a vnitřního odporu napájecího zdroje  $\left( I_{k \max} = \frac{U}{R_i} \right)$  (proudový ráz).

Za předpokladu, že platí  $I_b = konst.$ , bude náběh proudu  $I_k$  daný náběhovým časem tranzistoru. Náběh  $I_k$  skončí na křivce  $I_b = konst.$ . Tím je omezen nabíjecí proud kapacitoru. Poté bude  $I_k$  klesat v závislosti na el. časové konstantě RC až do prac. bodu udávající sepnutí tranzistoru.

Maximum ztrátového výkonu bude na konci času  $t_{on}$ . Jeho hodnota bude

$$P_{k \max} = \frac{U^2}{R},$$

což se rovná spínanému výkonu. Vztah je dán tím, že po dobu náběhu je na kolektoru plné napájecí napětí.



Obr. PE4.3.7.2 Spínání RC zátěže pro  $U = 100\text{ V}$ ,  $R = 100\ \Omega$ ,  $C = 1\ \mu\text{F}$ ,  $f = 500\text{ Hz}$

Kanál A: Časový průběh napětí kolektoru (horní průběh)

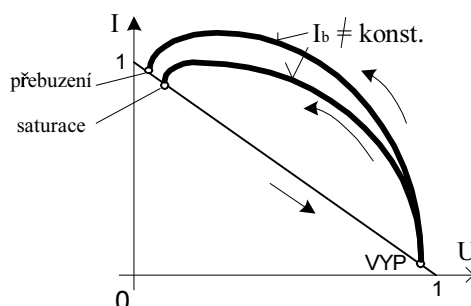
Kanál B: Časový průběh proudu kolektoru (spodní průběh)

T) Poznámka

Při sepnutí tranzistoru s RC zátěží na počátku časového průběhu proudu kolektoru je vidět náběhový proud kapacitoru. Aby tomu tak nebylo, používá se tzv. plynulé buzení báze.

U) Plynulé buzení tranzistoru

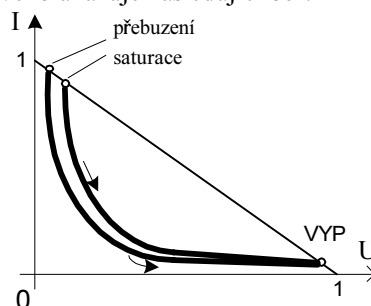
Spínání tranzistoru se skokovým proudem báze lze realizovat pouze s malým přebuzením. To vede na větší saturační napětí a tím i větší výkonovou ztrátu v čase sepnutí. Aby se tyto ztráty zmenšily volí se tzv. *plynulé buzení*. Stav přebuzení se provede až po proběhnutí zapínacího jevu. Plynulým buzením dochází k postupnému přechodu výstupních charakteristik  $I_k = f(U_k)$ , jak je ukázáno na obr.



Obr. PE4.3.7.3 Spínání tranzistoru s plynulým buzením

#### PE4.3.7.1 Zavírání tranzistoru s kapacitní zátěží

Přechod z vodivého stavu do stavu nevodivého ukazuje následující obr.

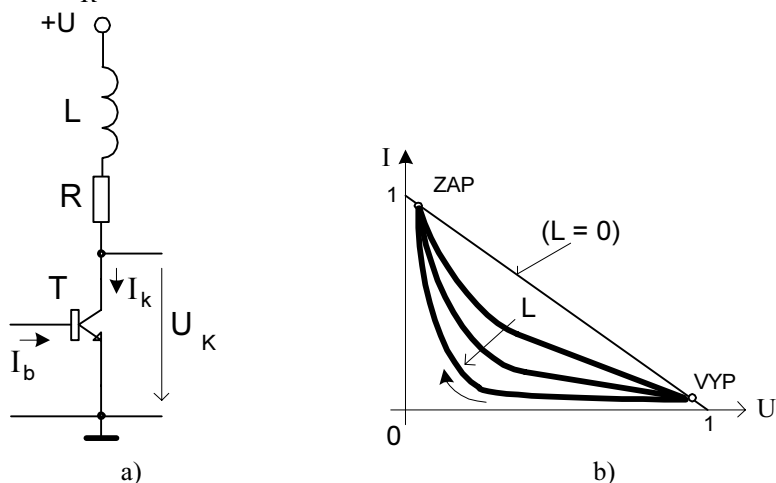


Obr. PE4.3.7.1.1 Rozpínání tranzistoru s plynulým buzením

Čas přechodu z vodivého do nevodivého stavu bude dán časovou konstantou RC zátěže. Časová konstanta, která je větší než spínací časy tranzistoru v tomto případě působí příznivě. Napětí  $U_k$  se zvětší, až po zmenšení proudu kolektoru, což ve svém důsledku vede na zmenšení ztrátového výkonu při vypínání (zavírání, rozpínání).

**PE4.3.8 Tranzistor jako spínač indukční zátěže**

Za indukční zátěží bude považováno sériové spojení induktoru a rezistoru, přičemž el. časová konstanta je větší, než spínací čas tranzistoru, tj.  $\tau_L = \frac{L}{R} > t_{on}$ .

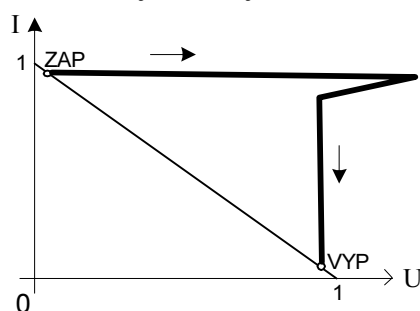


Obr. PE4.3.8.1 Indukční zátěž tranzistoru a její zatěžovací přímka při spínání

Při indukční zátěži je ztrátový výkon při spínání velmi malý. Zvětšování kolektorového proudu totiž nastává, až po zmenšení napětí  $U_K$ . Křivka spínání je téměř totožná s hyperbolou  $P_k = konst$ . Vzestup kolektorového proudu je dán indukčností zátěže L.

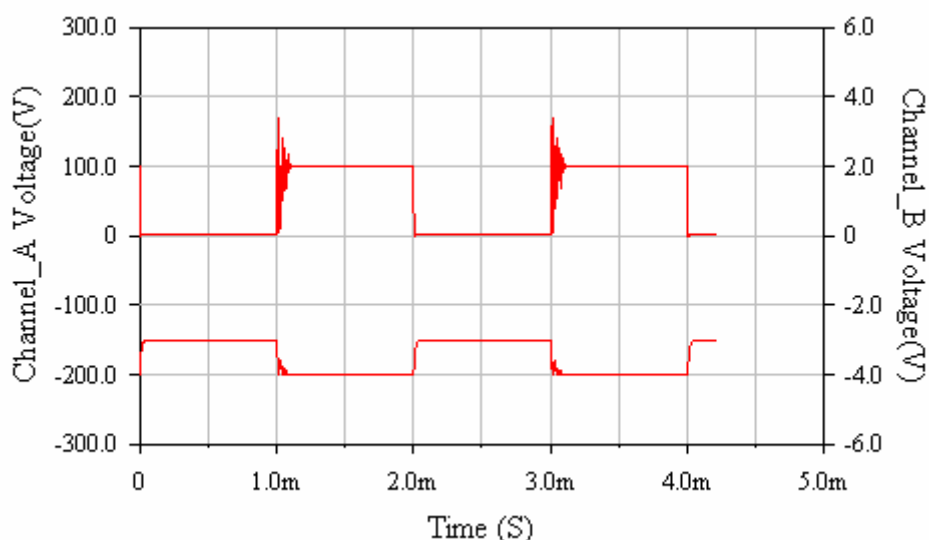
**PE4.3.8.1 Zavírání tranzistoru s indukční zátěží**

Přechod z vodivého stavu do stavu nevodivého ukazuje následující obr.



Obr. PE4.3.8.1.1 Rozpínání tranzistoru s indukční zátěží

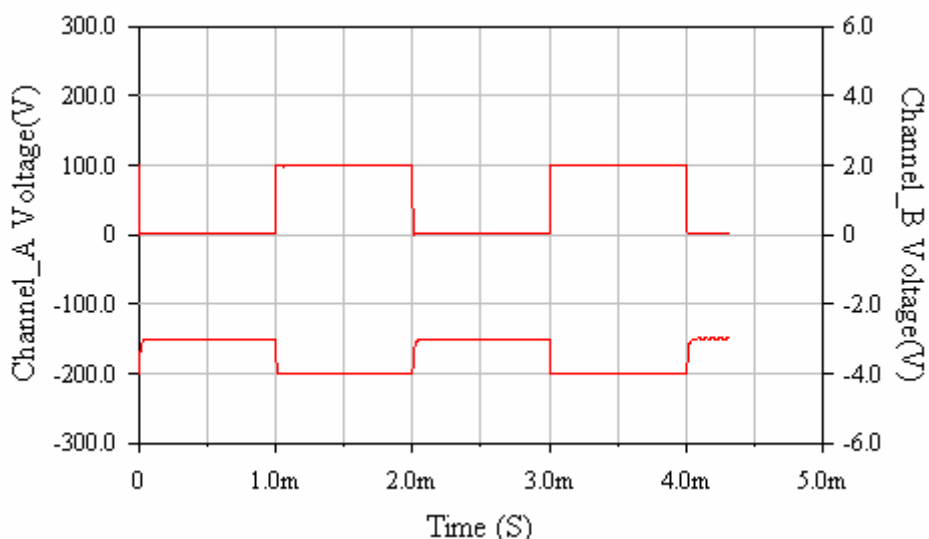
Při přechodu z vodivého stavu do nevodivého se indukčnost v zátěži projevuje velmi nevýhodně a to tím více, čím je větší poměr časové konstanty k času rozeptnutí, tj.  $\left(\frac{\tau_L}{t_{off}}\right)$ , kde  $\tau_L = \frac{L}{R}$ . Již při relativně malých poměrech vznikají vlivem elektromagnetické indukce na indukčnosti přepětí (vliv zanikajícího mg. pole).



Obr. PE4.3.8.1.2 Spínání a rozpínání RL zátěže pro  $U = 100\text{ V}$ ,  $R = 100\ \Omega$ ,  $L = 1\text{ mH}$ ,  $I_m = 1\text{ A}$ ,  $f = 500\text{ Hz}$

*Kanál A: Časový průběh napětí kolektoru (horní průběh)*

*Kanál B: Časový průběh proudu kolektoru (spodní průběh)*



Obr. PE4.3.8.1.3 Spínání a rozpínání RL zátěže pro  $U = 100\text{ V}$ ,  $R = 100\ \Omega$ ,  $L = 1\text{ mH}$ ,  $I_m = 1\text{ A}$ ,  $f = 500\text{ Hz}$

*Kanál A: Časový průběh napětí kolektoru (horní průběh)*

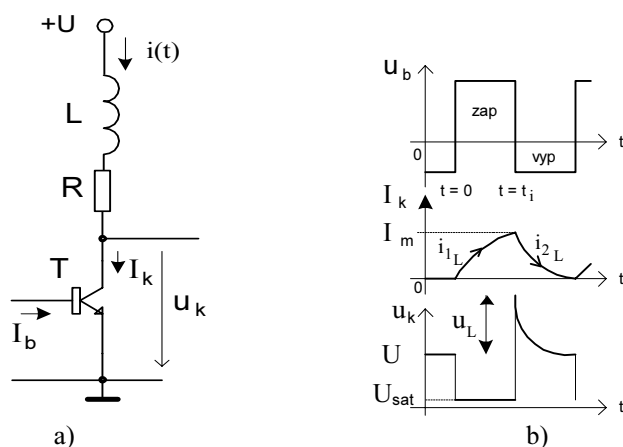
*Kanál B: Časový průběh proudu kolektoru (spodní průběh)*

Obr. PE4.3.8.1.2 znázorňuje časové průběhy bez diody, obr. PE4.3.8.1.3 s paralelní diodou k RL zátěži. Tvar časových průběhů závisí též na zpoždění spínacího tranzistoru.

Při rozpínání vlivem sériového odporu je tranzistor namáhán max. ztrátovým výkonem  $P_{k\max} = \frac{U^2}{R}$ , který je ještě navýšen přepětím. To se pak zmenšuje po dobu rozpínání. Indukované přepětí může ohrozit jak spínač, tak i napájecí zdroj. Velikost přepětí je proto potřeba omezit. Odstranění překmitu i parazitního kmitání lze nejjednodušeji dosáhnout paralelně připojenou diodou v závěrném směru k induktoru. Připojením diody se přepětí odstraní. Energie přepětí se částečně nevratně změní na Jouleho teplo v rezistoru  $R$  a  $D$ , část el. energie se vyzáří. Další možnosti zmenšení přepětí jsou naznačeny dále.

#### PE4.3.9 Jednoduchý spínací obvod

Následující obr. uvádí zapojení jednoduchého spínacího obvodu. Je sledován děj při přepínání a jev přepětí. Je ukázán vliv ochrany proti přepětí. Jsou uvažovány doby spínání a rozpínání  $t_{on}, t_{off} \rightarrow 0$ .



Obr. PE4.3.9.1 Jednoduchý spínací obvod (bez zátěže)

Odpor  $R$  je složen z odporu vinutí, odporu ochranného a odporu spínacího tranzistoru v sepnutém stavu  $r_{on}$ . Např. z Přílohy PE4.2 – Buzení induktoru vyplývá pro stavy sepnutí a rozepnutí.

#### Stav sepnutí

Pro časovou závislost kolektorového proudu (též proudu induktorem) lze psát

$$i_L(t) = \frac{U}{R} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) = I_m \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right).$$

Aby kolektorový proud byl roven proud maximálnímu, je vhodné volit dobu sepnutí  $t_1 = 3\tau$ , kdy nabývá 95 % z max. hodnoty nebo  $t_1 = 5\tau$ , kdy nabývá více než 99 % z max. hodnoty  $I_m$ .

V sepnutém stavu se pouze část energie odebrané z napájecího zdroje o napětí  $U$  akumuluje v mg. poli induktoru. Max.

hodnoty nabude na konci doby sepnutí, kdy  $W_L = \frac{1}{2} L \cdot I_m^2$ . Po dosazení za  $I_m = \frac{U}{R}$  dostaneme  $W_L = \frac{1}{2} \tau \cdot P_m$ , kde

$$\tau = \frac{L}{R}, \quad P_m = \frac{U^2}{R}.$$

Energie spotřebovaná v rezistoru je (viz Příloha PE4.2 – Buzení induktoru) dána vztahem

$$W_R = \int u_R \cdot i \cdot dt = R \int_0^{t_1} i_L^2 \cdot dt = P_m \cdot \left[ t_1 - 2\tau \left(1 - e^{-\frac{t_1}{\tau}}\right) + \frac{\tau}{2} \left(1 - e^{-\frac{2t_1}{\tau}}\right) \right].$$

Pro  $t_1 = 3\tau$  dostaneme, že  $W_R \approx \frac{3}{2} \tau \cdot P_m$ , a pro  $t_1 = 5\tau$  pak  $W_R \approx \frac{7}{2} \tau \cdot P_m$ .

V obou případech jde o skutečnost, že v reálném odporu obvodu bude ztracena podstatná část odebrané energie ze zdroje.

Energie dodaná zdrojem při sepnutí je

$$W = \int U \cdot i(t) \cdot dt = \frac{U^2}{R} \int_0^{t_1} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) \cdot dt = P_m \cdot \left[ t_1 - \tau \cdot \left(1 - e^{-\frac{t_1}{\tau}}\right) \right].$$

Pro  $t_1 = 3\tau$  dostaneme pro energii dodanou zdrojem

$$W \approx P_m \cdot (3\tau - \tau) \approx 2\tau \cdot P_m.$$

Pro  $t_1 = 5\tau$  dostaneme již pro energii dodanou zdrojem

$$W \approx P_m \cdot (5\tau - \tau) \approx 4\tau \cdot P_m$$

Energie ztracená v rezistoru při sepnutí a pro dobu sepnutí  $t_1 = 3\tau$  je 3x větší než se akumuluje v induktoru. Ze zákona

o zachování energie lze psát  $W = W_L + W_R$ . Po dosazení dostaneme  $2\tau \cdot P_m = \frac{1}{2} \tau \cdot P_m + \frac{3}{2} \tau \cdot P_m$ .

Energie ztracená v rezistoru při sepnutí a pro dobu sepnutí  $t_1 = 5\tau$  je již 7x větší než se akumuluje v induktoru. Ze

zákona o zachování energie lze psát  $W = W_L + W_R$ . Po dosazení dostaneme  $4\tau \cdot P_m = \frac{1}{2} \tau \cdot P_m + \frac{7}{2} \tau \cdot P_m$ .

*Poznámka*

Z předchozího vyplývá, že množství energie dodané zdrojem při sepnutí, se zvětšuje s dobou sepnutí, což je zřejmé. Čím je delší doba sepnutí, tím více energie se ztratí v odporu spínacího obvodu, přičemž hodnota energie akumulované v induktoru se po dosažení max. proudu již nezvětšuje. Naopak při nevhodném návrhu mg. obvodu (přesycení) induktoru může docházet ke zmenšení indukčnosti a tím ke zmenšení hodnoty  $W_L$ .

*Stav rozeznutí*

Časový průběh kolektorového proudu při rozeznutí je dán vztahem  $i_2(t) = I_m \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}$ , tzn., že se exponenciálně zmenšuje z max. hodnoty  $I_m$  na nulovou hodnotu.

- V) V reálném obvodu stav rozeznutí nenastává okamžitě, nýbrž se tranzistor ze stavu vodivého do nevodivého dostává až po určité době  $t_{off} > 0$ . Pro vyjádření přepětí lze vyjít z Faradyova indukčního zákona. Indukované napětí na induktoru naprázdno je

$$u_L = L \cdot \frac{\Delta i_k}{\Delta t} \approx L \cdot \left( \frac{I_m}{t_{off}} \right) = \left( \frac{L}{R} \right) \cdot \frac{U}{t_{off}} = \left( \frac{\tau}{t_{off}} \right) \cdot U.$$

Ze vztahu je vidět, že velikost indukovaného přepětí je přímo úměrné el. časové konstantě  $\tau$  RL obvodu, napájecímu napětí  $U$  a je nepřímo úměrné době vypnutí  $t_{off}$ . Celkové napětí na spínači se vlivem přepětí  $u_L$  zvětší na hodnotu

$$U_m = \left( 1 + \frac{\tau}{t_{off}} \right) \cdot U.$$

Toto napětí namáhá přechody spínacího tranzistoru v nevodivém stavu.

Energie přepětí je obsažena v max. hodnotě energie mg. pole akumulované v induktoru  $W_L$ . Střední výkon přepětí je

$$P_s = \frac{1}{T} \int_0^T p \cdot dt = \frac{1}{T} \cdot W_L = W_L \cdot f.$$

*W) Příklad*

Nechť je  $U = 10 \text{ V}$ ,  $R = 100 \Omega$ ,  $L = 100 \text{ mH}$ ,  $I_m = 0,1 \text{ A}$ ,  $t_{on} = t_{off} = 10 \mu\text{s}$ ,  $f = 15 \text{ kHz}$ .

Napětí indukované na induktoru naprázdno  $u_L = \left( \frac{\tau_L}{t_{off}} \right) \cdot U = \frac{10^{-3}}{10^{-5}} \cdot 10 = 1000 \text{ V}$ .

Max. napětí na spínacím tranzistoru  $U_m = \left( 1 + \frac{\tau}{t_{off}} \right) \cdot U = \left( 1 + \frac{10^{-5}}{10^{-5}} \right) \cdot 10^2 \approx 1000 \text{ V}$ .

Energie akumulovaná v induktoru  $W_L = \frac{1}{2} \cdot \tau \cdot P_m = \frac{1}{2} \cdot 10^{-3} \cdot 1 = 5 \cdot 10^{-4} \text{ W.s}$ .

Střední hodnota výkonu přepětí pro kmitočet přepínání  $f = 15 \text{ kHz}$  bude

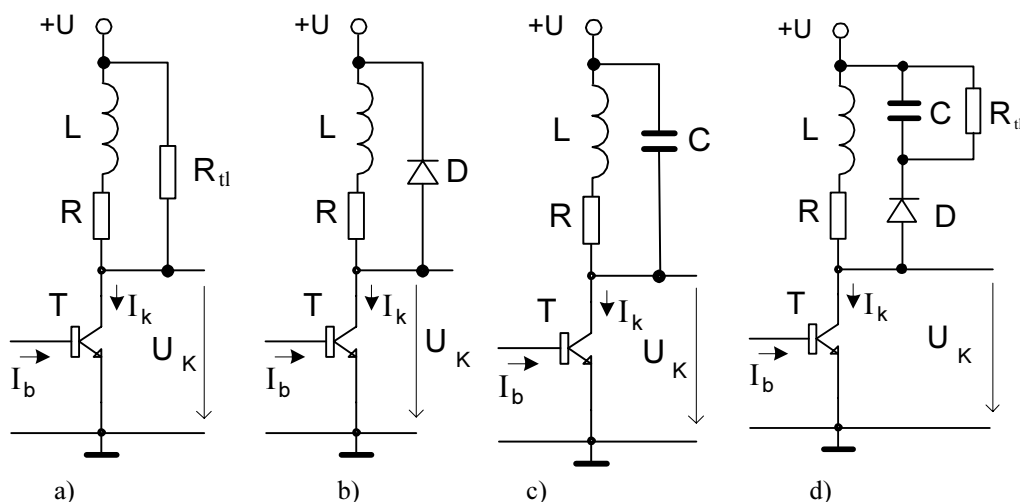
$$P_s = W_L \cdot f = 5 \cdot 10^{-4} \cdot 1,5 \cdot 10^4 = 7,5 \text{ W}.$$

Tuto energii (výkon) je nutno ze spínače odvést, případně zužitkovat.

**PE4.3.10 Způsoby omezení přepětí u spínačů s induktivní zátěží**

Základní myšlenkou je otevření náhradní cesty pro vzniklé přepětí. V technické praxi jsou běžně užívány následující způsoby

1. tlumicím rezistorem zapojeným paralelně k reálné indukčnosti,
2. paralelní diodou v závěrném směru,
3. s paralelním kapacitorem
4. diodou v sérii s kapacitorem paralelně s rezistorem



Obr. PE4.3.10.1 Zapojení pro omezení přepětí u spínačů s induktivní zátěží

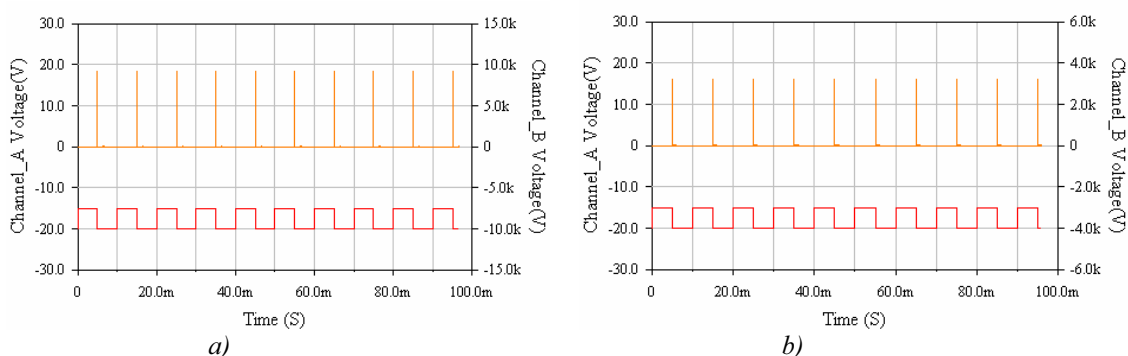
- Při paralelním zapojení tlumivého rezistoru se dosáhne zmenšení činitele jakosti  $RL$  obvodu a současně se též zmenší časová konstanta, v obou případech se zmenší přepětí, což je žádoucí.
- Paralelním připojením diody v závěrném směru se dosáhne při vypnutí jejího otevření. Tím se uzavře vodivá cesta proudu přes rezistor. Proud bude protékat dotud, dokud se část energie  $mg.$  pole induktoru nezmění v rezistoru na Jouleho teplo.
- Paralelním připojením kapacitoru se při rozepnutí tranzistoru přes  $R-L$  uzavře cesta proudu, který nabíjí kapacitor. Tím dochází k přeměně energie  $mg.$  pole na energii  $el.$  pole. Ta se nakonec přemění v rezistoru na Jouleho teplo. Velikost kapacitoru volíme tak, aby ve spojení s  $R-L$  obvodem byl obvod  $RLC$  v aperiodickém režimu, tj. aby platilo  $\left(C \geq \frac{4L}{R^2}\right)$ .
- Sério-paralelní kombinací  $D-RC$  se při rozpojení energie  $mg.$  pole induktoru převede na energii elektrického pole kapacitoru. Ta se pak vybije v tlumivém rezistoru a přemění nevratně na Jouleho teplo. Při periodickém spínání je potřeba zajistit, aby se kapacitor stačil přes rezistory vždy vybit.

X) *Poznámka*

Ve všech případech dochází převážně k přeměně energie  $mg.$  pole induktoru na Jouleho teplo v rezistoru. Dochází přitom ke zmenšení přepětí, ale na úkor zvětšení ztrát. Tyto ztráty jsou ale mimo vlastní tranzistor, takže ho neohrožují, pouze snižují účinnost spínacího obvodu.

**PE4.3.10.1 Časové průběhy přepětí u spínačů**

Uvažujme případ s parametry:  $U = 10 \text{ V}$ ,  $L = 100 \text{ mH}$ ,  $f = 100 \text{ Hz}$ . Spodní posunuté časové průběhy ukazují vst. budicí signál (kanál A), horní časové průběhy (kanál B) představují průběhy na kolektoru spínacího tranzistoru.

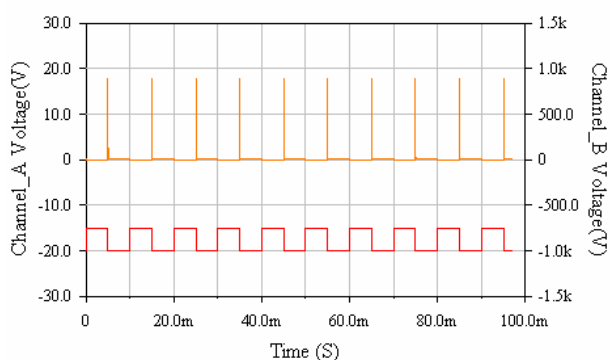


Obr. PE4.3.10.1.1 Zapojení reálné induktivní zátěže bez ochranných prvků,

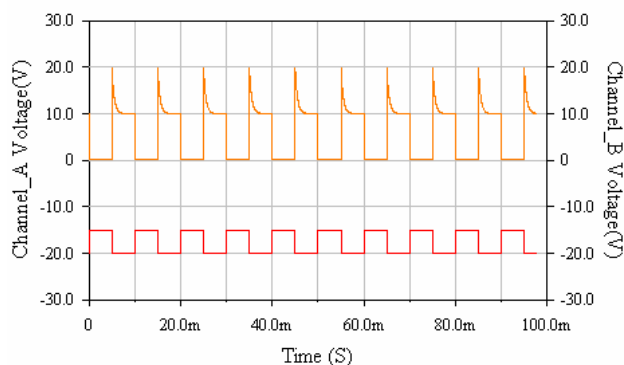
a) pro  $L = 100 \text{ mH}$ ,  $R = 1 \Omega$ , b) pro  $L = 100 \text{ mH}$ ,  $R = 100 \Omega$

Indukované přepětíové impulzy při rozepnutí tranzistoru jsou dány vztahem  $U_m \equiv U_{k \max} = \left[1 + \left(\frac{L}{R}\right) \cdot \frac{1}{t_{\text{off}}}\right] \cdot U$ .

a) Reálná induktivní zátěž s ochranou paralelním odporem



a)



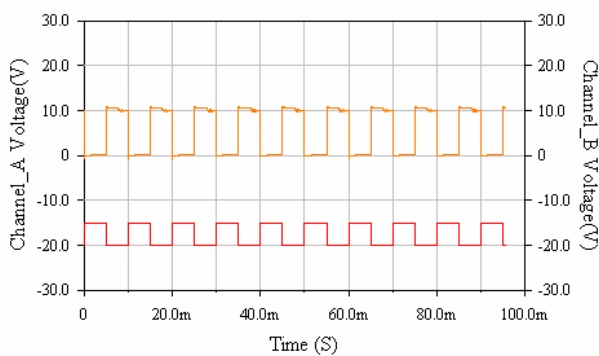
b)

Obr. PE4.3.10.1.2 Zapojení reálné induktivní zátěže s paralelním odporem,

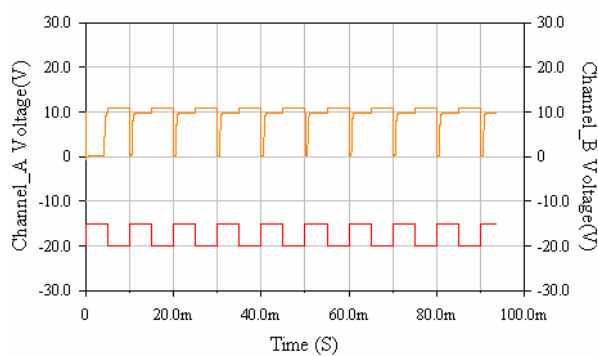
a) pro  $L = 100 \text{ mH} + R = 100 \Omega$ ,  $R_p = 10 \text{ k}\Omega$ , b) pro  $L = 100 \text{ mH} + R = 100 \Omega$ ,  $R_p = 100 \Omega$

Z grafů je vidět, že pro paralelní odpor  $R_p = 100 \Omega$  je napětí na spínači  $U_{k\max} \approx 2U$ .

b) Reálná induktivní zátěž s ochranou paralelní diodou



a)



b)

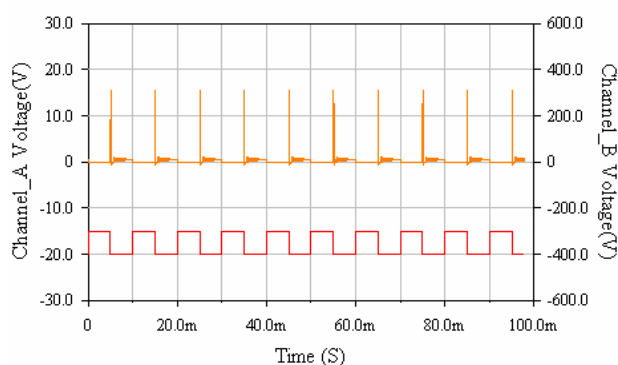
Obr. PE4.3.10.1.3 Zapojení reálné induktivní zátěže s paralelní diodou,

a) pro  $L = 100 \text{ mH} + R = 100 \Omega$ ,  $\tau = 10^{-3} \text{ s}$ , b) pro  $L = 100 \text{ mH} + R = 1 \Omega$ ,  $\tau = 10^{-1} \text{ s}$

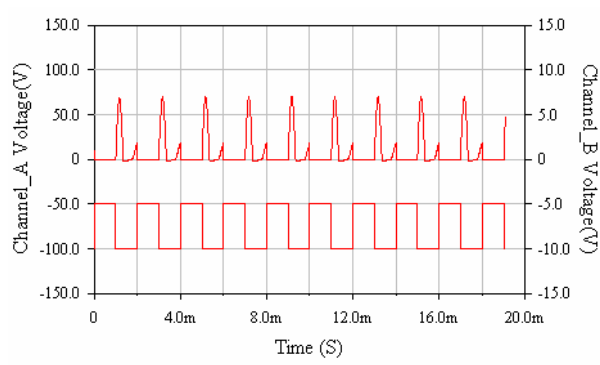
Z grafů je vidět, že se zvětšujícím se poměrem  $k = \frac{\tau}{T}$ , kde  $\tau = \frac{L}{R}$ , dochází již k porušení správné funkce spínače.

Ukazuje to též na nedostatečné otevření spínacího tranzistoru.

c) Reálná induktivní zátěž s ochranou paralelním kapacitorem



a)



b)

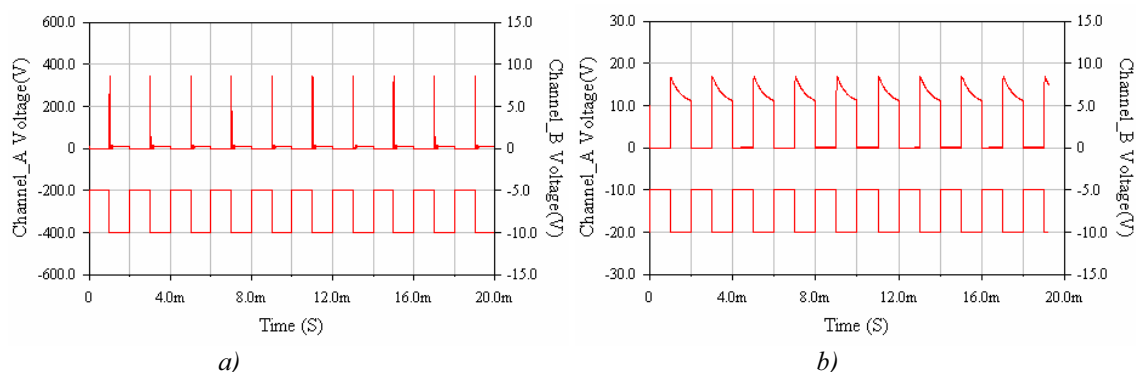
Obr. PE4.3.10.1.4 Zapojení reálné induktivní zátěže s paralelním kapacitorem,

a) pro  $L = 100 \text{ mH} + R = 100 \Omega$ ,  $C = 1 \text{ nF}$ , b) pro  $L = 100 \text{ mH} + R = 100 \Omega$ ,  $C = 100 \text{ nF}$

S rostoucí hodnotou kapacity se překmitý sice zmenšují, ale zvětšuje se délka překmitu.

d) Reálná induktivní zátěž s ochranou sério-paralelní kombinací D-RC





a) **Obr. PE4.3.10.1.5 Zapojení reálné indukční zátěže s kombinací D-RC,**  
 a) pro  $L = 100 \text{ mH} + R = 100 \Omega$ ,  $RC = 10 \text{ k}\Omega + 1 \text{ nF}$ ,  
 b) pro  $L = 100 \text{ mH} + R = 100 \Omega$ ,  $RC = 100 \Omega + 100 \text{ nF}$

Při spínání indukční zátěže pracovní bod prochází křivkou podobnou hyperbole  $P_k = konst.$  (viz PE4.3.8) To je výhodné z hlediska konstantních ztrát ve spínači.

Energeticky výhodný způsob přechodu též po křivce podobné hyperbole ze stavu vodivého do stavu nevodivého umožňuje kapacitní zátěž (viz PE4.3.7). Spojení obou výhodných možností dovoluje zátěž v kombinaci LR+ D-RC (Obr. PE4.3.10.1d). Paralelně připojená dioda připojuje kapacitní zátěž při rozpojení spínacího tranzistoru.

#### Poznámka

Aby bylo možno zjistit chování zapojení podle obr. 4.3.10.1 při spínání, byly vlivy přepětí pouze simulovány na PC.

#### Y) PE4.3.11 Odrušení

V případě, že *všechna* akumulovaná energie se nestačí přeměnit na Jouleho teplo, část elektromagnetické energie se vyzáří (viz přílohu PE5.1 – Přenos elektromagnetické energie).

Tím může docházet k rušení a narušení správné funkce el. obvodů. Aby se nežádoucím rušením zabránilo, je potřeba pro

energii nahromaděnou v mg. poli induktoru  $\left( W_L = \frac{1}{2} LI^2 \right)$  nalézt jinou, paralelní cestu, což je principem odrušení.

Odrušením se bude rozumět potlačení vlivu rušivých signálů.

- a) aktivní odrušení – jsou taková opatření, které odstraňují *příčiny* rušení u jeho zdroje,
- b) pasivní odrušení – odstraňují *následky* rušení, např. snížením citlivosti el. obvodů, příp. jejich zpomalením nebo stíněním.

#### Z) Poznámka

Způsoby omezení přepětí spadají do aktivního odrušení. V současné době se ukázal jako velice vhodným prvkem varistor, transil, trisil, TAZ diody a zenerky (viz kap. 8.2 – Omezovače přepětí).

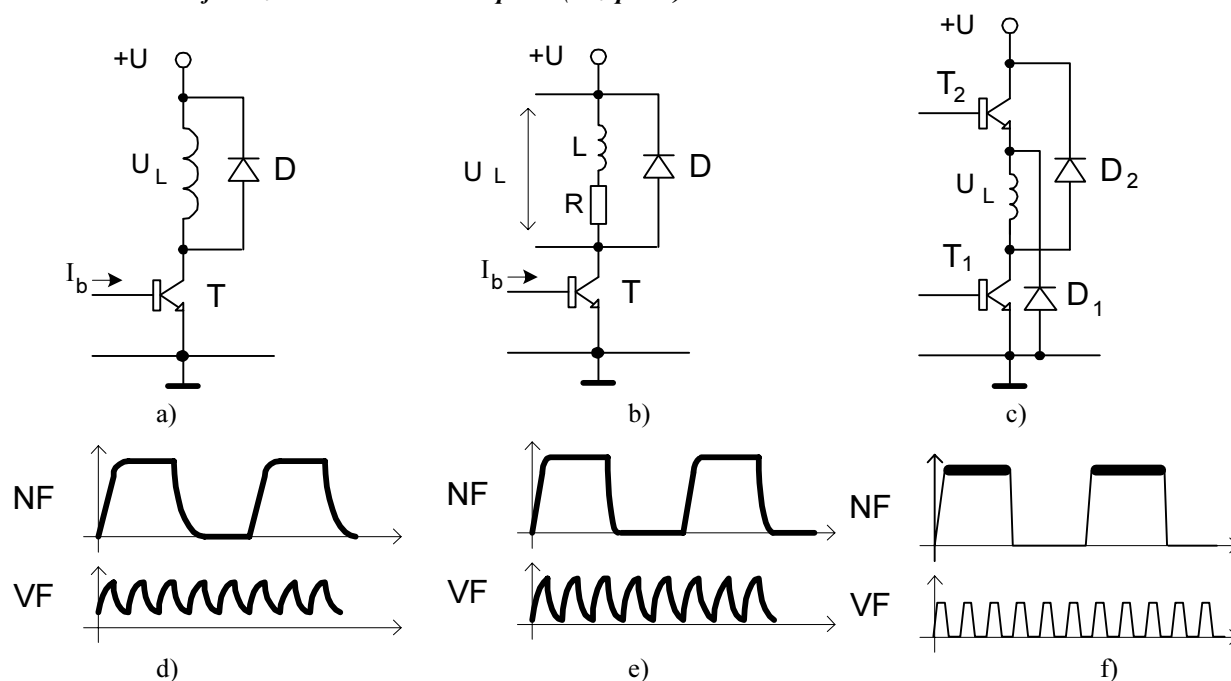
Při periodickém spínání již hraje důležitou úlohu způsob buzení spínacího tranzistoru, zvláště, jedná-li se o vysoké rychlosti srovnatelné se spínacími časy tranzistoru (viz přílohu PE4.4 – Budiče spínačů).

## PE4.4 Budiče spínačů

AA)

BB) PE4.4.1 Jednoduché budiče

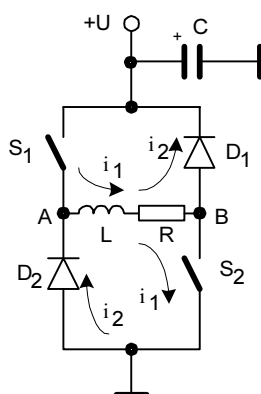
CC) *Mnohý z elektrotechniků se domnívá, že užitím kvalitních spínacích tranzistorů se dosáhne kvalitních výsledků. Na dalším obr. lze ukázat, že pouhá aplikace kvalitního tranzistoru není ještě zárukou kvalitního sepnutí (rozepnutí).*



Obr. PE4.4.1.1 Zapojení budičů a časové průběhy na zátěži pro nízké a vysoké kmitočty spínání

V případě a) je časový průběh napětí na indukční zátěži nepříznivě ovlivňován časovou konstantou  $\left(\tau = \frac{L}{r}\right)$ , kde  $r$  je odpor vinutí (není zakreslen). V případě b) jsou časové průběhy příznivější, protože je časová konstanta zmenšena na  $\tau = \frac{L}{r+R}$ , kdy se volí  $R \in (5-10)r$ . Tento způsob má ale větší ztráty Jouleho teplem. V případě c) jsou překmity omezeny připojením indukovaného napětí ( $U_L$ ) diodami  $D_1, D_2$  k napětí napájecího zdroje ( $+U$ ).

Nejzajímavějším případem je c), proto si provedeme jeho rozbor. Označme si ho jako typ 2S-2D, dva spínače, dvě diody.



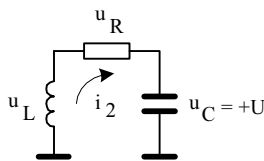
Obr. PE4.4.1.2 Zapojení budiče typu 2S-2D

Spínače  $S_1, S_2$  spínají současně. Při jejich sepnutí protéká induktivitou  $L$  proud  $i_1$  s časovou závislostí

$$i_1(t) = I_m \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) \approx \left(\frac{U}{L}\right) \cdot t,$$

kde  $I_m = \frac{U}{R}$ ,  $\tau = \frac{L}{R}$ . Proud indukčnosti roste od nulové hodnoty až na max. hodnotu  $I_m$  (platí za předpokladu, že doba sepnutí  $t_1 > 3\tau$ ).

Při vypnutí spínačů vlivem akumulované energie v mg. poli  $L$  se indukuje napětí  $u_L$ , které se přes diody  $D_1, D_2$  připne ke kapacitoru  $C_1$  a dobíjí ho proudem označeným jako  $i_2$ . Jeho časový průběh lze stanovit podle následujícího obr.



Obr. PE4.4.1.3 Zapojení budiče typu 2S-2D při rozpojených spínačích

Chování obvodu podle obr. si určíme dosazením za  $u_L = L \cdot \frac{di}{dt}$ ,  $u_R = R \cdot i$ ,  $u_C = \frac{1}{C} \int i \cdot dt$ . Z 2. Kirchhoffova zákona lze psát  $u_L + u_R + u_C = 0$ . Po dosazení a úpravě dostaneme  $\frac{d^2 i}{dt^2} + \frac{1}{\tau} \frac{di}{dt} + \frac{1}{LC} \cdot i = 0$ . Konkrétní chování, tj. časový průběh

lze stanovit podle toho, jaký bude diskriminant kořene charakteristické rovnice  $\alpha_{1,2} = \left(-\frac{R}{2L}\right) \pm \sqrt{\left(-\frac{R}{2L}\right)^2 - \frac{1}{LC}}$ .

*Poznámka*

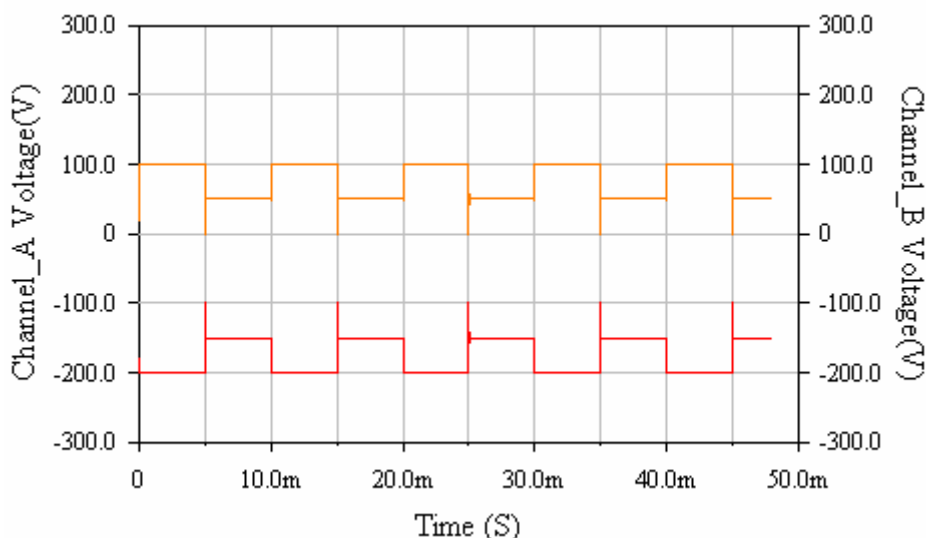
Diskriminant je výraz pod odmocninou.

*Příklad*

Nechť je  $U = 100$  V,  $L = 1$  mH,  $R = 1000$   $\Omega$ ,  $C = 100$   $\mu$ F,  $f = 100$  Hz.

Po dosazení dostaneme  $D = \sqrt{\left(-\frac{R}{2L}\right)^2 - \frac{1}{LC}} = \sqrt{\left(-\frac{10^3}{2 \cdot 10^{-3}}\right)^2 - \frac{1}{10^{-3} \cdot 10^{-4}}} = \sqrt{\frac{1}{4} \cdot 10^{10} - 10^7} > 0$ .

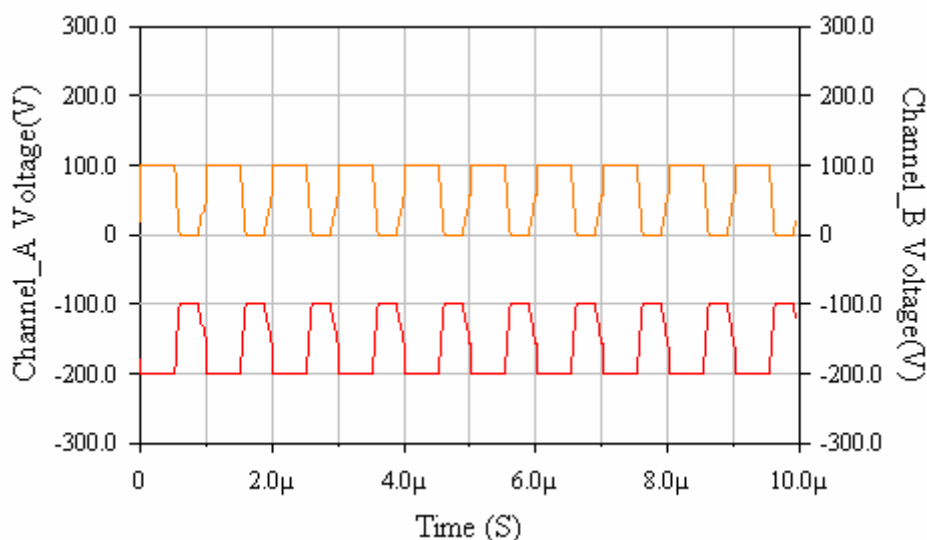
V tomto případě půjde o aperiodický děj bez kmitání, jak to ukazuje následující graf.



Obr. PE4.4.1.4 Časové průběhy na vývodech induktoru  $L$   
pro  $U = 100$  V,  $L = 1$  mH,  $R = 1000$   $\Omega$ ,  $C = 100$   $\mu$ F,  $f = 100$  Hz

Kanál A: časový průběh na vývodu A (horní průběh),  
Kanál B: časový průběh na vývodu B (spodní průběh posunutý o -200 V)

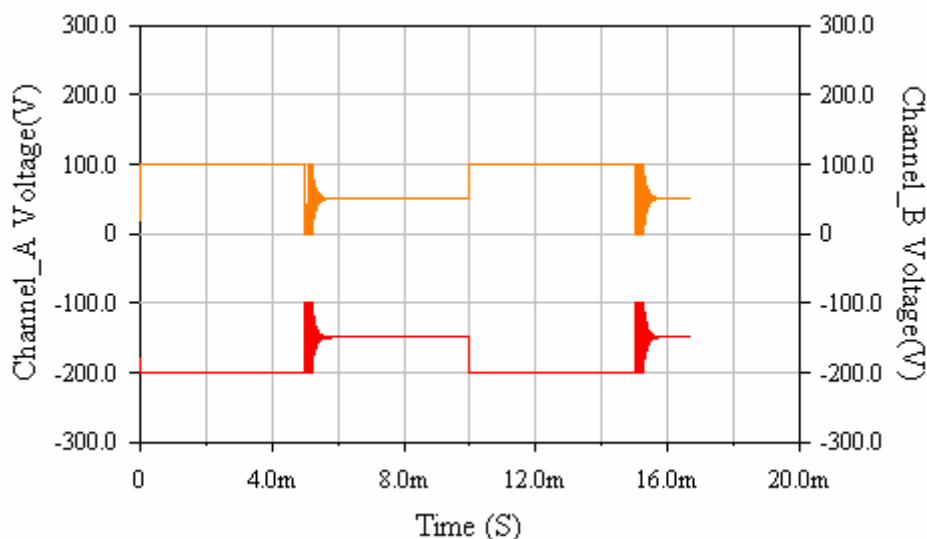
Časové průběhy na vývodech induktoru při kmitočtu spínání  $f = 100$  Hz a daných obvodových parametrech. Zvětšováním sériového odporu  $R$  se zmenšuje el. časová konstanta obvodu  $\tau = \frac{L}{R}$ , (dochází ke zvětšování jmenovatele). Tento způsob dovoluje sice zvětšovat kmitočet spínání, ale na účet zvětšování Jouleho ztrát, což není nejvhodnější.



Obr. PE4.4.1.5 Časové průběhy na vývodech induktoru  $L$   
 pro  $U = 100 \text{ V}$ ,  $L = 1 \text{ mH}$ ,  $R = 1000 \Omega$ ,  $C = 100 \mu\text{F}$ ,  $f = 1 \text{ MHz}$

Kanál A: časový průběh na vývodu A (horní průběh),  
 Kanál B: časový průběh na vývodu B (spodní průběh posunutý o  $-200 \text{ V}$ )

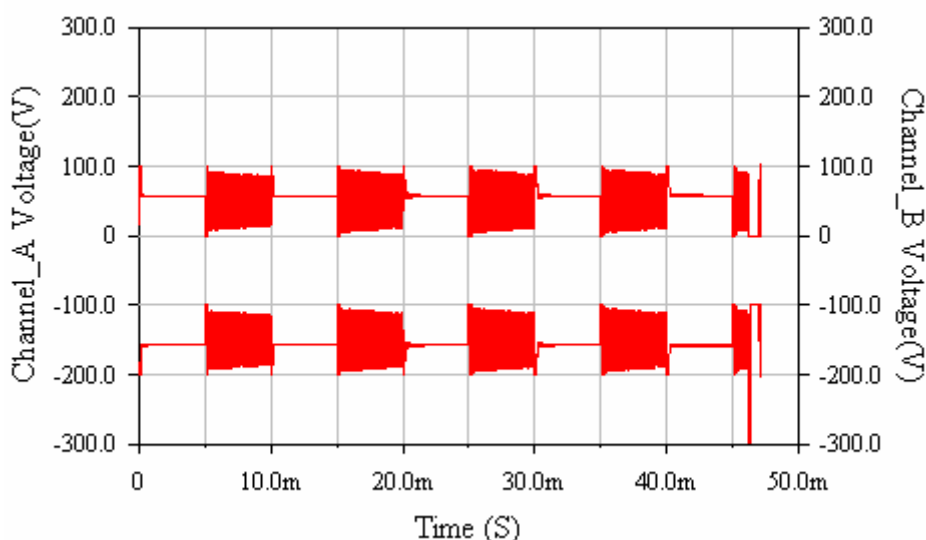
Časové průběhy na vývodech induktoru při kmitočtu spínání  $f = 1 \text{ MHz}$  a daných obvodových parametrech. Tvar časových průběhů je též dán dostatečným buzením spínacích tranzistorů. Použity byly NPN typu BD139.



Obr. PE4.4.1.6 Časové průběhy na vývodech induktoru  $L$   
 pro  $U = 100 \text{ V}$ ,  $L = 10 \text{ mH}$ ,  $R = 100 \Omega$ ,  $C = 100 \mu\text{F}$ ,  $f = 100 \text{ Hz}$

Kanál A: časový průběh na vývodu A (horní průběh),  
 Kanál B: časový průběh na vývodu B (spodní průběh posunutý o  $-200 \text{ V}$ )

Všimněme si, že v tomto případě tlumené kmity nastávají při stavu rozpínání, ale vlivem diod jsou průběhy bez překmitů.



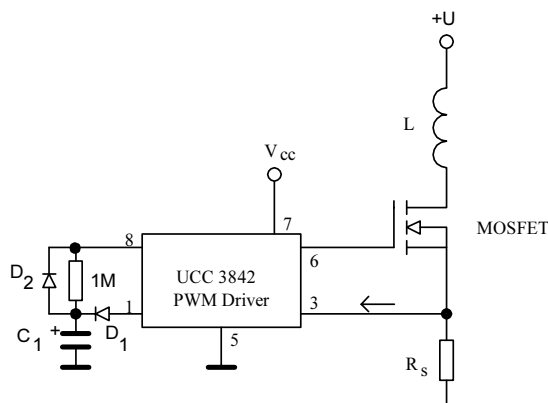
Obr. PE4.4.1.7 Časové průběhy na vývodech induktoru  $L$   
 pro  $U = 100\text{ V}$ ,  $L = 10\text{ mH}$ ,  $R = 10\ \Omega$ ,  $C = 100\ \mu\text{F}$ ,  $f = 100\text{ Hz}$

Kanál A: časový průběh na vývodu A (horní průběh),  
 Kanál B: časový průběh na vývodu B (spodní průběh posunutý o  $-200\text{ V}$ )

Dalším zmenšením ztrátového odporu je kmitání výraznější, ale stále vlivem diod je bez překmitů. Vlivem tlumených kmitů je již ale činnost spínání narušena. Pro správnou činnost při různých pracovních podmínkách se vyrábí budiče v integrovaném provedení, jak se o nich zmiňují následující kapitoly.

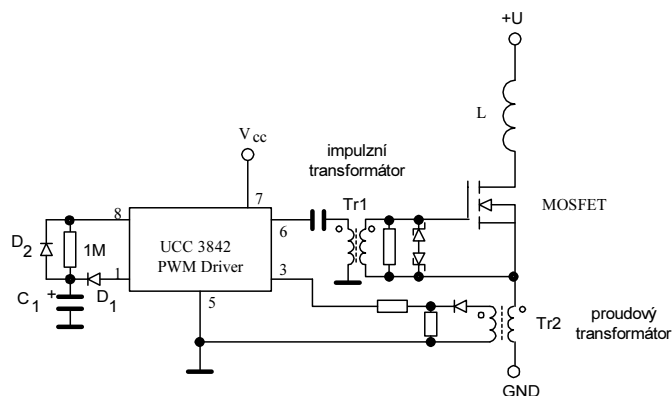
#### PE4.4.2 Buzení PWM komparátorem ([www.st.com](http://www.st.com))

a) s galvanickým připojením spínače



Obr. PE4.4.2.1 Zapojení PWM komparátoru s galvanickým připojením spínače

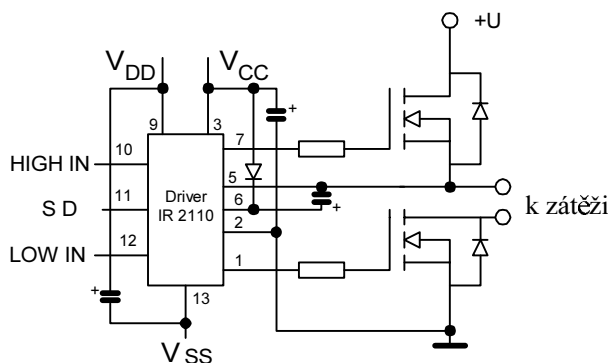
b) s galvanickým oddělením spínače



Obr. PE4.4.2.2 Zapojení PWM komparátoru s galvanickým oddělením spínače

**DD) PE4.4.3 Driver pro rychlé MOSFET a IGBT**

a) s galvanickým připojením spínače – vhodný pro MOSFET polomosty



Obr. PE4.4.3.1 Rychlý budič bez galvanického oddělení

Driver fy International Rectifier typu IR2110 s parametry:

 $V_{OFFSET} = 500 \text{ V}$ ,  $I_0 + / - = 2 \text{ A} / 2 \text{ A}$ ,  $V_{OUT} = 10 - 20 \text{ V}$ ,  $t_{on/off} = 120 / 94 \text{ ns}$ ,  $dV_s/dt = 50 \text{ V/ns}$ , Delay Matching = 10 ns .

Driver IR2110 patří mezi nejjednodušší a tím nejlevnější typy. Demonstruje stávající možnosti buzení rychlých MOSFET.

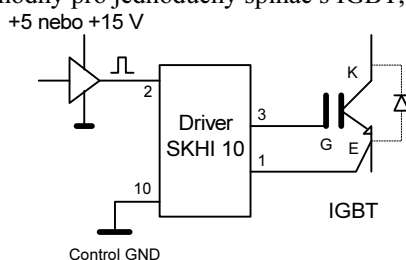
*Poznámka*

Delay Matching je časová prodleva mezi rozepnutím „horního“ MOSFET a sepnutím „dolního“ MOSFET. Zamezuje současnému sepnutí obou MOSFET a tím jejich zničení.

Pro buzení vysokonapěťových tranzistorů typu IGBT se používají následující typy driverů.

**PE4.4.4 Driver pro výkonové IGBT ([www.alldatasheet.com](http://www.alldatasheet.com))**

s galvanickým oddělením spínače – vhodný pro jednoduchý spínač s IGBT, s paralelními IGBT nebo pro polomosty



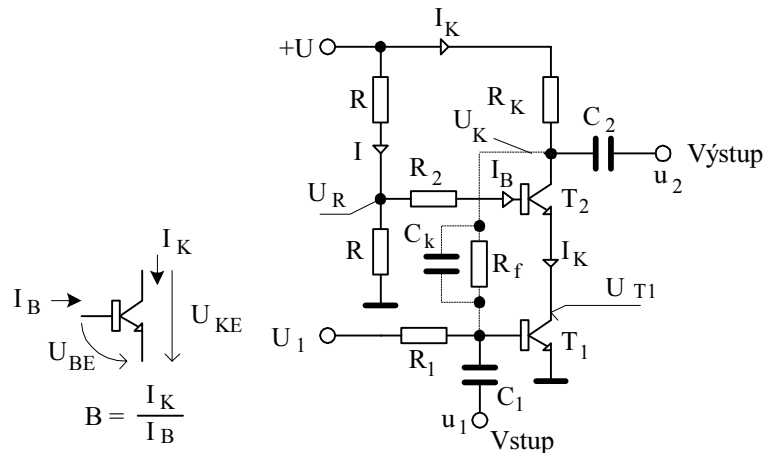
Obr. PE4.4.4.1 Rychlý budič IGBT s galvanickým oddělením

Drivery řady SKHI 10 jsou navrženy na DPS  $124 \times 66 \text{ mm}$ . Jsou opatřeny vstupním a výstupním konektorem. Obvody vstupu a výstupu jsou galv. odděleny feritovými transformátory s imunitou  $75 \text{ kV}/\mu\text{s}$  s izolací  $4 \text{ kV}$ . Umožňují připojení CMOS logiky  $15 \text{ V}$  i logiky HCMOS  $5 \text{ V}$ . Dovolují připojení k modulům SK-IGBT  $1200 \text{ V}$  a SK-IGBT  $1700 \text{ V}$ .*Poznámka*Více např. viz Vorel, P., Patočka, M.: Budiče výkonových tranzistorů MOSFET a IGBT, ([www.elektrorevue.cz/](http://www.elektrorevue.cz/))

### PE4.5 Řetězová zapojení tranzistorů

Nemáme-li k dispozici tranzistory s dostatečným závěrným napětím a potřebujeme je zvětšit na několikanásobek, je zde možnost použít tzv. *řetězové zapojení*.

#### PE4.5.1 Řetězové zapojení s bipolárními tranzistory



Obr. P.4.5.1.1 Zesilovač s řetězovým zapojením 2 tranzistorů

Předpokládejme, že nemáme k dispozici tranzistory s požadovaným závěrným napětím  $U_{KE}$ , ale pouze s poloviční hodnotou. Použijeme tedy zapojení se dvěma tzv. *složkovými* tranzistory. Uvažujeme tranzistory bipolární. Dále pro jednoduchost předpokládejme, že oba tranzistory mají shodné el. parametry, což lze výběrem dosáhnout.

EE) *Orientační výpočet zesilovače podle předchozího obr.*

Ss pracovní body jsou nastaveny do tř. A. Vzhledem k vyšším obvodovým napětím, budeme uvažovat, že  $U_{BE} \rightarrow 0$ .

Proudové zesílení pro ss režim v zapojení SE necht' je  $B = \frac{I_K}{I_B} \gg 1$ . Bude tedy platit, že  $I_E = I_K$ .

Vyjdeme z hodnoty napájecího napětí  $+U$ . Zvolíme si typ tranzistoru s parametry  $U_{KE}$ ,  $B$ .

Zvolíme napětí  $U_K = \frac{1}{2}(+U)$ ,  $U_R \approx U_K$  a napětí  $U_{T1} = \frac{1}{2}U_K$ . Určíme si  $I_B = \frac{I_K}{B}$ . Zvolíme proud děličem  $I \geq I_B$ .

Určíme hodnoty odporů  $R_K = \frac{+U}{2I_K}$ ,  $R = \frac{+U}{2 \cdot I}$  a  $R_1 = \frac{U_1}{I_B}$ . Hodnota odporu  $R_2 = \frac{U_R - U_{T1}}{I_B}$ . Určíme si ještě zesílení

napětí, které je přibližně dáno vztahem  $A_U = -\frac{U_2}{U_1} \approx \frac{\Delta I_K \cdot R_K}{U_1} = S \cdot R_K = \frac{\Delta I_K \cdot R_K}{\Delta I_B \cdot r_{BE}} = \frac{B}{r_{BE}} \cdot R_K$ . Tím je orientační výpočet ukončen.

FF) *Příklad*

Zvolme si Si NPN tranzistor BD135 s proudovým zesílením  $B = 100$ . Klidový proud kolektoru zvolme  $I_K = 10 \text{ mA}$ .

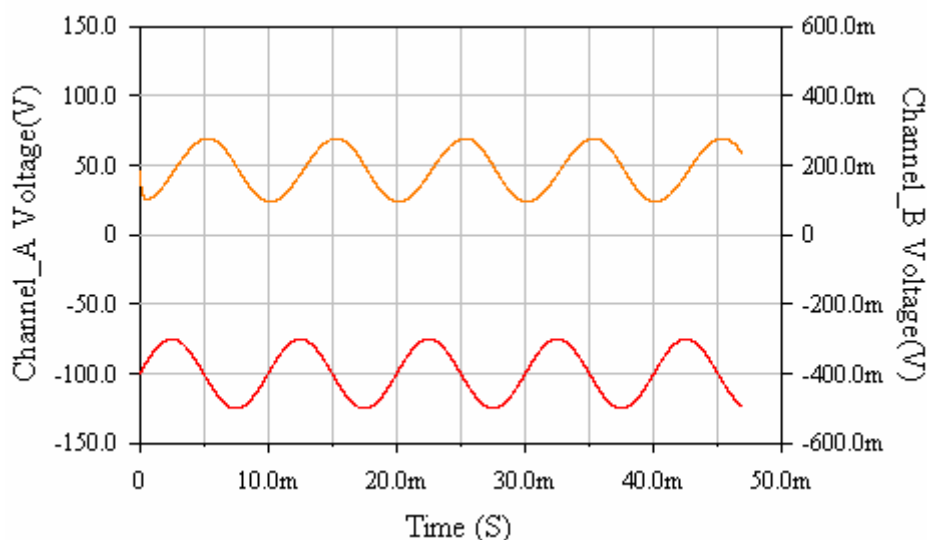
Napájecí napětí necht' je  $+U = 100 \text{ V}$ ,  $U_1 = 1 \text{ V}$ . Proud děličem necht' je  $I = 10^{-3} \text{ A}$ .

Hodnota vst. odporu BD135 je v mezích  $r_{BE} \in (10^2 \div 10^4) \Omega$  podle proudu  $I_K$ .

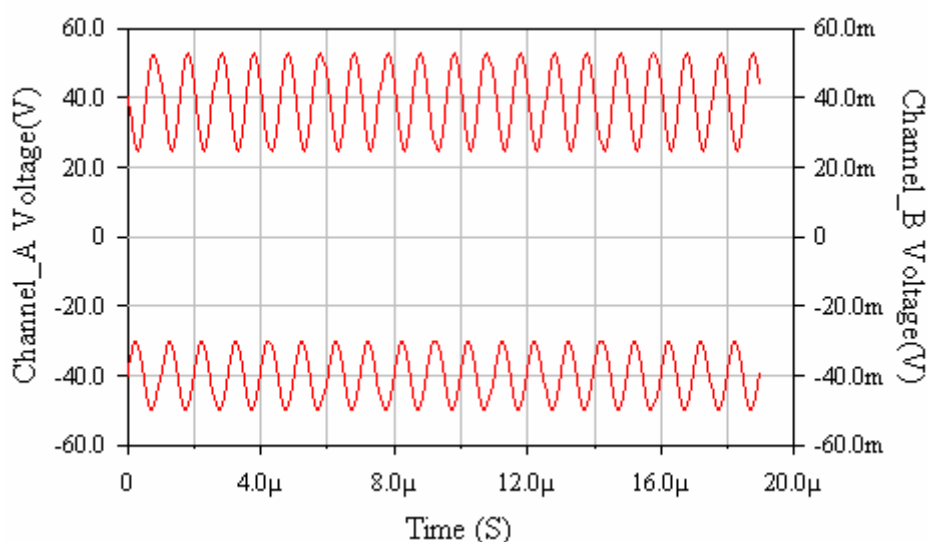
Klidový proud báze bude  $I_B = \frac{10^{-2}}{10^2} = 10^{-4} \text{ A}$ . Hodnota odporu  $R_1 = \frac{U_1}{I_B} = \frac{1}{10^{-4}} = 10^4 \Omega$ . Další hodnoty odporů jsou

$$R = \frac{+U}{2I} = \frac{10^2}{2 \cdot 10^{-3}} = 5 \cdot 10^4 \Omega, R_2 = \frac{U_R - U_{T1}}{I_B} = \frac{50 - 25}{10^{-4}} = 2,5 \cdot 10^5 \Omega, R_K = \frac{+U}{2I_K} = \frac{10^2}{2 \cdot 10^{-2}} = 5 \cdot 10^3 \Omega.$$

Máme stanoveny všechny potřebné hodnoty prvků. Sestavíme si zapojení zesilovače a zjistíme jeho parametry. Pracovní bod lze jemně dostavit velikostí ss napětí  $U_1$ .

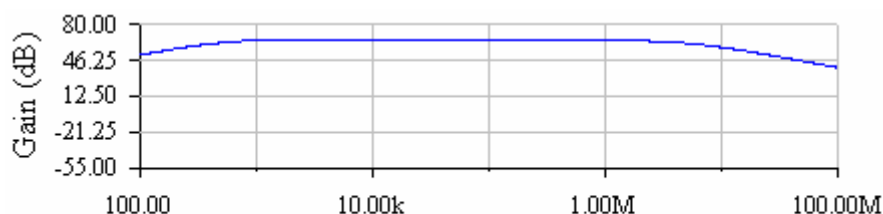


Obr. P.4.5.1.2 Časové průběhy střídavého signálu pro  $f = 100 \text{ Hz}$ ,  
 Kanál A: Výstupní signál je bez oddělovacího kapacitoru (horní průběh),  
 Kanál B: Vstupní signál 100 mV (posunutý o  $-400 \text{ mV}$ )



Obr. P.4.5.1.3 Časové průběhy střídavého signálu pro  $f = 1 \text{ MHz}$ ,  
 Kanál A: Výstupní signál (horní průběh posunutý o 40 V), Kanál B: Vstupní signál 10 mV (posunutý o  $-40 \text{ mV}$ )

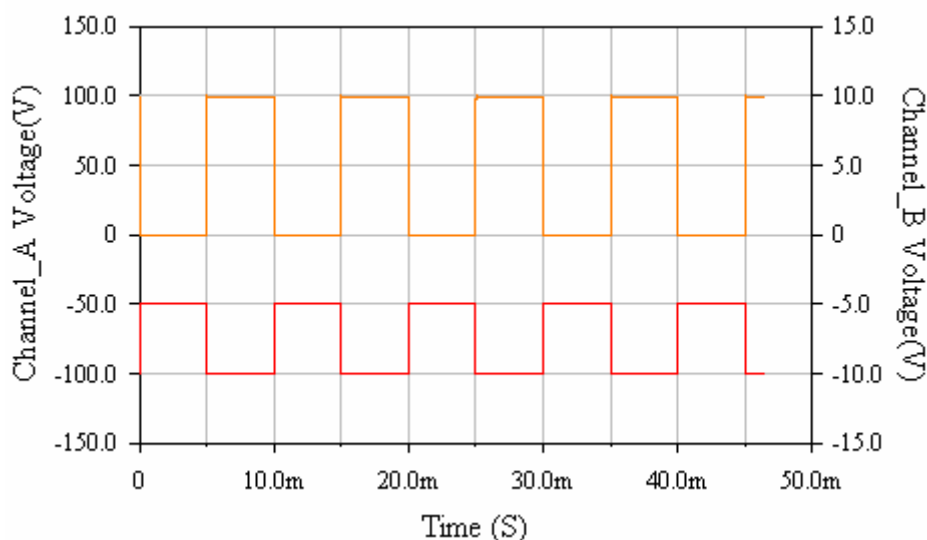
Grafy představují odezvy na střídavé průběhy kmitočtů  $f = 100 \text{ Hz}$  a  $f = 1 \text{ MHz}$ . Ukázalo se, že zesilovač je schopen zpracovat signály i tak rozdílných kmitočtů. Jeho modulovou charakteristiku ukazuje následující obr.



Obr. P.4.5.1.4 Modulová charakteristika zesilovače se 2 složkovými tranzistory

Z modulové charakteristiky je vidět, že přibližně konstantní zesílení přes 60 dB má zesilovač v kmitočtovém rozsahu  $\Delta f \in (8 \text{ kHz} \div 8 \text{ MHz})$ . Vst. signály jsou z důvodu snadnějšího odečítání udány v max. (špičkových) hodnotách.





Obr. P.4.5.1.5 Výstupní časové průběhy zesilovače jako odezva na vst. obdélníkový signál  
 $U_1 = 0/5 \text{ V}$ ,  $f = 100 \text{ Hz}$ .

Kanál A: výstupní napětí (horní průběh), Kanál B: vstupní budicí signál(posunutý o  $-10 \text{ V}$ )

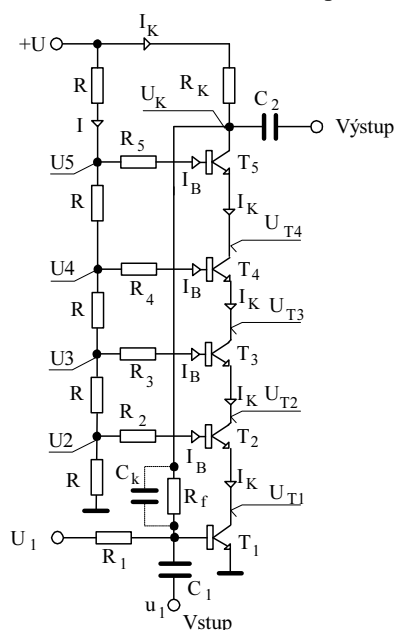
GG) Poznámka

Byly použity dva typy kmitočtových korekcí, stabilizační zpětnovazební rezistor  $R_f$  s paralelním kapacitorem  $C_k$ .

Náběžná hrana zjištěna cca ( $4\mu\text{s}/100 \text{ V}$ ), což činí ( $40 \text{ ns} / 1 \text{ V}$ ) a sestupná hrana zjištěna cca ( $10\mu\text{s}/100 \text{ V}$ ), což činí ( $100 \text{ ns} / 1 \text{ V}$ ). Vzhledem k tomu, že BD135 je nf typ, je výsledek v rámci možností použitých tranzistorů.

#### PE4.5.2 Zesilovač s řetězovým zapojením 5 tranzistorů

Zapojení zesilovače se 2 tranzistory sloužilo k ověření činnosti a volbě pracovních podmínek složkových tranzistorů.



Obr. P.4.5.2.1 Zesilovač s řetězovým zapojením 5 tranzistorů

Pracovní bod zesilovače je nastaven do třídy A. Změny ss potenciálů lze provádět ss vst napětím  $U_1$  nebo změnou  $R_1$ . Střídavé zesílení lze měnit hodnotou odporu  $R_K$ .

HH) Orientační výpočet

Vzhledem k vyšším obvodovým napětím, budeme uvažovat, že  $U_{BE} \rightarrow 0$ . Proudové zesílení pro ss režim v zapojení SE

necht' je  $B = \frac{I_K}{I_B} \gg 1$ . Bude tedy uvažovat, že  $I_E = I_K$ .

Vyjdeme z hodnoty napájecího napětí  $+U$ . Zvolíme si typ tranzistoru s parametry  $U_{KE}$ ,  $B$ .

Zvolíme napětí  $U_K = \frac{1}{2}(+U)$  a napětí  $U_{T1} = \frac{U_K}{n}$ ,  $U_{T2} = 2U_{T1}$ ,  $U_{T3} = 3U_{T1}, \dots, U_{Tn} = U_K$ , kde  $n$  je počet stupňů zesilovače. Určíme si  $I_B = \frac{I_K}{B}$ . Zvolíme proud  $I \geq I_B$ . Určíme hodnoty odporů  $R = \frac{+U}{2 \cdot I}$ ,  $R_K = \frac{+U}{2I_K}$  a  $R_1 = \frac{U_1}{I_B}$ . Hodnota odporu  $R_2 = \frac{U_R - U_T}{I_B}$ . Zvolíme si ještě ss zesílení napětí, které je přibližně dáno vztahem  $A_U \approx S \cdot R_K$ . Tím je orientační výpočet ukončen.

## II) Příklad

Zvolme si Si NPN tranzistor BD139 s proudovým zesílením  $B = 100$ . Klidový proud kolektoru zvolme  $I_K = 150 \text{ mA}$ . Napájecí napětí nechť je  $+U = 350 \text{ V}$ ,  $U_1 = 10 \text{ V}$ . Proud děličem sestaveným z rezistorů  $R$  nechť je  $I = 100 \text{ mA}$ .

Klidové proudy báze zvolíme  $I_B = 1,5 \cdot 10^{-3} \text{ A}$ . Pro  $T_1$  zvolíme  $I_{B1} = 10^{-3} \text{ A}$ , z čehož je hodnota odporu

$$R_1 = \frac{U_1}{I_B} = \frac{10^1}{1 \cdot 10^{-3}} = 10^4 \Omega. \text{ Další hodnoty odporů jsou } R = \frac{+U}{5I} = \frac{3,5 \cdot 10^2}{5 \cdot 10^{-1}} = 7 \cdot 10^2 \Omega. \text{ Volíme z řady E6 } R = 680 \Omega.$$

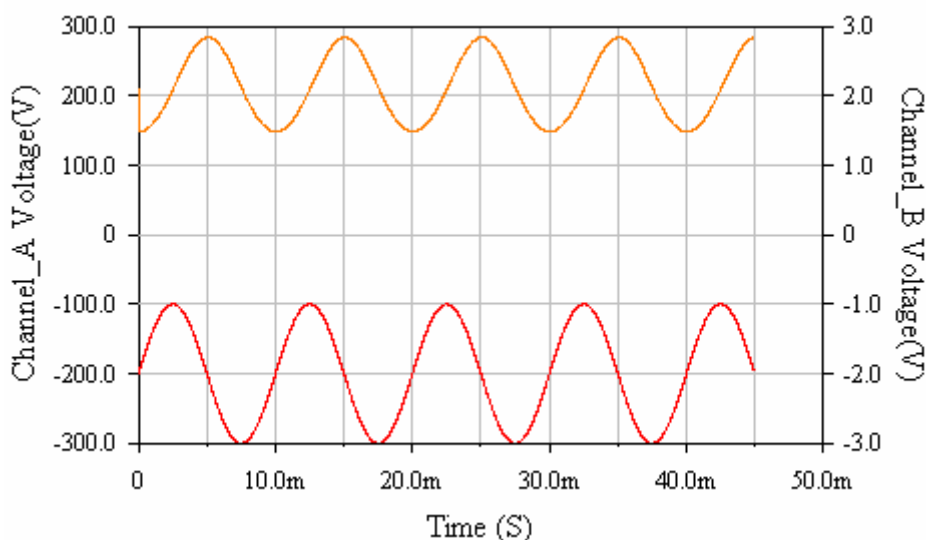
Napětí na rezistorech  $R$  je přibližně  $U_2 = 70 \text{ V}$ ,  $U_3 = 140 \text{ V}$ ,  $U_4 = 210 \text{ V}$ ,  $U_5 = 280 \text{ V}$ . Napětí na kolektorech složkových tranzistorů je  $U_{T1} = 40 \text{ V}$ ,  $U_{T2} = 80 \text{ V}$ ,  $U_{T3} = 120 \text{ V}$ ,  $U_{T4} = 160 \text{ V}$ ,  $U_K = 200 \text{ V}$ . Hodnoty odporů jsou

$$R_2 = \frac{U_2 - U_{T1}}{I_B} = \frac{70 - 40}{1,5 \cdot 10^{-3}} = 2 \cdot 10^4 \Omega, R_3 = \frac{U_3 - U_{T2}}{I_B} = \frac{140 - 80}{1,5 \cdot 10^{-3}} = 4 \cdot 10^4 \Omega, R_4 = \frac{U_4 - U_{T3}}{I_B} = \frac{210 - 120}{1,5 \cdot 10^{-3}} = 6 \cdot 10^4 \Omega,$$

$$R_5 = \frac{U_5 - U_{T4}}{I_B} = \frac{280 - 160}{1,5 \cdot 10^{-3}} = 8 \cdot 10^4 \Omega. \text{ Hodnota odporu v kolektoru je } R_K = \frac{+U - U_K}{I_K} = \frac{350 - 200}{1,5 \cdot 10^{-1}} = 1 \cdot 10^3 \Omega$$

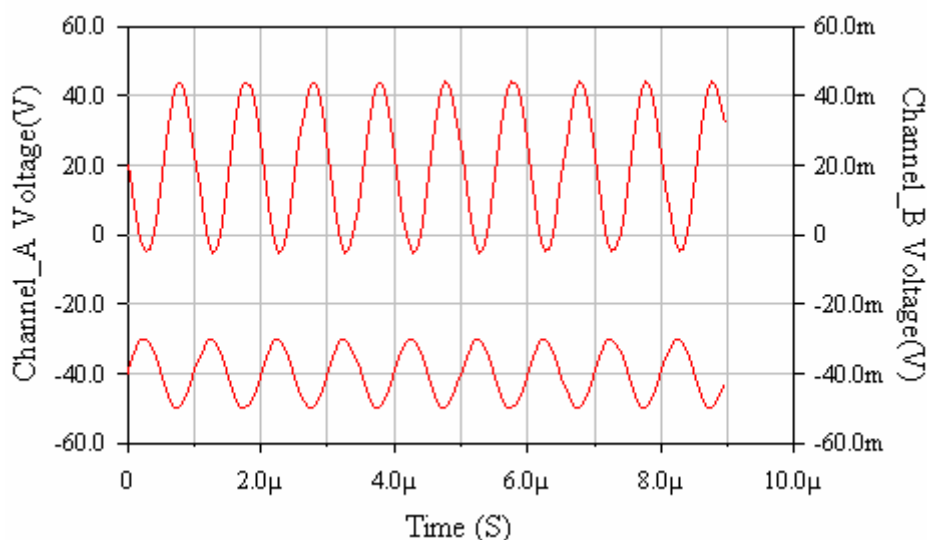
$$\text{Zesílení napětí je přibližně dáno vztahem } A_U = -\frac{U_2}{U_1} \approx \frac{\Delta I_K \cdot R_K}{U_1} = S \cdot R_K = \frac{\Delta I_K \cdot R_K}{\Delta I_B \cdot r_{BE}} = \frac{B}{r_{BE}} \cdot R_K$$

Máme stanoveny všechny potřebné hodnoty prvků. Sestavíme si zapojení zesilovače a ověříme jeho parametry.



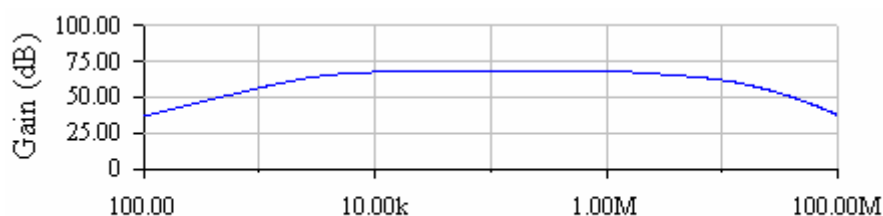
Obr. P.4.5.2.2 Časové průběhy střídavého signálu pro  $f = 100 \text{ Hz}$ ,  
 Kanál A: výstupní signál je bez oddělovacího kapacitoru (horní průběh),  
 Kanál B: vstupní signál 1 V (posunutý o  $-2 \text{ V}$ )

Z grafu je vidět, že pro daný kmitočet a nezkraslený průběh ve třídě A je zesílení cca  $A \approx 150$ .

Obr. P.4.5.2.3 Časové průběhy střídavého signálu pro  $f = 1 \text{ MHz}$ ,

Kanál A: výstupní signál (horní průběh posunutý o 20 V), Kanál B: vstupní signál 10 mV (posunutý o -40 mV)

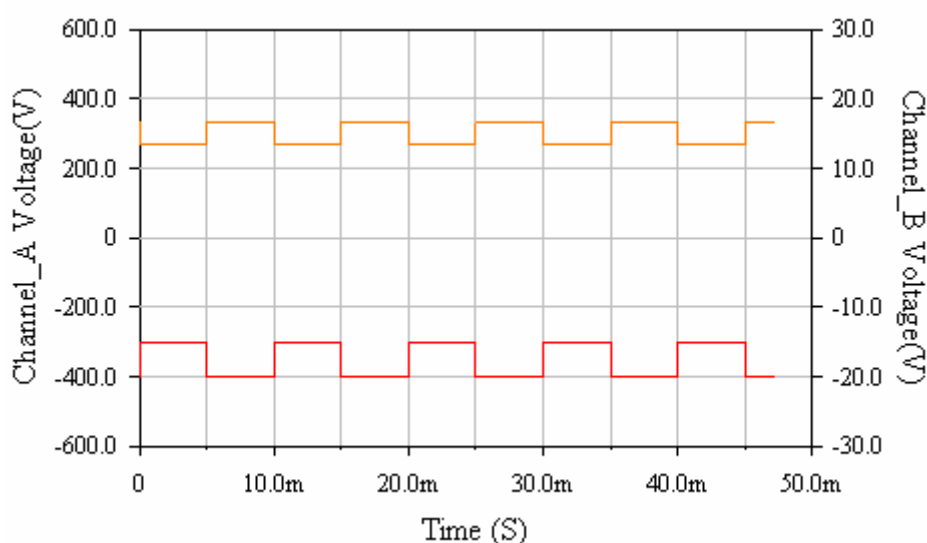
Z grafu vyplývá, že napěťové zesílení je pro daný kmitočet  $A \approx 2000$ . Je tedy velmi závislé na vst. kmitočtu. Tuto závislost nám ukáže graf modulové charakteristiky na následujícím obr.



Obr. P.4.5.2.4 Modulová charakteristika zesilovače

Z modulové charakteristiky je vidět, že přibližně konstantní zesílení přes 60 dB má zesilovač v kmitočtovém rozsahu  $B \in (10 \text{ kHz} \div 1 \text{ MHz})$ .

Pozor na výkonovou ztrátu tranzistorů při harmonickém buzení.

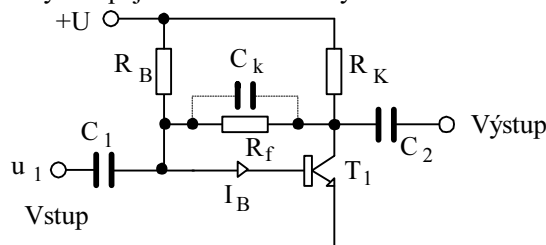
Obr. P.4.5.2.5 Výstupní časové průběhy zesilovače jako odezva na vst. obdélníkový signál  
 $U_1 = 0/5 \text{ V}, f = 100 \text{ Hz}$ .

Kanál A: výstupní napětí (horní průběh), Kanál B: vstupní budící signál (posunutý o -20 V)

Byly použity dva typy kmitočtových korekcí, stabilizační zpětnovazební rezistor  $R_f$  s paralelním kapacitorem  $C_k$ . Náběžná hrana zjištěna cca ( $4\mu s / 40\text{ V}$ ), což činí ( $100\text{ ns} / 1\text{ V}$ ) a sestupná hrana zjištěna cca ( $5\mu s / 40\text{ V}$ ), což činí ( $120\text{ ns} / 1\text{ V}$ ). Vzhledem k tomu, že BD139 je nf typ, je výsledek v rámci možností použitých tranzistorů.

JJ) *Poznámka*

Zesilovač s řetězovým zapojením tranzistorů se chová jako invertor s jedním tranzistorem se závěrným napětím ( $n \cdot U_{KE}$ ). Zpoždění řetězového zapojení si ověříme na jednosložkovém zesilovači podle následujícího obr. a porovnáme se zesilovačem s řetězovým zapojením s 5 tranzistory.



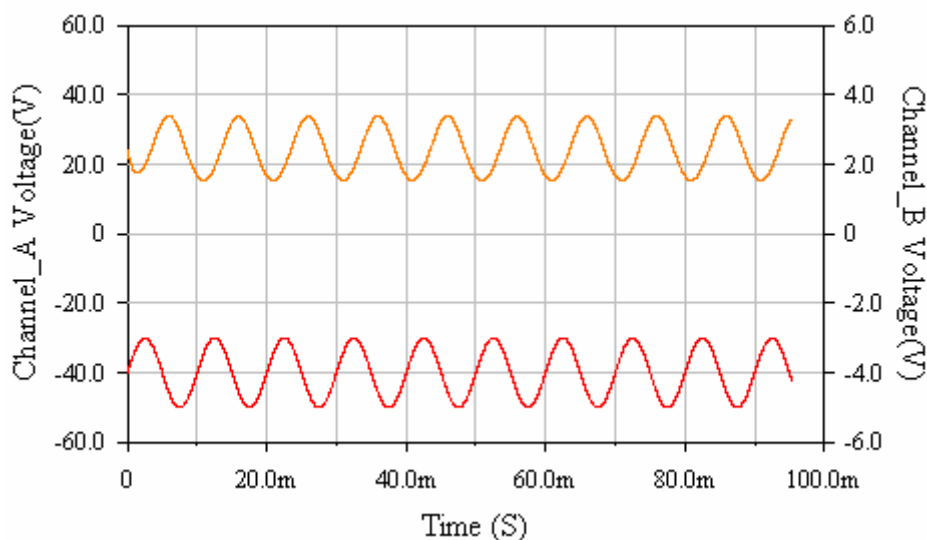
Obr. P.4.5.2.6 Jednostupňový zesilovač

KK) *Příklad*

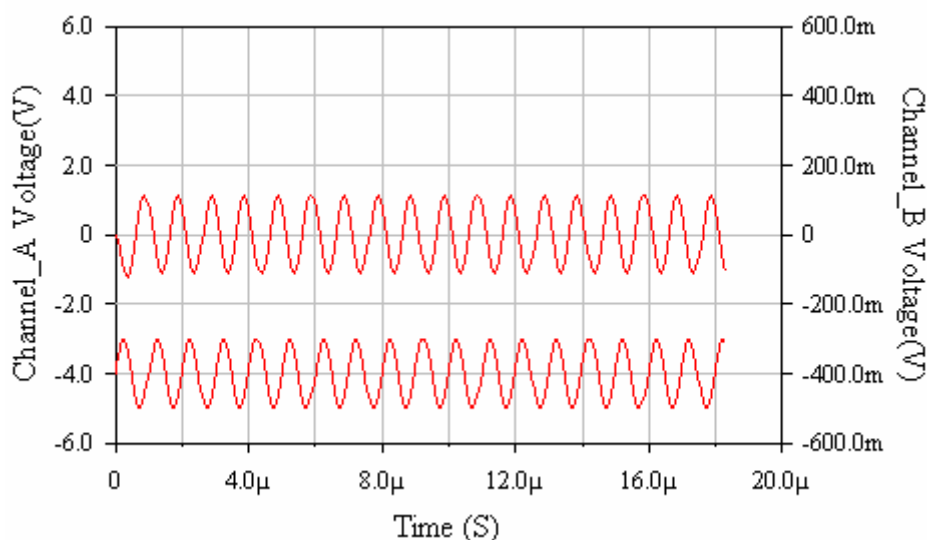
Abychom mohli porovnat parametry s řetězovým zapojením s 5 tranzistory, volíme Si NPN typ BD139 s parametry  $U_{KE} = 50\text{ V}$ ,  $B = 100$ ,  $I_K = 150\text{ mA}$ ,  $I_B = 1,5\text{ mA}$ . Napájecí napětí volíme  $+U = 50\text{ V}$ , napětí na kolektoru

$$U_{KE} = 25\text{ V}. \text{ Zesílení napětí je přibližně dáno vztahem } A_U = -\frac{U_2}{U_1} \approx \frac{\Delta I_K \cdot R_K}{U_1} = S \cdot R_K = \frac{\Delta I_K \cdot R_K}{\Delta I_B \cdot r_{BE}} = \frac{B}{r_{BE}} \cdot R_K.$$

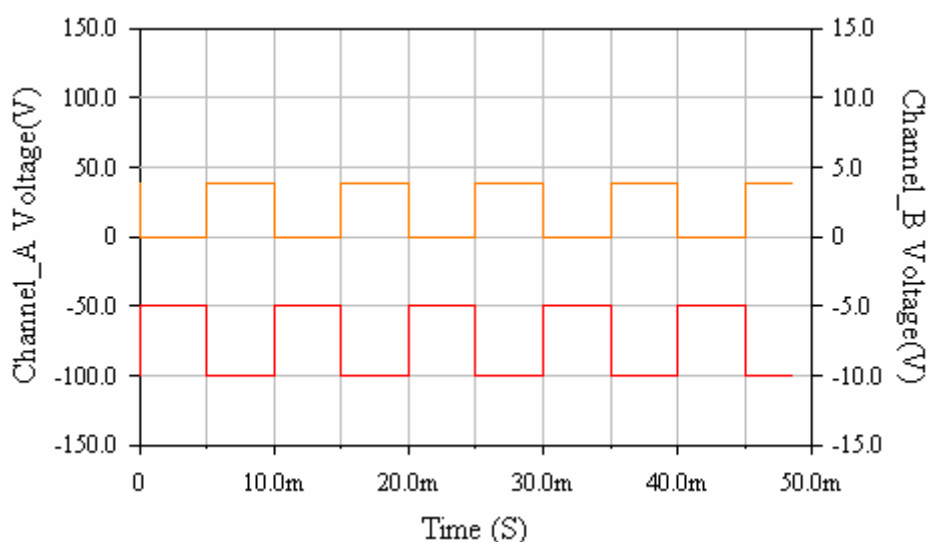
Stanovíme hodnoty odporů  $R_B = \frac{+U}{I_B} = \frac{50}{1,5 \cdot 10^{-3}} = 3,3 \cdot 10^4\ \Omega$ ,  $R_K = \frac{+U - U_{KE}}{I_K} = \frac{50 - 25}{1,5 \cdot 10^{-1}} = 1,68 \cdot 10^2\ \Omega$ . Zpětnovazební odpor je  $R_f = A \cdot R_B = 10^2 \cdot 3,3 \cdot 10^4 = 3,3 \cdot 10^6\ \Omega$ . Zjistíme parametry uvedeného jednostupňového zesilovače.



Obr. P.4.5.2.7 Časové průběhy střídavého signálu pro  $f = 100\text{ Hz}$ ,  
 Kanál A: výstupní signál je bez oddělovacího kapacitoru (horní průběh),  
 Kanál B: vstupní signál 1 V (posunutý o  $-4\text{ V}$ )



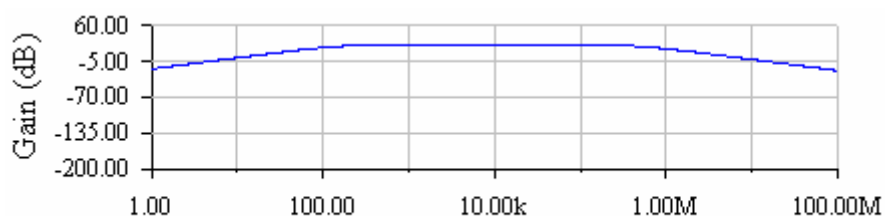
Obr. P.4.5.2.8 Časové průběhy střídavého signálu pro  $f = 1 \text{ MHz}$ ,  
 Kanál A: výstupní signál (horní průběh přes oddělovací kapacitor),  
 Kanál B: vstupní signál 100 mV (posunutý o  $-400 \text{ mV}$ )



Obr. P.4.5.2.9 Výstupní časové průběhy zesilovače jako odezva na vst. obdélníkový signál  
 $U_1 = 0/5 \text{ V}$ ,  $f = 100 \text{ Hz}$ .

Kanál A: výstupní napětí (horní průběh), Kanál B: vstupní budící signál (posunutý o  $-10 \text{ V}$ )

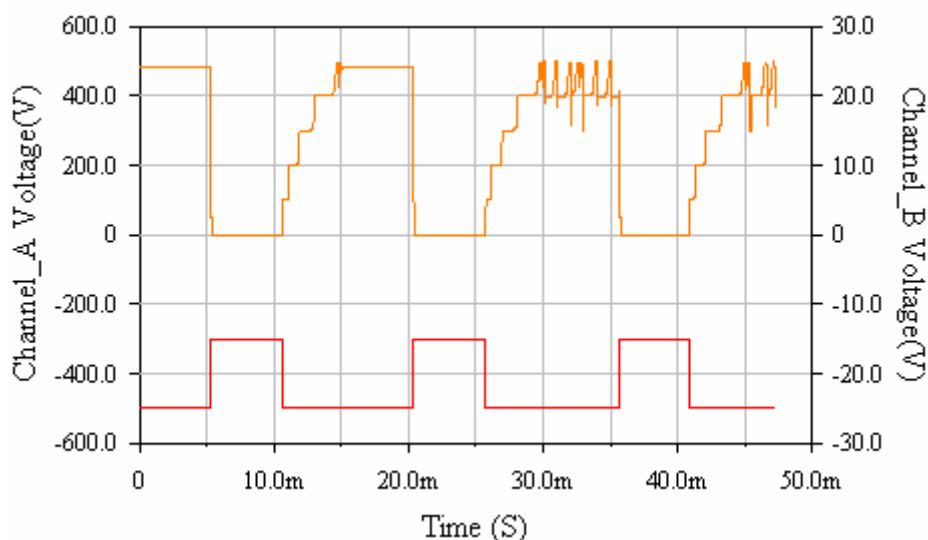
Náběžná hrana zjištěna cca ( $1 \mu\text{s} / 40 \text{ V}$ ), což je ( $25 \text{ ns} / 1 \text{ V}$ ) sestupná hrana cca ( $0,2 \mu\text{s} / 40 \text{ V}$ ), což je ( $5 \text{ ns} / 1 \text{ V}$ ). Při  $R_K = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $C_k = 0$  se doba náběhu zkrátí na ( $0,8 \mu\text{s} / 50 \text{ V}$ ), doba sestupu na ( $0,1 \mu\text{s} / 50 \text{ V}$ ). Zesílení se zvětšilo na 40 dB.



Obr. P.4.5.2.10 Modulová charakteristika jednostupňového zesilovače

Z modulové charakteristiky je vidět, že přibližně konstantní zesílení přes 30 dB má zesilovač v kmitočtovém rozsahu  $B \in (200 \text{ Hz} \div 0,8 \text{ MHz})$ .

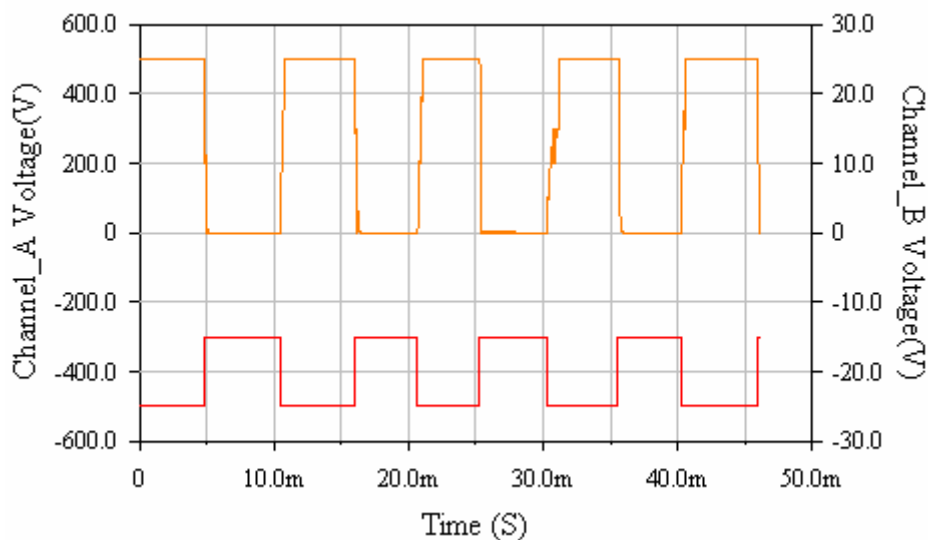




Obr. PE4.5.3.2 Výstupní časové průběhy zesilovače jako odezva na vst. obdélníkový signál  
 $U_1 = +5\text{ V} / -5\text{ V}$ ,  $f = 100\text{ Hz}$ .

Kanál A: výstupní napětí (horní průběh), Kanál B: vstupní budicí signál (posunutý o  $-20\text{ V}$ )

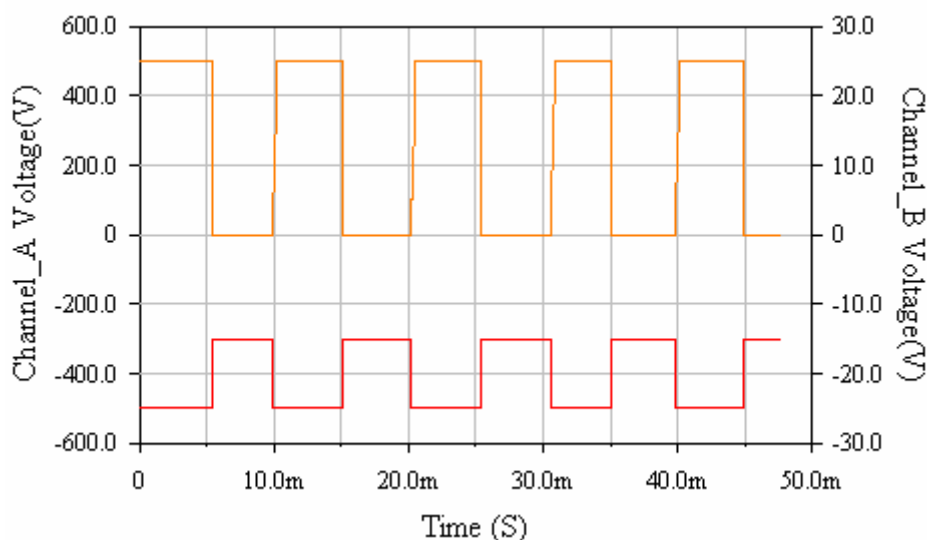
Z grafu je vidět, že sepnutí nastává během cca  $20\text{ }\mu\text{s}$ , kdežto rozepnutí je velmi pozvolné.



Obr. PE4.5.3.3 Výstupní časové průběhy zesilovače jako odezva na vst. obdélníkový signál  
 $U_1 = +5\text{ V} / -5\text{ V}$ ,  $f = 100\text{ Hz}$ .

Kanál A: výstupní napětí (horní průběh), Kanál B: vstupní budicí signál (posunutý o  $-20\text{ V}$ )

Z grafu je vidět, že příp. zámkity při rozepnutí byly odstraněny částečnou kompenzací vst. kapacity MOSFET, paralelním připojením kapacitorů k rezistorům  $R_2$ – $R_5$ .



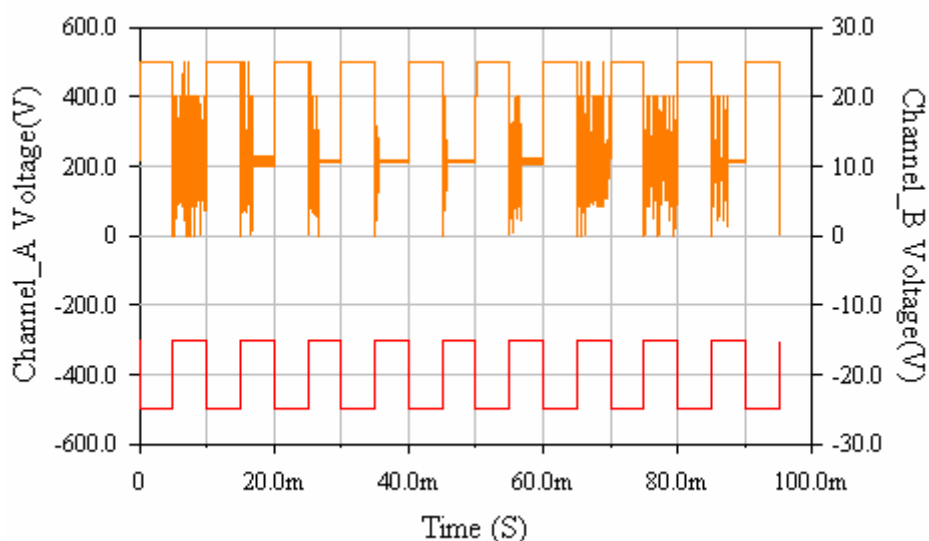
Obr. PE4.5.3.4 Výstupní časové průběhy zesilovače jako odezva na vst. obdélníkový signál  
 $U_1 = +5 \text{ V} / -5 \text{ V}$ ,  $f = 100 \text{ Hz}$ .

Kanál A: výstupní napětí (horní průběh), Kanál B: vstupní budicí signál (posunutý o  $-20 \text{ V}$ )

Zákmity na sestupných a náběžných hranách byly odstraněny kmitočtovou korekcí vst. kapacity  $T_I$  tak, že odpor  $R_I$  byl překlenut korekčním kapacitorem. Sestupná hrana byla zjištěna cca  $50 \mu\text{s} / 500 \text{ V}$ , což odpovídá  $t_{\text{off}} = 100 \text{ ns} / 1 \text{ V}$ .

Náběžná hrana je pomalejší a činí cca  $250 \mu\text{s} / 500 \text{ V}$ , což je  $t_{\text{on}} = 500 \text{ ns} / 1 \text{ V}$ . Pro spínací účely je důležitější čas rozepnutí, než čas sepnutí. Data byla zjišťována u řetězového zapojení s pěti MOSFET IRF540 s odporem  $R_D = 1 \text{ k}\Omega$  a  $R_D = 5 \text{ k}\Omega$  a  $+U = 500 \text{ V}$ .

#### PE4.5.3.1 Činnost spínání MOSFET při indukční zátěži

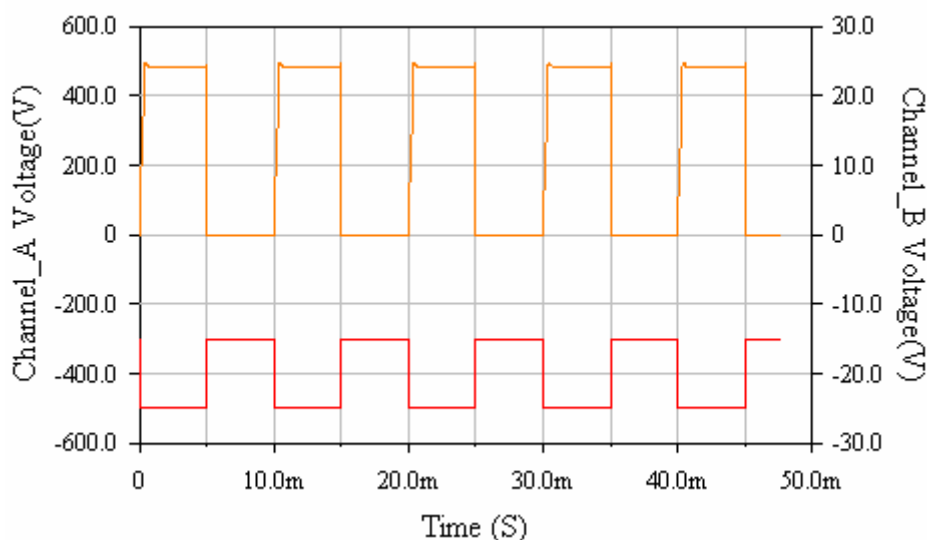


Obr. PE4.5.3.1.1 Výstupní časové průběhy zesilovače jako odezva na vst. obdélníkový signál  
 $U_1 = +5 \text{ V} / -5 \text{ V}$ ,  $f = 100 \text{ Hz}$ .

Kanál A: výstupní napětí (horní průběh), Kanál B: vstupní budicí signál (posunutý o  $-20 \text{ V}$ )

Z grafu je vidět, že výstup již nereaguje správně. Induktor o indukčnosti  $L = 1 \text{ mH} + 10 \Omega // 1 \text{ k}\Omega$  (paralelní zapojení zátěže L-R).





Obr. PE4.5.3.1.2 Výstupní časové průběhy zesilovače jako odezva na vst. obdélníkový signál  
 $U_1 = +5 \text{ V} / -5 \text{ V}$ ,  $f = 100 \text{ Hz}$ .

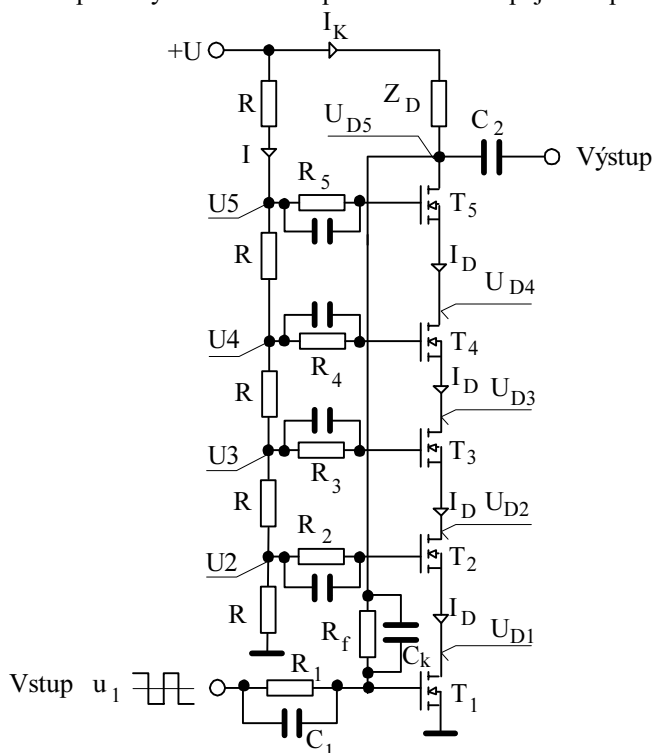
Kanál A: výstupní napětí (horní průběh), Kanál B: vstupní budicí signál (posunutý o  $-20 \text{ V}$ )

Přidáním paralelních kapacit k „bázovým“ odporům všech složkových tranzistorů zapojení již spíná i rozpíná v celém rozsahu napájecího napětí  $U = 500 \text{ V}$ . Jde o kmitočtovou kompenzaci vstupních kapacit MOSFET tranzistorů.

Pro komplexní zátěž  $L = 10 \text{ mH}$ ,  $R_s = 100 \Omega$ ,  $R_p = 10 \text{ k}\Omega$  byly zjištěny doby rozepnutí a sepnutí

$t_{\text{off}} = 250 \mu\text{s}/500 \text{ V}$ ,  $t_{\text{on}} = 0,5 \mu\text{s}/500 \text{ V}$ . Byly zjištěny též nepatrné překmity.

Vhodnější by bylo, kdyby doba rozepnutí byla kratší než sepnutí. Celkové zapojení odpovídá následujícímu obr.



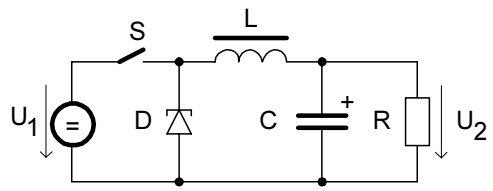
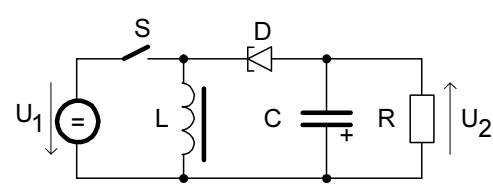
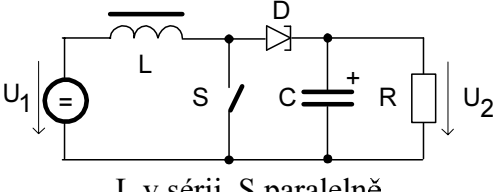
Obr. PE4.5.3.1.3 Kompenzovaný zesilovač s řetězovým zapojením pěti MOSFET tranzistorů

Impedance  $Z_D$  je tvořena paralelním spojením indukčnosti a odporu  $L = 10 \text{ mH}$ ,  $R_p = 10 \text{ k}\Omega$  a odporu v sérii  $R_s = 100 \Omega$ . Použité tranzistory  $5 \times \text{MOS-N-FET IRF540}$ .

#### Poznámka

Časové průběhy ukazují, že řetězové zapojení tranzistorů je životaschopné a nijak podstatně neprodlužuje spínací a rozpínací doby složkového tranzistoru.

## PE4.6 Tabulka spínaných zdrojů s induktorem [15]

Zapojení	Vlastnosti
 <p>L v sérii, S v sérii</p>	$U_2 = \frac{t_1}{T} \cdot U_1 \quad U_2 \leq U_1$ $I_2 = \frac{U_1}{U_2} \cdot I_1 \quad I_2 \geq I_1$ <p>Snižující měnič</p>
 <p>S v sérii, L paralelně</p>	$U_2 = \frac{t_1}{t_2} \cdot U_1 \quad U_2 \geq U_1$ $I_2 = \frac{U_1}{U_2} \cdot I_1 \quad I_2 \leq I_1$ <p>Zvyšující (snížující) měnič (invertor)</p>
 <p>L v sérii, S paralelně</p>	$U_2 = \frac{T}{t_2} \cdot U_1 \quad U_2 \geq U_1$ $I_2 = \frac{U_1}{U_2} \cdot I_1 \quad I_2 \leq I_1$ <p>Zvyšující měnič</p>

## MM) Poznámka

Výše uvedené měniče používají induktor jako zásobník energie pro přenos mezi vstupem a výstupem. Současné technologické možnosti již dovolují použít jako zásobníku energie i kapacitor.

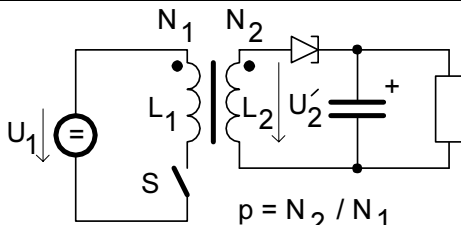
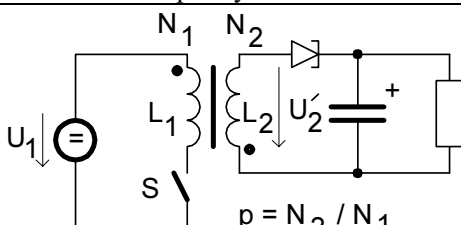
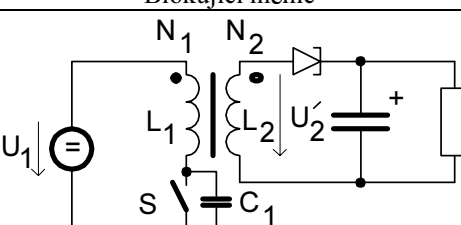
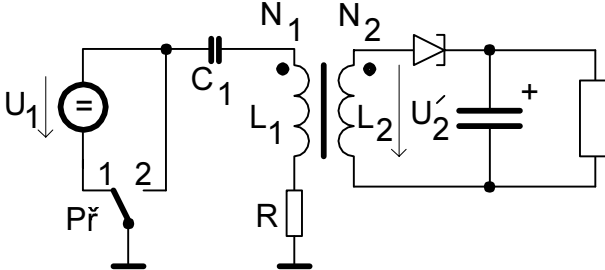
Představitelem této skupiny měničů je Čukův měnič [1].

[1] Čuk, S.: Basics of switches – mode power conversion: topologies, magnetics and control, IEEE Press PC 0276 – 6, 1992.

[2] Husák, M.: Napájecí zdroje v elektronice, vyd. ČVUT, Praha, 2000.

## PE4.7 Tabulky spínaných zdrojů s transformátorem [16]

## PE4.7.1 Jednočinné DC/DC měniče

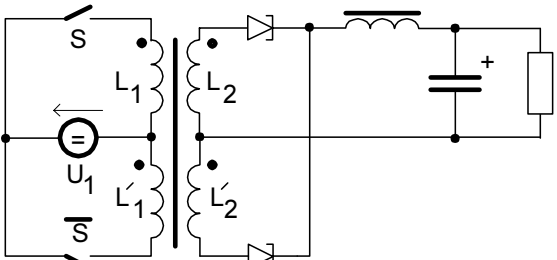
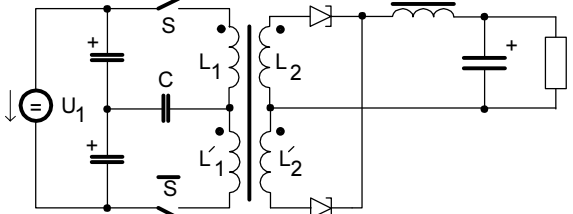
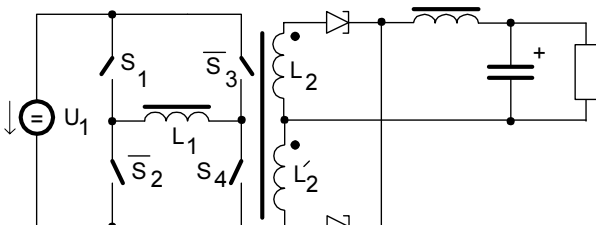
Zapojení	Vlastnosti
 <p>Propustný měnič</p>	$U_2' = \left(\frac{t_1}{T}\right) \cdot \left(\frac{N_2}{N_1}\right) \cdot U_1 \quad U_2' \geq U_1$ <p>ss magnetizace jádra, malé výkony (doplňuje se demagnetizačním vinutím s rekuperační diodou)</p>
 <p>Blokující měnič</p>	$U_2' = \left(\frac{t_1}{t_2}\right) \cdot \left(\frac{N_2}{N_1}\right) \cdot U_1 \quad U_2' \geq U_1$ <p>ss magnetizace jádra, malé výkony</p>
 <p>Rezonanční měnič 1</p>	$U_2' = \left(\frac{t_1}{T}\right) \cdot \left(\frac{N_2}{N_1}\right) \cdot U_1 \quad U_2' \geq U_1$ <p>propustný měnič s rezonančním kapacitorem <math>C_1</math>, rezonanční kmitočet spínání roven rezonančnímu kmitočtu <math>L_1 C_1</math>, spínač je namáhán indukovaným napětím</p>
 <p>Rezonanční měnič 2</p>	$U_2' = Q \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot U_1 \quad U_2' \geq U_1$ <p><math>Q</math> je činitel jakosti <math>L_1</math>.</p> <p>poloha 1 je nabíjení <math>C_1</math>, poloha 2 je tlumené kmitání, rezonanční kmitočet spínání může být menší než rezonanční kmitočet <math>L_1 C_1</math>, spínač není namáhán indukovaným napětím</p>

NN) Poznámka

S propustným měničem lze docílit velkou účinnost. V době sepnutí se přenáší energie ze zdroje až do zátěže. V době rozeznutí se vlivem části energie akumulované v primárním vinutí generuje přepětí. To se ale transformuje do demagnetizačního vinutí a přes rekuperační diodu vrací zpět do zdroje. Spínač není namáhán přepětím.

U blokujícího měniče se shodně jako u předchozího měniče část vst energie akumuluje v primární indukčnosti. Při rozeznutí se mg. energie přetransformuje na přepětí. To se dále přetransformuje do sekundáru. Výhodou tohoto měniče je vyšší dosažitelné výst. napětí, ale nižší účinnost než u měniče propustného. Spínač je namáhán přepětím. Pro VN aplikace je proto vhodnější měnič blokující.

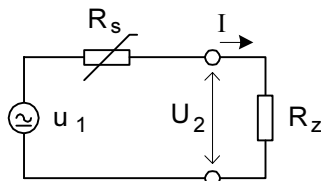
## PE4.7.2 Dvojčinné DC/DC měniče

Zapojení	Vlastnosti
	<p>Dvojčinný měnič</p> <p>Dva jednočinné propustné měniče v protitaktním zapojení.</p> <p>Spínače <math>S, \bar{S}</math> pracují v protitaktním režimu.</p> <p>Není ss magnetizace jádra.</p>
	<p>Polomost</p> <p>Spínače <math>S, \bar{S}</math> pracují v protitaktním režimu.</p> <p>Není ss magnetizace jádra.</p>
	<p>Úplný most</p> <p>Spínače <math>S_1, S_4</math> a <math>\bar{S}_2, \bar{S}_3</math> pracují v protitaktním režimu.</p> <p>Není ss magnetizace jádra.</p> <p>Použití pro velké výkony.</p>

**PE4.8 Bezeztrátová regulace**

Reálný spínač k sepnutí vždy potřebuje určitý čas. To tedy značí, že spínač je po dobu spínání reálným odporem konečné hodnoty a tedy se na něm ztrácí Jouleho teplo, které je úměrné době spínání. Po tuto dobu je spínač ekvivalentní tzv. odporové regulaci.

Pro posouzení velikosti ztrát v obvodu lze např. vyjít z následujícího obr.



Obr. PE4.8.1 Ke ztrátám v el. obvodu

Nechť je zdroj vst. signálu tvaru  $u_1(t) = U_m \cdot \sin \omega t$ . Ze zákona o zachování pro výkony v obvodu platí

$P_1 = P_R + P_2$ , kde  $P_1$  je výkon dodaný zdrojem,  $P_R$  je výkon ztracený na odporu  $R_s$  (necht' je to např. odpor regulačního prvku, spínače, apod.) a  $P_2$  je užitečný výkon v zátěži  $R_z$ .

Pro energetickou účinnost obvodu lze psát

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_2}{P_R + P_2} = \frac{1}{1 + \frac{P_R}{P_2}}.$$

Ze vztahu je zřejmé, že v případě, kdy  $R_s > 0 \rightarrow P_R > 0 \rightarrow \eta < 1$ , což je v technické praxi splněno.

Zmenšení hodnoty  $P_R$  lze také dosáhnout tím, že  $R_s$  nebude působit trvale po celou dobu periody, nýbrž pouze s určitým úhlem otevření. Tento přístup vede na použití spínacích regulačních prvků jako např. tyristoru, triaku nebo tranzistoru pracujícím ve spínacím režimu.

Termín „bezeztrátová“ regulace lze proto chápat tak, že platí  $P_R \ll P_2$  a lze ho tedy vůči výst. výkonu zanedbat nebo také tak, že ztráty při „spínačové“ regulaci jsou menší než při regulaci odporové.

**OO) Poznámka**

Další ztráty mohou vznikat tím, že mění-li se proud v obvodu velmi rychle, chovají se vodiče jako anténa, která vyzáří část výkonu. Tyto ztráty způsobují rušení. Zmenšení rušení lze dosáhnout např. stíněním (pasivní způsob), nebo zmenšení rušení lze dosáhnout zmenšením rychlosti spínání (aktivní způsob). To ale vede ke zvětšení ztrát při spínání. Je zřejmé, že je nutno volit kompromis.

**PP) Příklad**

Máme posoudit ztráty a účinnost v obvodu při odporové regulaci a regulaci bezeztrátové (spínačové) pro parametry

$$U_{1ef} = 100 \text{ V}, R_z = 100 \Omega, R_{on} = 1 \Omega, \text{ pro } U_2 = \frac{1}{2} U_1.$$

**QQ) Řešení****a) odporová regulace**

$$\text{Pro } U_2 = \frac{1}{2} U_1 \text{ bude } R_s = R_z, \text{ z čehož } U_2 = 50 \text{ V. Bude platit } P_R = P_2 = \frac{U_2^2}{R_z} = \frac{50^2}{100} = 25 \text{ W}.$$

$$\text{Účinnost bude } \eta = \frac{1}{1 + \frac{25}{25}} = 0,5.$$

**b) spínačová regulace**

Při spínačové regulaci musí pro podmínku  $U_2 = \frac{1}{2} U_1$  platit, že střída bude  $p = 0,5$  (doba sepnutí bude rovna době prodlevy – rozepnutí). Střední hodnota napětí na zátěži pak bude  $U_2 = 50 \text{ V}$ . Výkon na zátěži bude

$P_2 = \frac{U_2^2}{R_z} = \frac{50^2}{100} = 25 \text{ W}$ . Lze-li zanedbat ztráty při spínání, pak ztráty na spínači budou dány odporem v sepnutém

stavu, tj.  $P_R = p \cdot R_{on} \cdot I_m^2 = 0,5 \cdot 1 \cdot 1^2 = 0,5 \text{ W}$ , kde  $I_m = \frac{U_1}{R_z + R_{on}} \approx \frac{100}{100} = 1 \text{ A}$ .

Energetická účinnost pak bude rovna  $\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{1}{1 + \frac{P_R}{P_2}} = \frac{1}{1 + \frac{0,5}{25}} = \frac{1}{1 + 0,02} = 0,98$ .

Z tohoto jednoduchého příkladu je zřejmá výhodnost „spínačové“ regulace.

#### RR) Poznámka

Toto řešení platí pro reálné zátěže, pro zátěže impedančního charakteru je tomu jinak. Ty pracují s podstatně vyššími spínacími kmitočty. Pak je již nutno brát v úvahu také ztráty v době přepínání (tzv. přepínací ztráty) a energii při její akumulaci a využití v zátěži.

Pro zajištění vysoké energetické účinnosti je nutné, aby např. energie přepětí je neztratila formou Jouleho tepla, ale byla přetransformována zpět do zdroje nebo do zátěže.