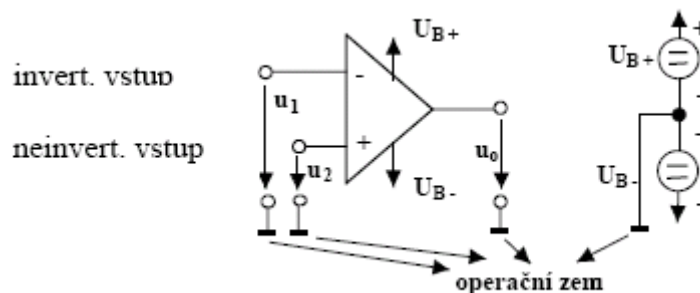


Operační zesilovače

Operační zesilovače jsou především základním stavebním prvkem každého analogového elektronického systému. Většina elektronických logických systémů, na jejichž vstupech a výstupech jsou analogové signály vyžaduje použití operačních zesilovačů. Podobně i zpracování audiovizuálních signálů je vázáno na použití operačních zesilovačů.



Obr. 1 Nejběžnější uspořádání vstupních i výstupních svorek operačního zesilovače

Ideální operační zesilovač má v běžné konfiguraci, podle obr.1, dva vstupy a jeden výstup podle. V tomto uspořádání zesilovač zesiluje rozdíl vstupních napětí podle vztahu:

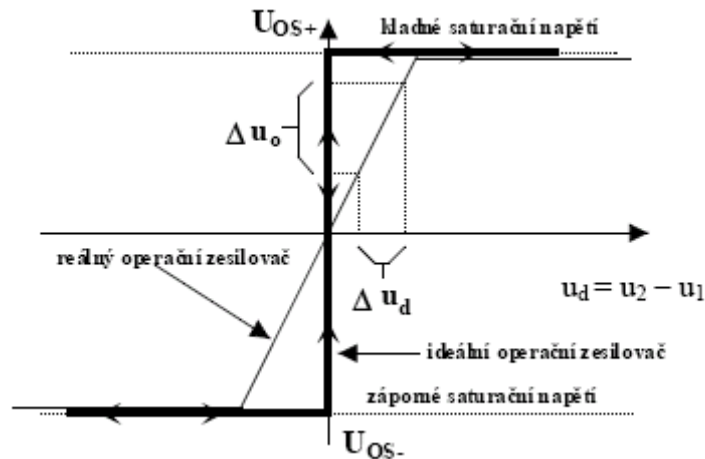
$$u_0 = A_{OL}(u_2 - u_1) = A_{OL}u_d$$

Pokud takový zesilovač aplikujeme v lineárních systémech, může výstupní napětí u_0 dosahovat konečných hodnot pouze tehdy, bude-li $u_d \rightarrow 0$. Naopak pro ideální operační zesilovač, zapojený v lineárním systému se zápornou zpětnou vazbou, můžeme pro přiměřenou přesnost výpočtu předpokládat shodné napětí na obou vstupech. Zapojíme-li např. neinvertující vstup operačního zesilovače na operační zem, potom na invertující vstup se zapojenou zápornou zpětnou vazbou bude rovněž potenciál operační země, i když s operační zemí není galvanicky spojen. Obvykle se tomuto jevu říká **virtuální zem**.

Některé další vlastnosti ideálního operačního zesilovače

- **Nulová výstupní impedance** Z_o – tím je zaručena nezávislost výstupního napětí na zetěžovací impedanci.
- **Nekonečně velká vstupní impedance** Z_{in} – zesilování je nezávislé na vnitřním odporu zdroje.

Pro posouzení přenosových vlastností je dobrou pomůckou statická charakteristika. Pro případ ideálního operačního zesilovače je statická charakteristika na obr.2



Obr. 2 Statická charakteristika ideálního a reálného operačního zesilovače

Ideální operační zesilovač má zesílení $A_{OL} \rightarrow \infty$. Reálný operační zesilovač má konečné zesílení A_{OL} . V lineární oblasti zesilování, která je podle obr.2 ohraničena saturačními napětími pro obě polarity U_{OS+} , U_{OS-} , lze určit konečné zesílení otevřené smyčky:

$$A_{OL} = \frac{\Delta u_o}{\Delta u_d}$$

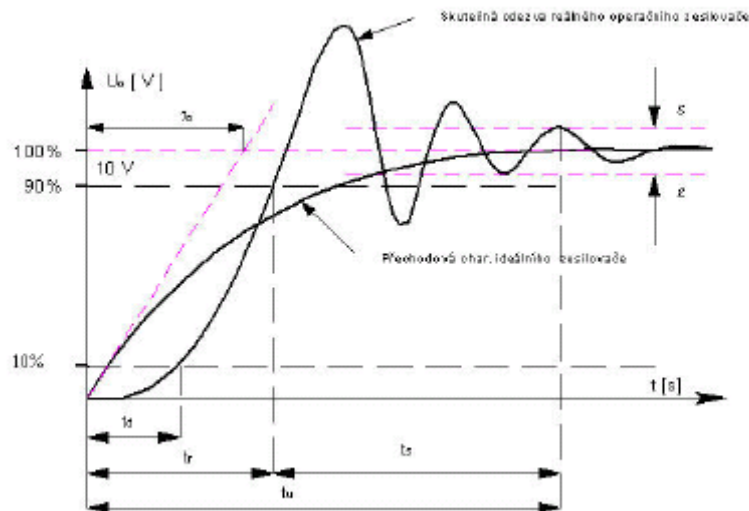
Některé další vlastnosti reálných operačních zesilovačů

- **Frekvenční vlastnosti operačního zesilovače** -- reálný operační zesilovač má jako každý reálný fyzikální objekt v podstatě proporcionálně integrační charakter. Ve jmenovateli přenosu takového zesilovače je několik závoček s různými časovými konstantami a proto může mít frekvenční charakteristika několik kritických frekvencí zlomu. Tyto změny sklonu amplitudové části frekvenční charakteristiky zvyšují rozdíl fáze mezi výstupem a vstupem zesilovače. Pokud je zesílení zesilovače $A_{OL}(s) > 1$ a rozdíl fáze překročí 180° , překročí se fázová bezpečnost a zesilovač je nestabilní. Je proto žádoucí, aby vhodnými korekčními zásahy do konstrukce zesilovače bylo dosaženo stavu, který lze popsat přenosem

$$A_{OL}(s) = \frac{A_{OL}}{\tau_o s + 1} . \text{ Pro } \tau_o \rightarrow 0 \text{ se jedná o přenos ideálního operačního zesilovače.}$$

- **Rychlost přeběhu S (slew rate)** – definuje u zesilovače max. rychlost změny výstupního napětí v čase. Je tedy definován $S = \frac{\Delta u_o}{\Delta t}$. Rychlost přeběhu S souvisí velmi úzce se zkreslením harmonických i tvarových napětí které zesilovač zesiluje. Rychlost přeběhu souvisí velmi úzce s pojmem **mezní výkonová frekvence** f_m . Mezní výkonová frekvence f_m je maximální frekvence sinusového signálu, při které lze na výstupu ještě získat bez zkreslení maximální amplitudu $\pm U_{OS}$.
- **Přechodová charakteristika reálného operačního zesilovače** -- Použijeme-li pro základní úvahy jednoduchý dynamický model, zesilovač s otevřenou smyčkou se potom chová jako člen se zpožděním prvního řádu ve tvaru $A_{OL}(s) = \frac{U_o(s)}{U_i(s)} = \frac{A_{OL}}{\tau_o s + 1}$. Se zapojenou zpětnou vazbou a s případným použitím složitějšího dynamického modelu operačního zesilovače bude přechodová charakteristika poněkud složitější. Na obr.3 je přechodová charakteristika ideálního operačního zesilovače. Zpoždění určuje časová konstanta vlastního zesilovače τ_o . Přechodová charakteristika reálného zesilovače má obecně tvar podle druhé

křivky. Na křivce definujeme několik časových úseků. Dobu, kdy výstupní napětí dosáhne 10% ustálené hodnoty výst. napětí U_o nazýváme t_d - doba zpoždění odezvy, doba mezi 10% a 90% ustálené hodnoty nazýváme t_r - doba náběhu a konečně dobu t_s , měřenou od konce doby náběhu (90% U_o) do doby, kdy zvlnění výstupního napětí je v 2ε okolí ustálené hodnoty výstupního napětí U_o nazýváme doba ustálení. Hodnota ε se volí nejčastěji v rozsahu: $(0,01U_o \leq \varepsilon \leq 0,1U_o)$.



Obr. 3 Přechodová charakteristika ideálního a reálného operačního zesilovače

- **Vstupní klidové proudy operačního zesilovače** – Na rozdíl od ideálního operačního zesilovače teče do vstupů reálného zesilovače jistý velmi malý, ale ne vždy zanedbatelný vstupní klidový proud I_{b+} a I_{b-} . Tyto proudy dosahují v případě bipolární technologie zesilovače 0,01 až 1 μA . V katalogích se běžně nazývají "Input Bias Currents".
- **Vstupní proudový offset I_{OS} (vstupní proudová nesymetrie)** – Tato veličina určuje rozdíl mezi oběma vstupními proudy I_{b+} a I_{b-} . Podle vztahu je $I_{OS} = |I_{b+}| - |I_{b-}|$. Protože oba vstupní klidové proudy jsou jistou funkcí teploty a vstupního napětí, definuje se I_{OS} obvykle pro teplotu 25°C a nulové výstupní napětí. Přibližně platí vztah

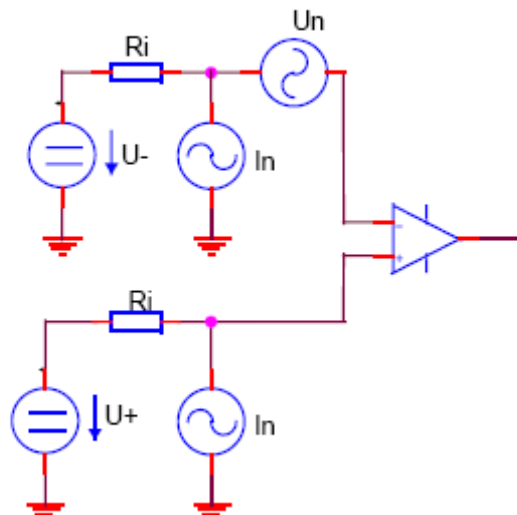
$$I_{OS} \leq 0,25 \frac{|I_{b+}| + |I_{b-}|}{2}$$
- **Vstupní napěťový offset (vstupní napěťová nesymetrie)** -- Proti případu ideálního operačního zesilovače, vstupní proudový offset v konkrétním zapojení vyvolá nenulové napětí U_o při nulovém diferenčním napětí U_d na vstupech. Vstupní napěťová nesymetrie (vstupní napěťový offset) je tedy definována jako hodnota napětí na vstupu, při kterém je výstupní napětí nulové.
- **Proudový a napěťový drift** -- Napěťový a proudový offset (nesymetrie) není konstantní, ale je složitou funkcí více proměnných s dominujícím vlivem teploty. Změna proudového i napěťového offsetu vlivem teploty se nazývá drift, který se vyjadřuje v jednotkách $\text{nA}/^\circ\text{C}$. Typické hodnoty jsou cca $+20\mu\text{V}/^\circ\text{C}$.
- **Činitel potlačení součtového signálu H (common mode rejection ratio)** -- Standardní operační zesilovač je navržen jako rozdílový zesilovač. Každý reálný operační zesilovač mimoto zesiluje současně i průměrné souhlasné napětí na vstupních svorkách. To je pochopitelně nežádoucí jev, který nenastává u ideálního operačního zesilovače. Souhlasné napětí na vstupu je jako negativní jev zesilováno společně s napětím rozdílovým podle vztahu

$u_o = A_{OL}u_i + B_0u_{CMI}$, kde B_0 je souhlasné zesílení. Kvalitu zesilovače určuje poměr H nebo též poměr $CMRR$. Pro ideální operační zesilovač je $H \rightarrow \infty$, reálný zesilovač dosahuje činitel potlačení součtového signálu podle typu operačního zesilovače cca $H_{real} \approx (80 \div 140)dB$.

- **Šum operačního zesilovače** – Šumem nazýváme všechny složky výstupního signálu operačního zesilovače, které nejsou vázány na vstupní užitečný signál. Tyto signály jsou způsobeny jednak přítomností šumových napětí na vstupech operačního zesilovače nebo jinými vnějšími příčinami a současně též vlastním šumem operačního zesilovače. Vlastní šum operačního zesilovače se vztahuje ke vstupu a vyjadřujeme jej velikostí vstupního šumového napětí U_n na šumového proudu I_n .

Různé typy šumů a jejich rozdílný vliv na výstupní napětí, který souvisí se zapojenou zpětnou vazbou nelze zobecnit. Pro dané zapojení operačního zesilovače je v případě potřeby nutno provést individuální šumovou analýzu. Pro snadnější orientaci se v katalogích obvykle uvádějí dvě šumové složky:

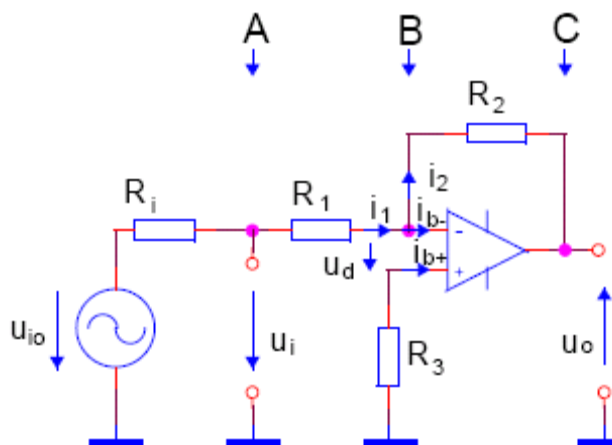
- subakustický šum $1/f$ pro frekvenční pásmo $0,01 \text{ Hz} < f < 1 \text{ Hz}$
- širokopásmový šum pro frekvenční pásmo $10 \text{ Hz} < f < 10 \text{ kHz}$



Obr. 4 Zdroje šumových napětí a proudů v zapojení s ideálním operačním zesilovačem

Invertující zesilovač

Invertující zesilovač vznikne zapojením rezistorů R_1 a R_2 do zpětné vazby podle obr.5.



Obr. 5 Základní zapojení invertujícího zesilovače

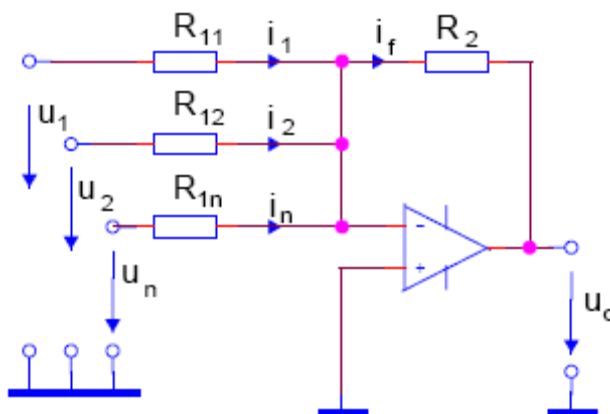
Zesílení uzavřené smyčky A_{CL} :

$$A_{CL} = \frac{u_o}{u_i} = -\frac{R_2}{R_1}.$$

Invertující sčítací zesilovač

Zesilovač na obr. 6 se používá pro sčítání několika napětí na vstupu operačního zesilovače. Předpokládáme-li nulové vnitřní odpory všech zdrojů vstupních napětí, budou jednotlivé vstupní proudy dány:

$$i_1 = \frac{u_1}{R_{11}}, i_2 = \frac{u_2}{R_{12}}, i_n = \frac{u_n}{R_{1n}} \text{ a současně } i_f = i_1 + i_2 + \dots + i_n.$$



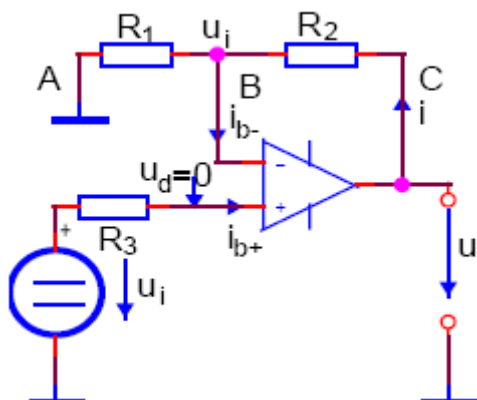
Obr. 6 Invertující sčítací zesilovač

Vztah pro výstupní napětí u_o :

$$u_o = -\left(\frac{R_2}{R_{11}}u_1 + \frac{R_2}{R_{12}}u_2 + \dots + \frac{R_2}{R_{1n}}u_n\right).$$

Neinvertující zesilovač

Druhé základní zapojení zesilovače je na obr. 7. Toto zapojení zaručuje zachování stejné polarity signálu na vstupu i na výstupu.



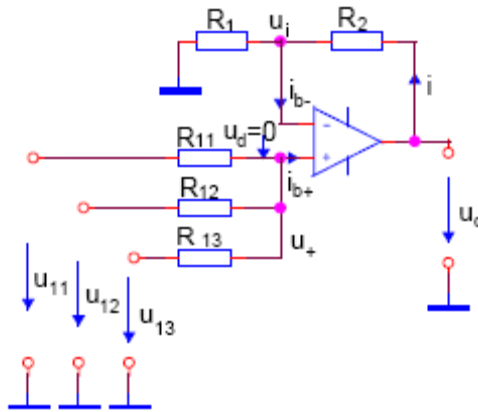
Obr. 7 Neinvertující zesilovač s operačním zesilovačem

Zesílení A_{CL} je dáno:

$$A_{CL} = \frac{u_o}{u_i} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1}.$$

Neinvertující sčítací zesilovač

Jeho zapojení je na obr. 8. Vlastní součet vzniká již na neinvertujícím vstupu zesilovače. Vlastní zesilovač pouze zesiluje tento součtový signál.



Obr. 8 Neinvertující sčítací zesilovač

Na neinvertujícím vstupu operačního zesilovače je součtové napětí u_+ , které podle principu superpozice má hodnotu:

$$u_+ = \frac{\frac{R_{12}R_{13}}{R_{12} + R_{13}}}{\frac{R_{12}R_{13}}{R_{12} + R_{13}} + R_{11}} u_{11} + \frac{\frac{R_{11}R_{13}}{R_{11} + R_{13}}}{\frac{R_{11}R_{13}}{R_{11} + R_{13}} + R_{12}} u_{12} + \frac{\frac{R_{11}R_{12}}{R_{11} + R_{12}}}{\frac{R_{11}R_{12}}{R_{11} + R_{12}} + R_{13}} u_{13}.$$

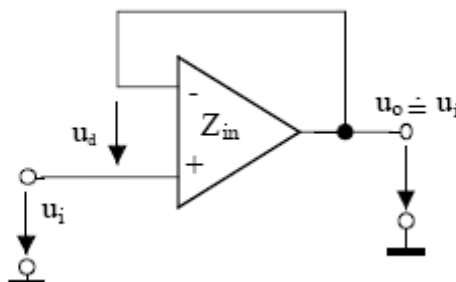
Napětí u_+ je zesilováno neinvertujícím zesilovačem, na jehož výstupu je napětí u_o :

$$u_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) u_+.$$

Sledovač signálu

Jestliže galvanicky spojíme výstup operačního zesilovače s neinvertujícím vstupem, viz obr. 9, zavedli jsme 100% zápornou zpětnou vazbu a výsledné zesílení A_{CL} dosáhne hodnoty:

$$A_{CL} = \frac{u_o}{u_i} = 1 + \frac{0}{R_1} = 1.$$

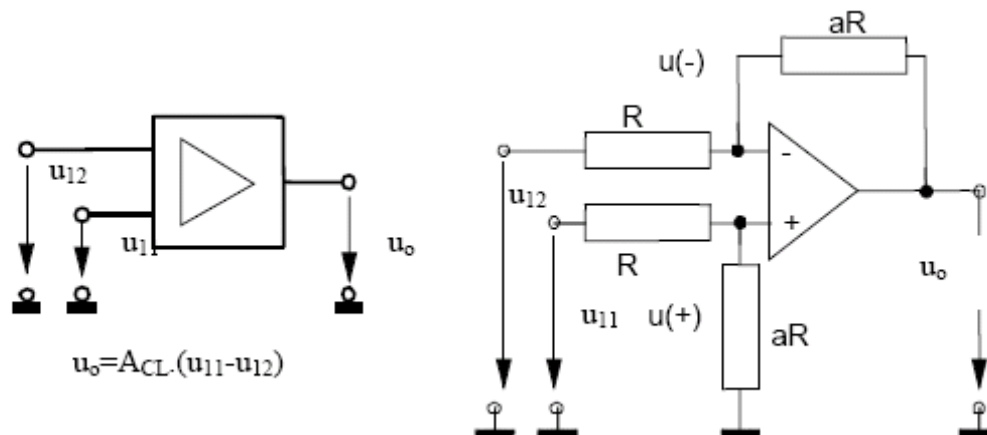


Obr. 9 Napět'ový sledovač signálu

Diferenční (rozdílový) zesilovač

Často se setkáváme s požadavkem zesilování signálu snímačů, které jako zdroj signálu nemají zemní vodič spojen s operační zemí celého řetězce zpracování informace. Takovým signálem může být např. výstup z úhlopříčky Wheastoneova můstku, jehož rezistory jsou součástí nějakého snímače určité fyzikální veličiny. Jiným signálem je např. snímací rezistor proudu, jehož oba konce nemají bezprostřední propojení s operační zemí a pod.. Nejčastěji požadujeme, aby příslušně zesílený signál byl symetrický vzhledem k operační zemi. Zapojení s operačním zesilovačem, které zesiluje popsáný typ signálu, je diferenční zesilovač podle obr. 10.

Stupeň na obrázku je systém se zápornou zpětnou vazbou a proto platí: $u(+)=u(-)$.



Obr. 10 Zapojení diferenčního (rozdílového) zesilovače

Napětí $u(+)$ je určeno jednoznačně nezátženým děličem v neinvertujícím vstupu, platí

$$u(+)=u_{11} \frac{aR}{R+aR}=u_{11} \frac{a}{1+a}.$$

Napětí $u(-)$ vypočítáme obdobně jako výstupní napětí nezátženého děliče, zapojeného v obvodu invertujícího vstupu, který je napájen dvěma nezávislými zdroji u_{12} a u_o . Napětí je:

$$u(-)=u_{12} \frac{aR}{R+aR}+u_o \frac{R}{R+aR}=u_{12} \frac{a}{1+a}+u_o \frac{1}{1+a}.$$

Porovnáním výše uvedených vztahů můžeme vypočítat výstupní napětí u_o :

$$u_o=a(u_{11}-u_{12}).$$

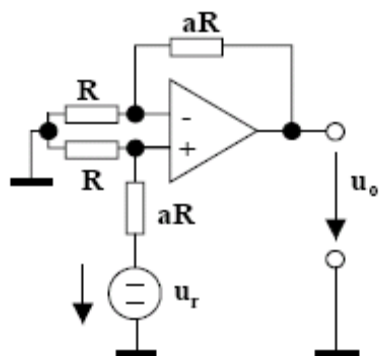
Rovnice určuje zesílení diferenčního stupně. Z rovnice vyplývá, že dělicí poměr rezistorů v obou větvích musí být stejný pro zachování symetrie výstupního napětí. Vzhledem k symetrii je doporučitelné, zejména při požadavcích na vyšší zesílení, aby i náhradní odpory v obou větvích byly stejné.

Pokud vznikne z uvedených důvodů jakákoli nesymetrie, je možné ji odstranit zavedením referenčního napětí na neinvertující vstup podle obr. 11. Výstupní napětí u_o je dáno:

$$u(+)=u_r \frac{R}{R+aR}=u_r \frac{1}{1+a},$$

$$u(-)=u_o \frac{R}{R+aR}=u_o \frac{1}{1+a}.$$

Protože platí $u(+)=u(-)$, platí také $u_i=u_o$.



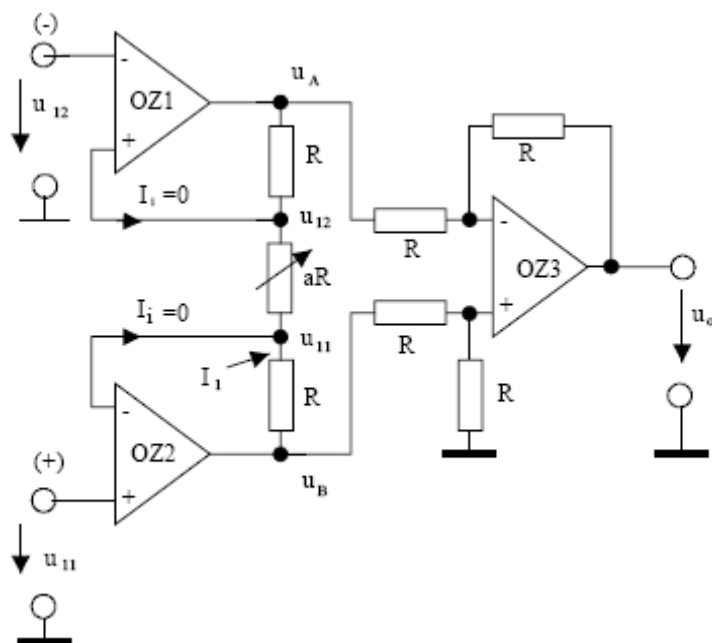
Obr. 11 Zavedení referenčního napětí na jeden ze vstupů diferenčního zesilovače

Přístrojové a izolační zesilovače

Diferenční zesilovač je sice velmi jednoduché zapojení, ale má některé nedostatky, které nelze odstranit jinak, než použít jiné, obvykle komplikovanější obvodové řešení. Mezi podstatné nedostatky jednoduchého diferenčního zesilovače patří zejména:

- Změna zesílení se musí provádět změnou dvou prvků s vyžadovaným vysoce kvalitním souběhem obou součástek.
- Vnitřní odpory zdrojů signálu u_{11} a u_{12} musí být stejné nebo se musí použít dodatečné kompenzační obvody pro obnovení symetrie zapojení.
- Změna vnitřního (vnitřních) odporů zdroje ovlivňuje konečné zesílení A_{CL} .
- Zapojení je nevhodné pro zesilování signálů s velmi vysokým vnitřním odporem (musely by se použít extrémně vysoké hodnoty rezistorů ve zpětné vazbě). Takové řešení však podstatně snižuje šíři přenášeného pásma.

Vyjmenované nevýhody diferenčních zesilovačů odstraňuje zapojení, které je známe jako "přístrojový zesilovač". Existuje několik variant zapojení přístrojového zesilovače. Nejpoužívanější varianta je zapojení na obr. 12.



Obr. 12 Základní zapojení přístrojového zesilovače

Již na prvý pohled je patrné, že zapojení odstraňuje jednu ze základních nedostatků diferenčního zesilovače - vstupní signály u_{11} a u_{12} vstupují bez jakéhokoliv větvení přímo do vstupů operačních zesilovačů. Z toho důvodu zesilování vstupních signálů není ovlivněno vnitřním odporem zdroje

signálu. To znamená, že na horním konci rezistoru aR bude napětí u_{12} a na spodním konci bude napětí u_{11} . Rezistorem aR tedy protéká proud I_1 :

$$I_1 = \frac{u_{12} - u_{11}}{aR}$$

Tento proud protéká současně i horním i spodním rezistorem R (do invertujících vstupů neteče žádný proud). Úbytek napětí na trojici svislých rezistorů R , aR , R je proto dán:

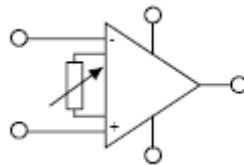
$$u_B - u_A = u_o = I_1(aR + R + R)$$

Zesilovač OZ_3 je zapojen jako jednoduchý diferenční zesilovač se zesílením $A_{CL} = 1$. Dosadíme-li do rovnice pro u_o za I_1 , dostaneme pro výstupní napětí u_o :

$$u_o = \frac{u_{12} - u_{11}}{aR} (aR + 2R) = (u_{11} - u_{12}) \left(1 + \frac{2}{a}\right).$$

Příslušné zesílení celého stupně se nastavuje jedním prvkem (aR), vstupní odpory zdrojů signálu se mohou měnit v rozsahu mnoha dekád bez vlivu na zesílení celého zapojení. Výstupní signál má prakticky nulový výstupní odpor. Tyto vlastnosti předurčují toto zapojení k realizaci mnoha aplikací, kde je rozhodujícím kritériem právě přesnost a stálost parametrů.

Protože je použití přístrojového zesilovače v některých oblastech elektronického designu dosti časté, používá se v mnoha literárních pramenech speciální schematická značka přístrojového zesilovače podle obr. 13.



Obr. 13 Schematická značka přístrojového zesilovače

Integrátory s operačními zesilovači

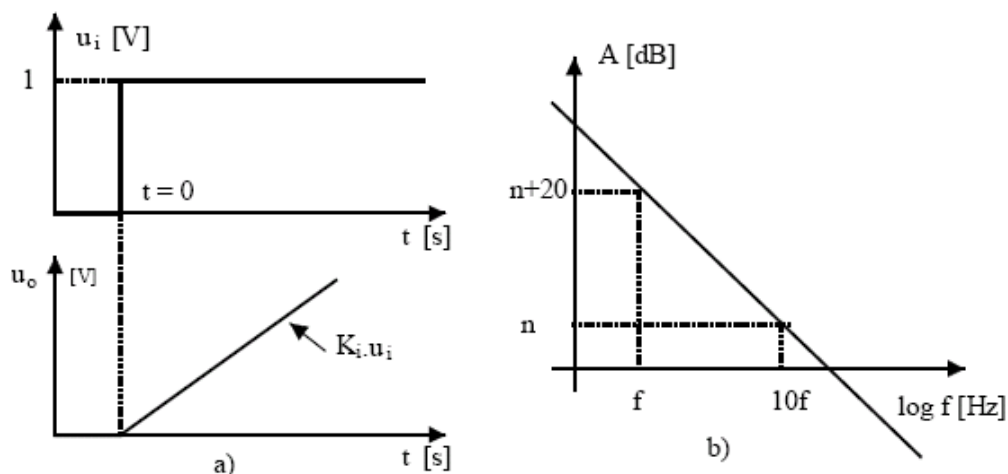
Integrátor je specifické propojení rezistoru, kondenzátoru a operačního zesilovače, které realizuje přenosovou funkci podle vztahu

$$\frac{U_o(s)}{U_i(s)} = \frac{1}{Ts} = K_i \frac{1}{s},$$

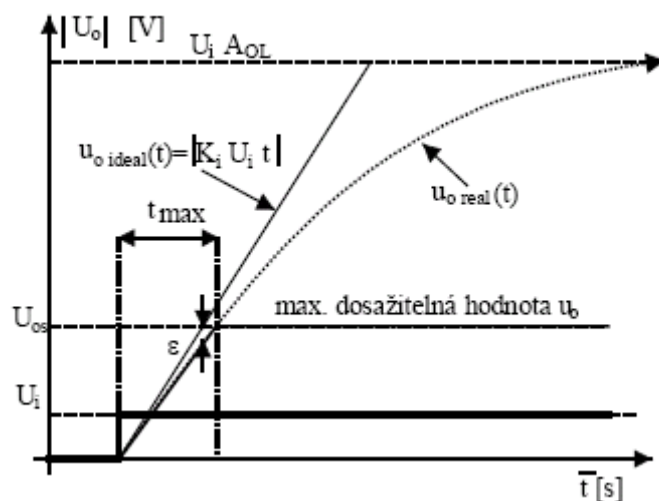
kde $K_i = 1/T$ je integrační konstanta. Časový průběh výstupního napětí ideálního integrátoru je určen vztahem

$$u_o(t) = K_i \int_{t=0}^t u_i(t) dt + U_{CO}.$$

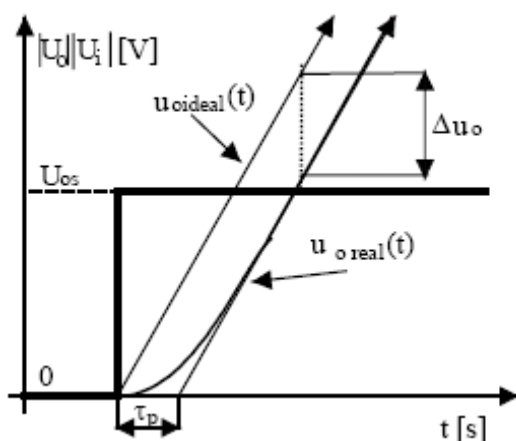
Pro posouzení vlastností ideálního i reálného integrátoru používáme přechodové a frekvenční charakteristiky. Pro ideální integrátor jsou tyto charakteristiky na obr. 14.



Obr. 14 a) Přechodová charakteristika ideálního integrátoru, b) frekvenční charakteristika ideálního integrátoru



Obr. 14 c) Přechodová charakteristika ideálního a reálného integrátoru pro dlouhé doby integrace



Obr. 14 d) Přechodová charakteristika ideálního a reálného integrátoru pro krátkou dobu integrace

Invertující (Millerův) integrátor

Millerův integrátor na obr. 15 je nejjednodušším zapojením. Jedná se v podstatě o invertující

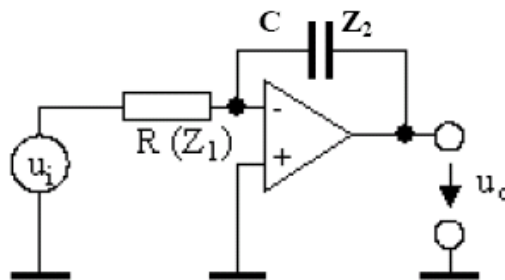
zesilovač, v jehož zpětné vazbě jsou impedance $Z_1(R)$ a $Z_2(C)$. Přenos integrátoru na obr. 15 je dán

$$\frac{U_o(s)}{U_i(s)} = -\frac{Z_2}{Z_1} = -\frac{1}{s \cdot RC} = -K_i \frac{1}{s}.$$

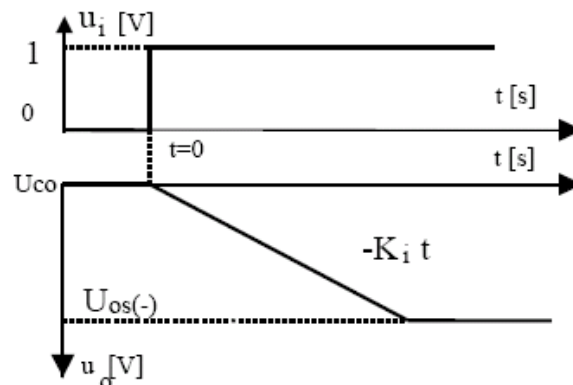
Současně bude na výstupu v časové oblasti napětí

$$u_o(t) = -\frac{1}{RC} \int u_i(t) dt + U_{co},$$

Napětí U_{co} je počáteční napětí na kondenzátoru. $K_i = 1/RC$ je integrační konstanta. Přechodová charakteristika invertujícího integrátoru je na obr. 16. Dosáhne-li napětí u_o saturační napětí $U_{os(-)}$, přeruší se záporná zpětná vazba a nadále se výstupní napětí nebude měnit.



Obr. 15 Invertující (Millerův) integrátor



Obr. 16 Přechodová charakteristika invertujícího integrátoru

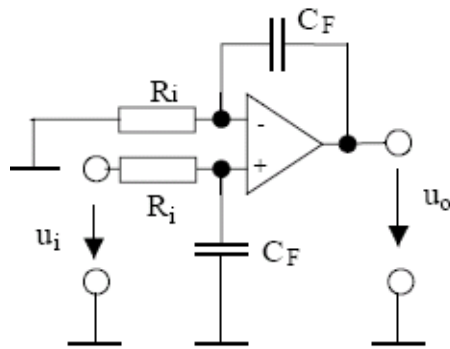
Neinvertující integrátor

Nejjednodušší zapojení neinvertujícího integrátoru vznikne jen malou modifikací předchozího zapojení podle obr. 17. I zde je bezpodmínečně nutné zachovat symetrii zpětnovazebních členů, abychom mohli použít následující jednoduchý přenos

$$\frac{U_o(s)}{U_i(s)} = \frac{1}{R_i C_F}.$$

Časový průběh výstupního napětí při zachování symetrie je dán vztahem

$$u_o(t) = \frac{1}{R_i C_F} \int_0^t u_i(t) dt + U_{CF_0}.$$

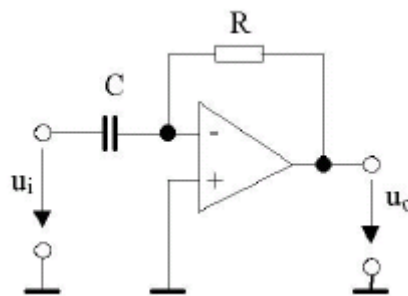


Obr. 17 Neinvertující integrátor jako modifikace rozdílového integrátoru

Základní nevýhodou tohoto zapojení je poněkud komplikovanější zavádění počátečních podmínek, což ztěžuje obvodové řešení aplikací.

Derivátory

Operace derivování je při realizaci analogového řešení používána méně často, neboť již z povahy této operace se musí počítat, že s rostoucí frekvencí vstupního signálu roste i zesílení derivátoru. Protože je obvykle na signál superponován i nezbytný šum, jsou vř. složky tohoto šumu neúměrně zesilovány a úplná saturace napětí na výstupu derivátoru není neobvyklým jevem. Základní zapojení derivátoru je na obr. 18.

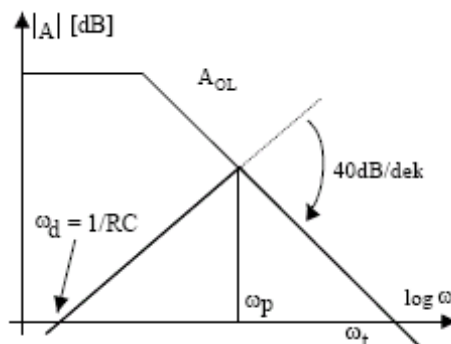


Obr. 18 Základní zapojení derivátoru

Použijeme-li ideální operační zesilovač a považujeme-li prvky R , C za obecné impedance Z_1 a Z_2 , můžeme pro přenos použít vztahů odvozených pro invertující zesilovač

$$\frac{U_o(s)}{U_i(s)} = -\frac{Z_2}{Z_1} = -\frac{R}{\frac{1}{s \cdot C}} = -s \cdot RC = -T_D \cdot s,$$

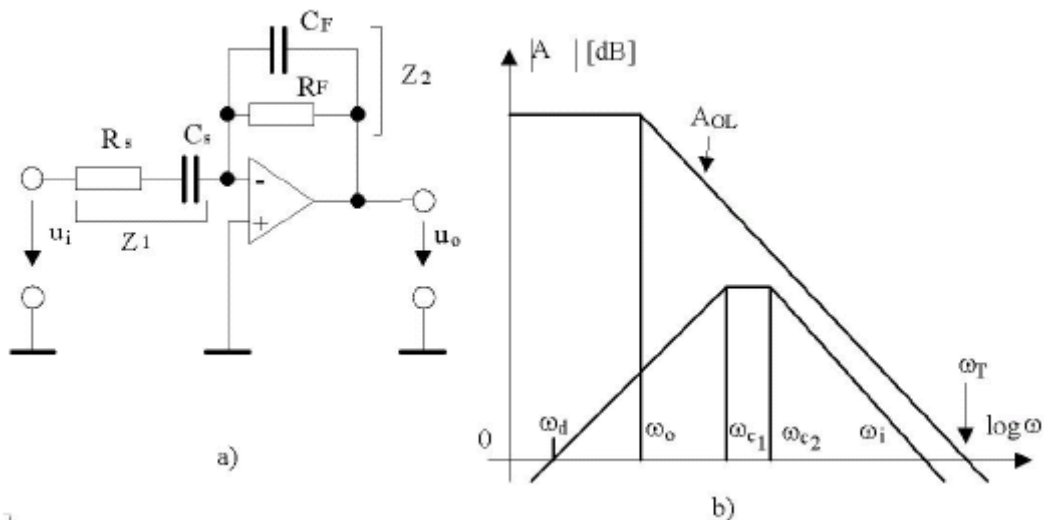
kde $T_D = RC$ je derivační konstanta. Tento jednoduchý výraz se nutně komplikuje při použití reálného operačního zesilovače s frekvenční charakteristikou podle obr. 19.



Obr. 19 Skutečná amplitudová část frekvenční charakteristiky derivátoru podle obr. 18 spolu s aproximovanou frek. char. otevřené smyčky OZ

Od kruhové frekvence ω_d , kdy přenos derivátoru je roven jedné, do kruhová frekvence ω_p přenos roste se sklonem asymptoty $+20$ dB/dek. V průsečíku charakteristiky s frekvenční charakteristikou otevřené smyčky operačního zesilovače dosahuje absolutní hodnota přenosu své max. hodnoty a současně se mění sklon frekvenční charakteristiky o 40 dB/dek. Tento jev je příčinou nestability zapojení a často vede k jeho nepoužitelnosti.

Zapojení zdokonaleného derivátoru, které pokud možno odstraňuje předchozí potíže, je na obr. 20. Vstupní kondenzátor je doplněn rezistorem v sérii a zpětnovazební rezistor naopak doplněn paralelně kondenzátorem. Obě úpravy mají na amplitudovou část frekvenční charakteristiky, pokud se vhodné volí časové konstanty obou obvodů, stabilizující účinek.

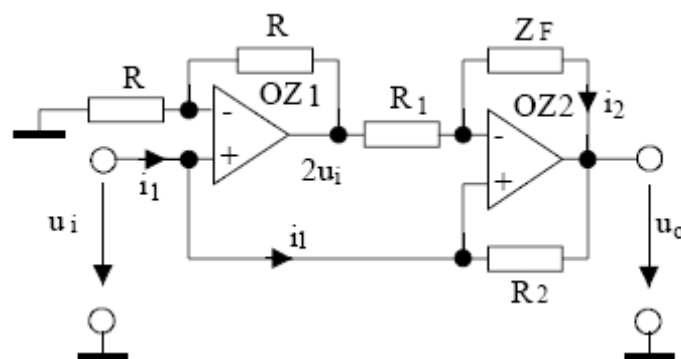


Obr. 20 Kompenzované zapojení derivátoru a jeho aproximovaná frekvenční charakteristika

Gyrátory (pozitivní impedanční invertory)

Pokud musíme použít v daném zapojení induktor, musíme počítat s několika nepříznivými okolnostmi. Především se nejedná o prvek, který je vyráběn v tak širokém sortimentu jako rezistory nebo kondenzátory. Pokud induktor obsahuje jakýkoli ferromagnetický materiál, musíme počítat s tím, že induktor se bude chovat jako nelineární prvek. Výroba induktorů je oproti výrobě rezistorů nebo kondenzátorů téměř vždy komplikovanější a cena vyšší. Ukazuje se v některých případech výhodnější použít vhodné zapojení s operačním zesilovačem a sítí R, C , které má vlastnosti stejné jako požadovaná cívka. Takové zapojení se nazývá **pozitivní impedanční invertor nebo gyrátor**.

Příkladem zapojení gyrátoru je obvod na obr. 21. Tento gyrátor transformuje vnitřní impedanci Z_F na vstupní indukčnost celého obvodu.



Obr. 21 Gyrátor - vstupní impedance obvodu má charakter induktoru

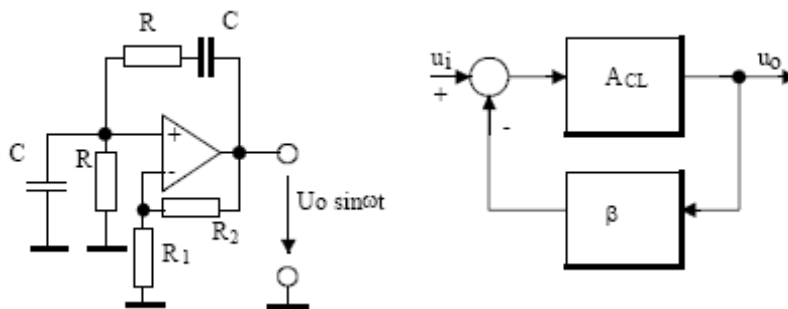
Jako umělá indukčnost pracuje obvod tehdy, zapojíme-li za $Z_F = \frac{1}{s \cdot C_F}$. Impedance Z_i bude:

$$Z_i = s \cdot C_F R_1 R_2 = s \cdot L_F,$$

kde $L_F = C_F R_1 R_2$.

Harmonické oscilátory

Generátory sinusového napětí, nebo též harmonické oscilátory, jsou obvody obsahující prvky R , L , C a zesilovač. Výstupem oscilátoru je střídavé napětí s pevnou frekvencí a amplitudou. Podle požadavků na stabilitu a stálost těchto parametrů volíme typ zapojení. Existuje velké množství zapojení od nejjednodušších až po krystalem řízených oscilátorů. Všeobecně preferujeme používání zapojení, které minimalizují, eventuálně vylučují používání cívek pro jejich rozměry, nelinearitu, cenu atd.. Tomuto trendu plně odpovídá velmi často používané zapojení oscilátoru s Wienovým článkem podle obr. 22.



Obr. 22 Harmonický oscilátor s Wienovým článkem.

Podmínka vzniku netlumených oscilací obecné soustavy vyplývá podle obr. 22b ze vztahu

$$\frac{U_o(j\omega)}{U_i(j\omega)} = \frac{A_{CL}(j\omega)}{1 - \beta(j\omega)A_{CL}(j\omega)}$$

Pro rezonanční frekvenci f_0 musí být splněna podmínka

$$\beta(j\omega_0)A_{CL}(j\omega_0) = 1.$$

Na neinvertujícím vstupu bude napětí děliče, napájeného z výstupu u_o . Označíme-li Z_1 sériovou kombinací R , C a paralelní kombinací R , C jako Z_2 , budou tyto impedance

$$Z_1 = \frac{j\omega RC + 1}{j\omega C},$$

$$Z_2 = \frac{R}{j\omega RC + 1}.$$

$$\beta(j\omega) = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{j\omega RC}{(j\omega RC + 1)^2 + 1},$$

pro frekvenci $\omega_0 = \frac{1}{RC}$ bude koeficient β nabývat reálné hodnoty

$$|\beta(j\omega)| = \frac{j}{2j + 1} = \frac{1}{3}.$$

Oscilátor bude oscilovat netlumenými kmity pouze tehdy, splní-li se podmínka pro rezonanční frekvenci f_0 . Dosadíme-li, bude

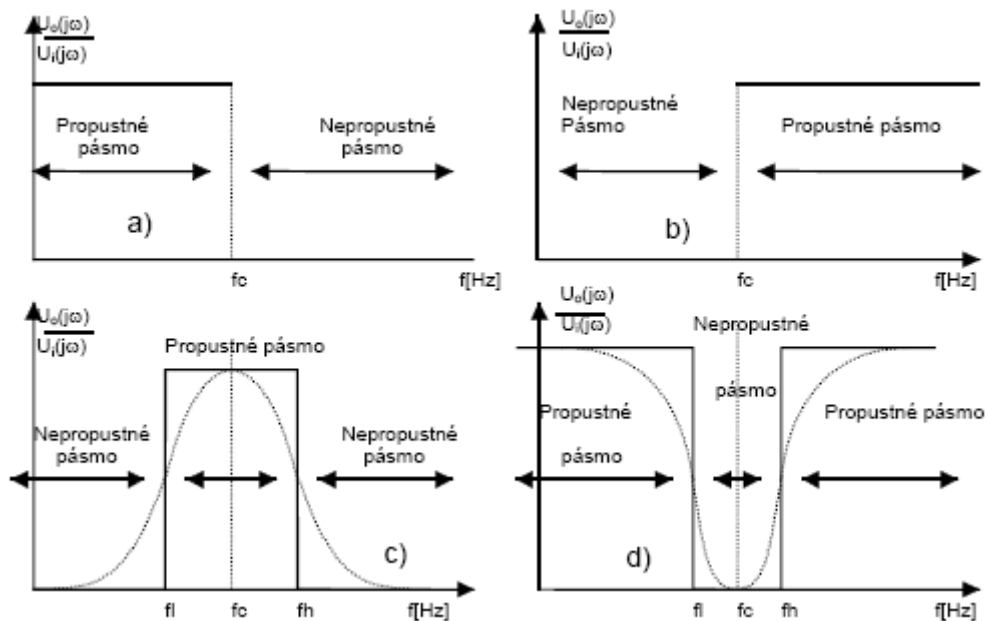
$$A_{CL}(j\omega_0) = 3 = 1 + \frac{R_2}{R_1}.$$

Aktivní filtry

Filtr je obecně selektivní obvod, který propouští určité frekvenční pásmo, zatímco ostatní frekvenční pásma jsou potlačována. Filtry je možno např. realizovat sítí pasivních součástek, t.j. sítí rezistorů, kondenzátorů a induktorů. To je kategorie tzv. „pasivních filtrů“. Jejich použití je běžné všude tam, kde nejsou příliš vysoké nároky na přesnost aproximace přenosové funkce filtru. V ostatních případech dáváme přednost tzv. „aktivním filtrům“, které navíc obsahují jeden nebo několik zesilovačů, ale na druhé straně většinou neobsahují induktory. Vyloučení induktorů je hlavní výhodou aktivních filtrů. Induktor je totiž vždy charakterizován velkými rozměry, relativně velkou cenou vzhledem ke složitosti výroby a při použití ferromagnetického materiálu se vždy jedná o nelineární prvek. Ten může negativně ovlivňovat přesnost aproximace přenosové funkce celého filtru. Rozlišujeme celkem čtyři základní typy filtrů podle jejich přenosových vlastností.

- filtr typu dolní propust (low pass)
- filtr typu horní propust (high pass)
- filtr typu pásmová propust (band pass)
- filtr typu pásmová zádrž (notch filter)

Základní vlastnosti, charakterizující jednotlivé typy filtrů, ukazují typické frekvenční charakteristiky jednotlivých typů filtrů podle obr. 23



Obr. 23 Frekvenční vlastnosti čtyř základních kategorií filtrů a) dolní propust, b) horní propust, c) pásmová propust, d) pásmová zádrž

Hranice mezi propustným a nepropustným pásmem nastává při konkrétní frekvenci f_c , která se nazývá "**frekvence zlomu**" nebo též "**kritická frekvence**". Při této frekvenci dosahuje amplitudová část frekvenční charakteristiky v logaritmických souřadnicích (aproximovaná přímkami), své nejvyšší chyby t.j. 3 dB v případě filtru 1. řádu.

Sítí R , C a operačními zesilovači lze realizovat téměř libovolnou přenosovou funkci aktivního filtru, realizovaného aktivní dolních nebo horní propustí polynomiálního typu. Přenosové vlastnosti takových filtrů jsou určeny aproximací typu

$$A_u(s) = \frac{1}{F_n(s)},$$

kde $F_n(s)$ je polynom tvaru

$$F_n(s) = a_n s^n + a_{(n-1)} s^{(n-1)} + \dots + a_j s^j + a_1 s + 1.$$

Koeficienty a_j jsou funkcemi rezistorů, kapacit a zesílení. Aby fyzikální realizace takového filtru byla stabilní, musí být všechny nuly tohoto polynomu v levé polorovině roviny s . Pokud je tato podmínka zaručena, můžeme realizovat libovolný řád filtru 1 až n s použitím zesilovače a sítě R, C . Podle specifických vlastností polynomu $F_n(s)$ můžeme navrhovat filtry s unikátními vlastnostmi. Mezi nejpoužívanější polynomiální filtry patří zejména filtry Butterworthovy, Čebyševovy a Besselovy.

Nejčastěji používaný filtr v regulační technice je **Butterworthův filtr**. Obecně lze tento filtr popsat přenosem

$$G_{(s)} = \frac{A_{uo}}{B_n(s)},$$

kde $B_n(s)$ je Butterworthův polynom n -tého řádu.

Pokud je řád filtru liché, bude použito zapojení realizující přenos proporcionalního členu se zpožděním prvního řádu ve tvaru

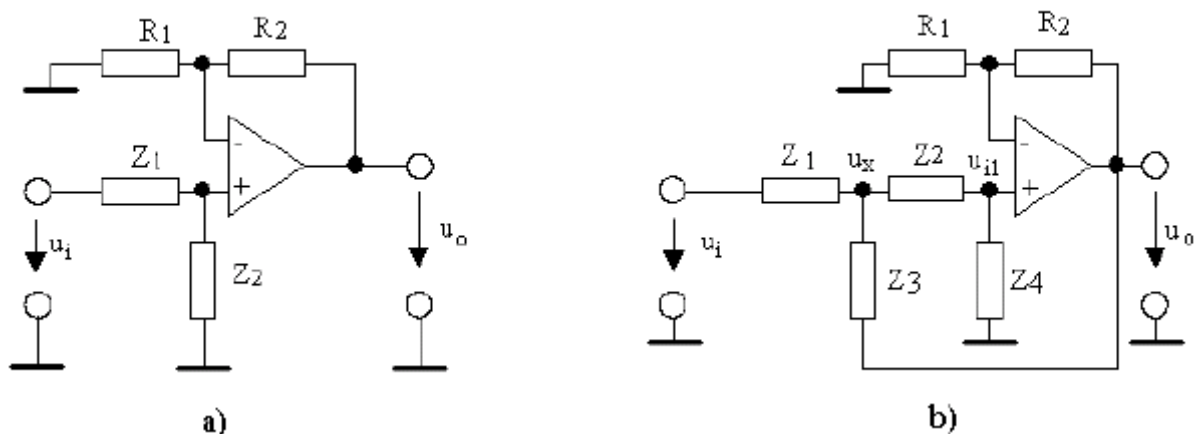
$$A_u(s) = \frac{A_{uo}}{\frac{s}{\omega_c} + 1}$$

a dále $\frac{(n-1)}{2}$ stejných stupňů, realizujících kmitavý člen druhého řádu s přenosem

$$A_u(s) = \frac{A_{uo}}{\left(\frac{s}{\omega_c}\right)^2 + 2k\left(\frac{s}{\omega_c}\right) + 1}.$$

Pokud je řád navrhovaného filtru sudý, použije se $\frac{n}{2}$ stupňů s přenosem realizující kmitavý člen druhého řádu, přičemž koeficient tlumení $2k$ bude v každém stupni individuální (podle tabulky normovaných polynomů).

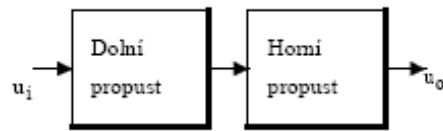
Zapojení, realizující výše popsané přenosy, viz obr. 24, má v každém stupni konečné kladné zesílení. Tímto zesílením lze nastavit v případě přenosu realizujícího kmitavý člen druhého řádu koeficient tlumení $2k$. Výhodou tohoto přístupu je, že pro danou kruhovou frekvenci zlomu ω_c lze pro každý komplexně sdružený pár kořenů použít stejné hodnoty rezistorů a kondenzátorů.



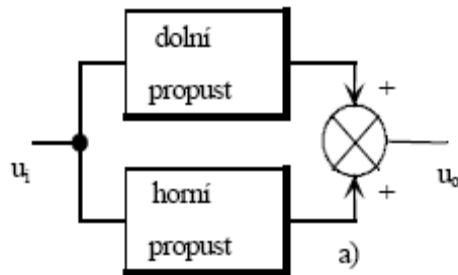
Obr. 24 Obecné zapojení aktivního filtru 1. řádu s použitím kladného zesílení A_u . b) zapojení Sallen-Key aktivního filtru, modelující přenos kmitavého členu druhého řádu

Filtr prvního řádu se v tomto případě realizuje zapojením podle obr. 24a. Fyzikální realizaci přenosu realizujícího kmitavý člen druhého řádu lze zajistit pomocí Sallen - Key zapojení filtru podle obr. 24b.

Impedance Z_1 až Z_4 na obr. 24a, b jsou tvořeny prvky R , C . V případě aktivního filtru typu dolní propust budou vodorovné impedance tvořeny rezistory, zatímco svislé impedance budou tvořeny kapacitami. Při realizaci filtru typu horní propust bude umístění impedancí opačné.



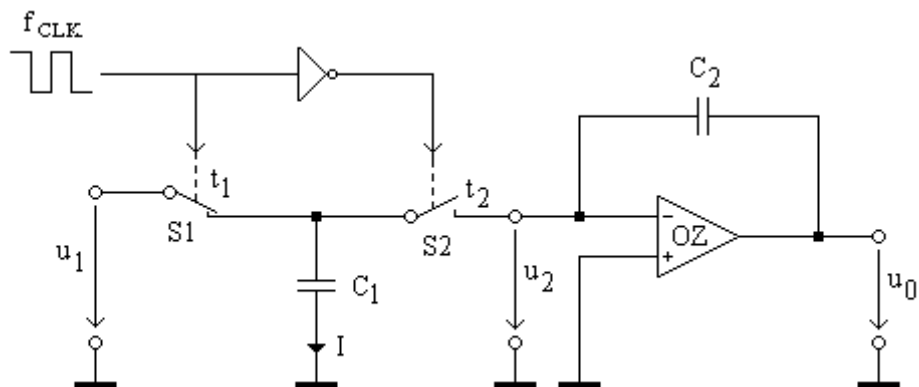
Obr. 25 Pásmová propust, vytvořená pomocí dolní a horní propusti



Obr. 26 Pásmová zádrž, vytvořená pomocí dolní a horní propusti

Filtry se spínanými kondenzátory (SCF)

U aktivních filtrů z diskretních pasivních a aktivních prvků filtrů lze velmi složitým způsobem měnit jejich parametry, především pak přeladění jejich kmitočtových vlastností. U filtrů se spínanými kondenzátory se tato změna provádí velmi elegantním způsobem. Rezistory v nich jsou nahrazeny periodicky přepínanými kondenzátory, což dovoluje změnu jejich ekvivalentních odporů a následně i přeladění filtru úpravou přepínacího kmitočtu. Princip filtru se spínaným kondenzátorem je založen na střídavém nabíjení kondenzátoru během konstantní periody T_s v zapojení na obr. 27.



Obr. 27 Princip filtru se spínaným kondenzátorem (SCF)

Aliasing, neboli překrývání ve frekvenčním spektru vzniká v důsledku přepínání kondenzátoru, které je současně vzorkováním. Běžná dolní propust je pásmovou propustí pro f od 0 Hz až do f_c . Filtr

se spínaným kondenzátorem je však navíc propustí frekvence od $f_{CLK} - f_c$ do $f_{CLK} + f_c$, od $2f_{CLK} - f_c$ do $2f_{CLK} + f_c$, ..., přeložené do propustného pásma filtru.

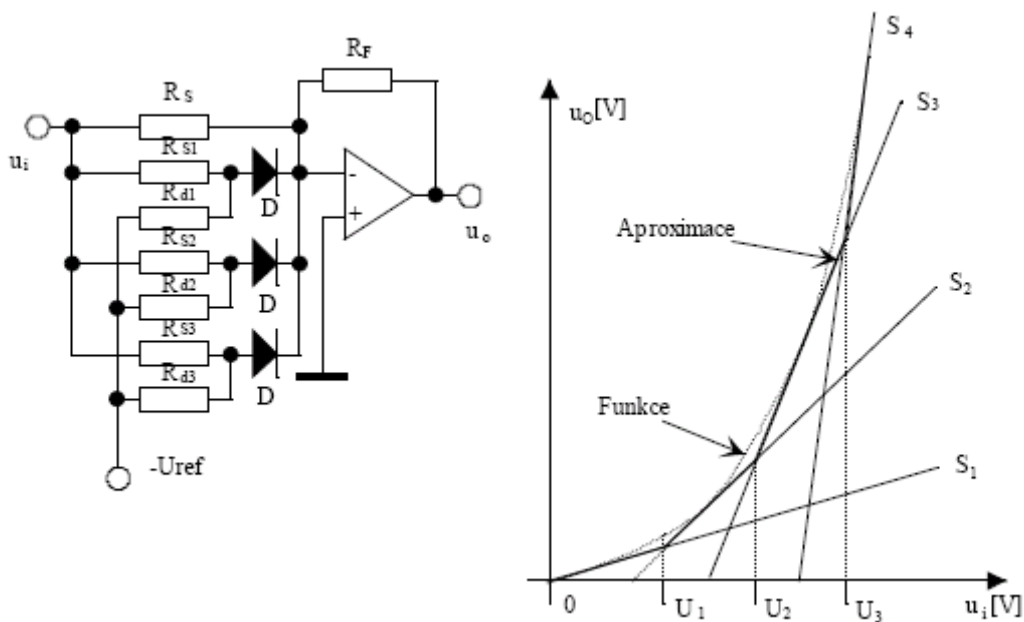
Aliasingu se zamezuje vložení klasického filtru před filtr se spínaným kondenzátorem. Filtr se spínaným kondenzátorem tedy zajistí požadovaný řád a typ filtru (velkou strmou, malou chybu) a klasický (spojitý) dolnoprostopustný filtr zajistí, aby ve spektru signálu vstupujícího do filtru se spínaným kondenzátorem byly frekvence vyšší než dostatečně potlačeny. Tomuto způsobu zpracování říkáme prefiltering. Nevýhodou je, že spojitý filtr není snadné plynule přeladovat elektrickým signálem. Pevným spojitým filtrem se omezíme jen na určité pásmo, ve kterém lze celý filtr přeladovat.

Nelineární funkční převodníky

Chceme-li realizovat nějakou nelineární funkci $u_o = f(u_i)$ analogovými prostředky, používáme k tomu nelineární funkční převodníky. Používají se zejména dva typy zapojení, lišící se umístěním rezistorů a diod ve zpětné vazbě. Jsou-li tyto součástky na vstupu zesilovače, lze nelineární převodník použít pro modelování funkcí rostoucích (např. $f(x) = x^2$, $f(x) = x^3$ a pod.).

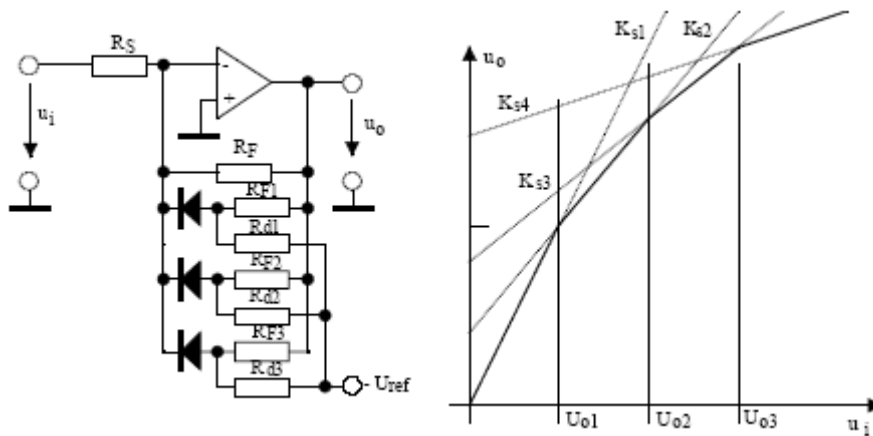
Pokud však zapojíme převodník do zpětné vazby, lze tímto zapojením modelovat funkce, jejichž sklon s rostoucím argumentem klesá. Jinými slovy, jestliže prvním zapojením modelujeme funkci $y = f(x)$, potom druhé zapojení modeluje funkci inverzní $y = f(x^{-1})$.

Na obr. 28 je zapojení prvního typu. Vstupní napětí se přivádí současně na několik paralelních tvarovacích obvodů. Druhý konec těchto obvodů je zapojen na referenční napětí. Pro různá vstupní napětí má zapojení různě velká zesílení.



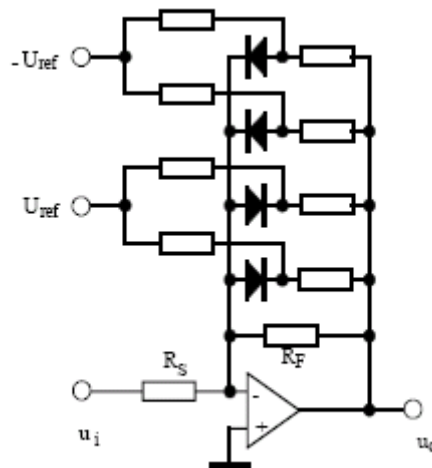
Obr. 28 Nelineární funkční převodník v přímé větvi zpětné vazby OZ

Pokud použijeme podobné zapojení jako v předchozím případě, avšak umístěné ve zpětné vazbě zesilovače, připne se při dosažení každé nastavené prahové hodnoty U_{ox} další paralelní kombinace rezistorů ve zpětnovazební větvi. To sníží celkový odpor ve zpětné vazbě a způsobí nižší zesílení (sklon charakteristiky) než sklon při nižším napětí na vstupu. Zapojení takového převodníku je na obr. 29.



Obr. 29 Funkční měnič s rezistory ve zpětné vazbě

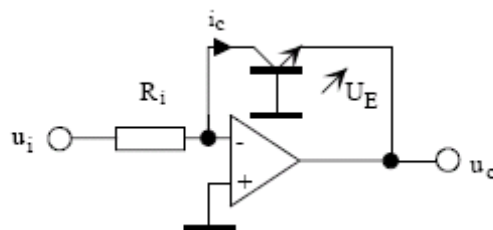
Počtem prahových napětí a jejich velikostí lze navrhnout aproximaci funkce s předem definovanou max. dovolenou chybou. Zapojení podle obr. 29 lze např. použít pro modelování funkce $\sin(x)$ a je základem konstrukce funkčních generátorů. V tom případě se použije upravené zapojení podle obr. 29.1, které pracuje pro obě polarity vstupního signálu.



Obr. 29.1 Dvoukvadrantový funkční měnič. Počet diod obou větví se volí podle požadované přesnosti aproximace

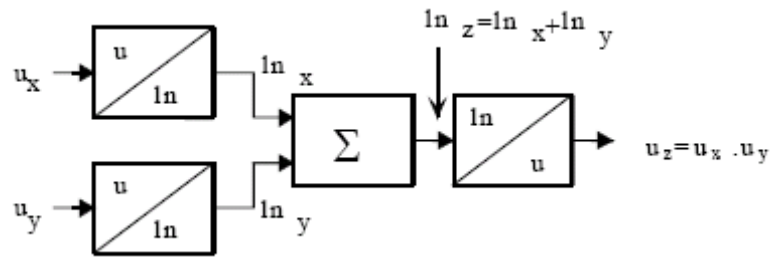
Logaritmické a antilogaritmické zesilovače

Voltampérová charakteristika polovodičové diody v propustném stavu má exponenciální závislost. Pokud diodu zapojíme do zpětné vazby operačního zesilovače podle obr.30, můžeme obvod použít pro logaritmování vstupních napětí. Místo diody se obvykle používá tranzistor v diodovém zapojení.



Obr. 30 Zapojení logaritmického zesilovače

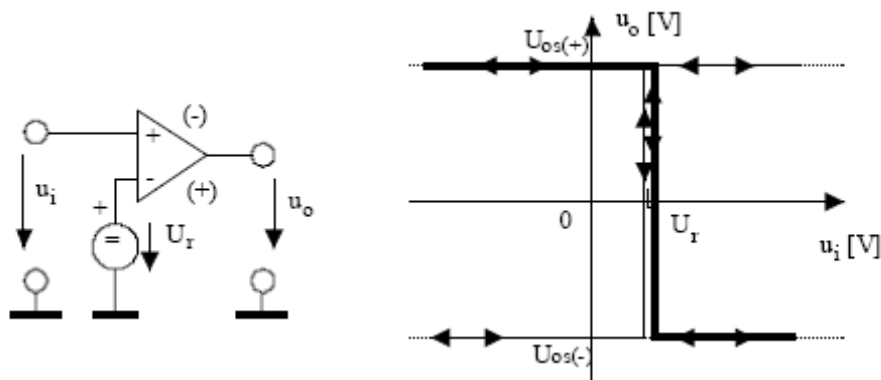
Logaritmická násobička je typická aplikace logaritmických a exponenciálních zesilovačů. Nelineární operace násobení je pomocí logaritmických převodníků převedena na lineární operaci sčítání, která je snadno řešitelná sčítacím zesilovačem. Výsledek je převeden pomocí exponenciálního zesilovače opět na výstupní napětí. Blokově je operace naznačena na obr. 31.



Obr. 31 Princip logaritmické násobičky

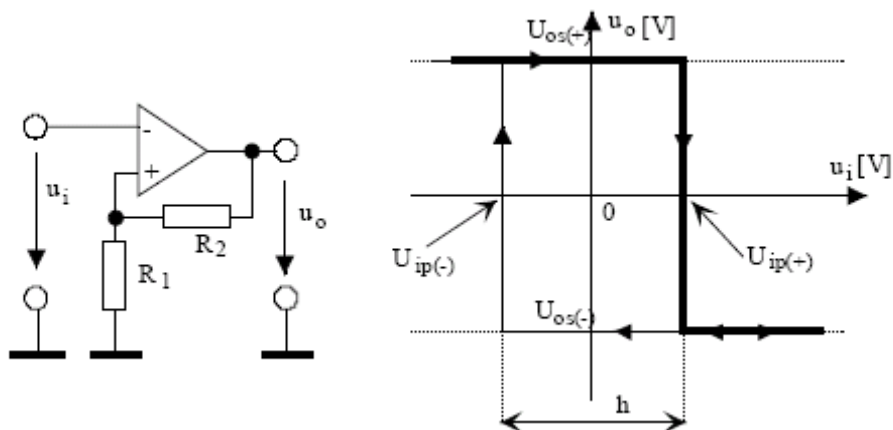
Komparátory

Komparace dvou nezávislých napětí je jednou z nejčastějších aplikací operačních zesilovačů. Výstup komparátoru u_o přináší jednobitovou informaci, které ze dvou vstupních napětí je vyšší. Takové vlastnosti má komparátor bez zpětné vazby podle obr. 32. Změna logického stavu na výstupu nastane při prahovém napětí $U_{ip} = U_r$.



Obr. 32 Komparátor bez hystereze a jeho statická charakteristika. Slabší charakteristika odpovídá zapojení vstupů podle symbolů ve schematické značce, silnější symbolům v ()

Komparátory s kladnou zpětnou vazbou -- doplníme-li zapojení na obr. 32 kladnou zpětnou vazbou, získáme obvod s výraznou nelinearitou a dvojznačnou statickou charakteristikou, který je základem konstrukce velmi často používané skupiny impulzních systémů s unikátními vlastnostmi. Základní zapojení je na obr. 33. Zpětnovazební rezistory R_1 a R_2 jsou zapojeny do neinvertujícího vstupu - jedná se o kladnou zpětnou vazbu. Na výstupu je proto možný výskyt pouze kladného nebo záporného saturačního napětí. Stav obvodu je určen polaritou, amplitudou vstupního signálu a předchozí historií obvodu.

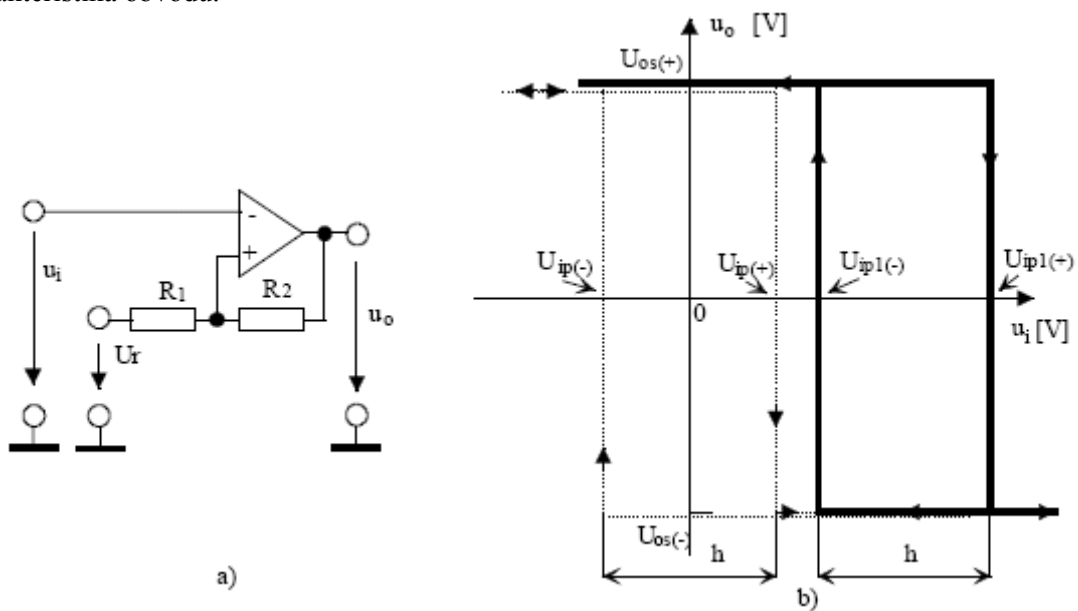


Obr. 33 Invertující komparátor s kladnou zpětnou vazbou

$$U_{ip}(+) = U_{os(+)} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$U_{ip}(-) = U_{os(-)} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Vliv referenčního napětí invertujícího komparátoru na statickou charakteristiku -- pokud rezistor R_1 zapojíme na pomocné referenční napětí U_r , podle obr. 34, změní se i statická charakteristika obvodu.



Obr. 34 a) Invertující komparátor s hystezí a referenčním napětím, b) Statická charakteristika obvodu

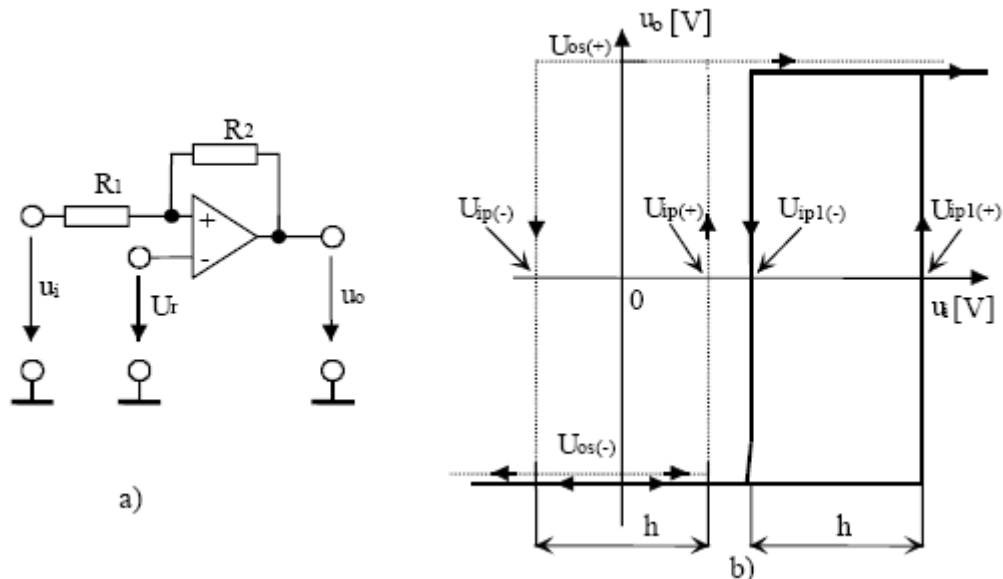
Pokud je $U_r = 0$, platí čárkovaná charakteristika a prahová napětí jsou $U_{ip}(+)$ a $U_{ip}(-)$, viz výše.

Pro obecné napětí U_r se prahové hodnoty změní na $U_{ip1}(+)$ a $U_{ip1}(-)$

$$U_{ip1}(+) = U_{ip}(+) + U_r \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$U_{ip1}(-) = U_{ip}(-) + U_r \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Neinvertující komparátor s kladnou zpětnou vazbou -- jestliže v zapojení na obr. 34 pouze zaměníme vzájemně vstupy, vznikne neinvertující komparátor, viz. obr. 35, který má rovněž hysterezní charakteristiku. Její tvar a určující parametry jsou však od předchozího zapojení odlišné.



Obr. 35 a) Neinvertující komparátor s hysterezí, b) statická charakteristika

Předpokládejme nejprve $U_r = 0 \text{ V}$

$$U_{ip(+)} = -\frac{R_1}{R_2} U_{os(-)},$$

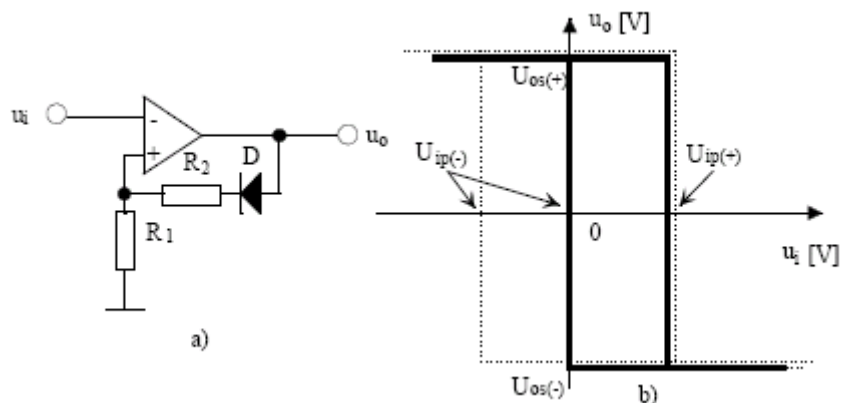
$$U_{ip(-)} = -\frac{R_1}{R_2} U_{os(+)},$$

jestliže $U_r \neq 0 \text{ V}$

$$U_{ip1(+)} = U_{ip(+)} + U_r \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

$$U_{ip1(-)} = U_{ip(-)} + U_r \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

Změna hystereze diodami -- v mnoha aplikacích se vyskytuje potřeba komparátoru s hysterezí a současně požadavek, aby jedno prahové napětí bylo nulové. I když lze vypočítat odpovídající napětí U_r , tak, aby byly oba požadavky splněny, nabízí se jednoduché a přesné řešení s použitím diody v kladné zpětné vazbě podle obr. 36.



Obr. 36 a) Změna hystereze komparátoru diodou, b) statická charakteristika

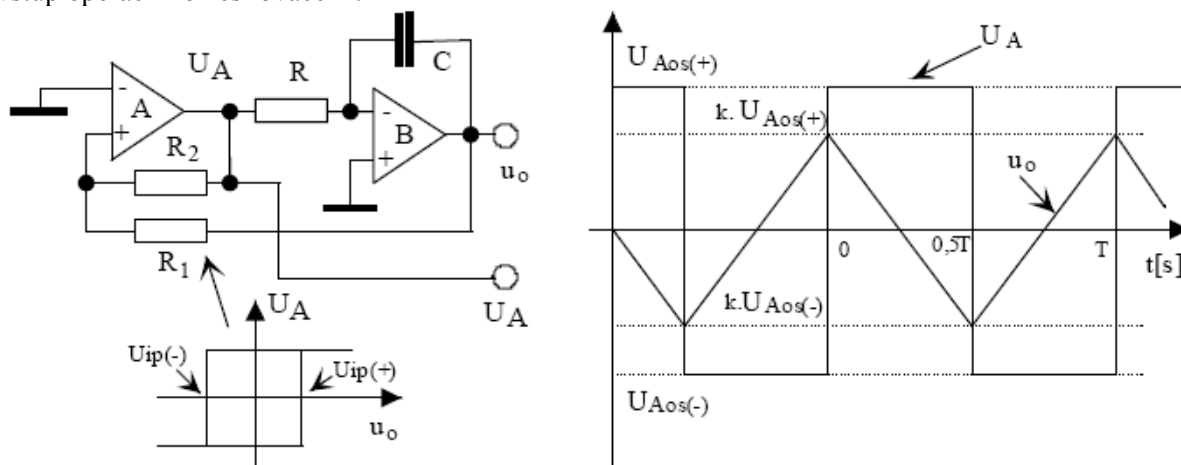
Generátory tvarových kmitů

Jako jednoduchý generátor kmitů lze použít obvody obsahující komparátor s kladnou zpětnou vazbou a integrátor. Základní obvod tímto spojením je na obr. 37. Zesilovač A je zapojen jako neinvertující komparátor s hysterezí. Prahová napětí jsou

$$U_{ip}(-) = \frac{R_1}{R_2} U_{AOS(+)}, \quad U_{ip}(+) = \frac{R_1}{R_2} U_{AOS(-)}$$

$$k = \frac{R_1}{R_2}, \quad k_r = U_r \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

Konstanta k_r se uplatní místo konstanty k v případě připojení referenčního napětí U_r na invertující vstup operačního zesilovače A.

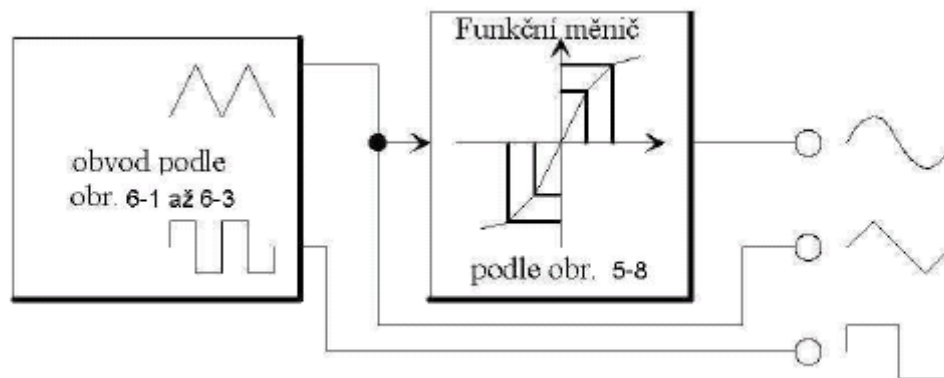


Obr. 37 Generátor pravoúhlých a trojúhelníkových impulzů

Zavedeme-li na invertující vstup OZ A napětí U_r , vlastní frekvence se nezmění. Podle hodnoty U_r se bude posouvat ve vertikálním směru pásmo hystereze a tedy i napětí na výstupu integrátoru. Změní-li se referenční napětí U_r tak, že jedna z komparačních mezí bude vyšší než příslušná saturační hodnota napětí na výstupu komparátoru, přeruší se zpětná vazba a relaxační kmitů se ukončí. Této okolnosti lze s výhodou využít pro řízení činnosti (klíčování) generátoru logickým signálem do invertujícího vstupu OZ A. Podle polaroty přivedeného napětí U_r lze současně zaručit posloupnost hran průběhu po startu (jestli je v okamžiku startu první hrana generovaného impulzu vzestupná nebo sestupná).

Generátory postavené na tomto principu generují výstupní impulzy s vysoce přesnými parametry (frekvence, linearita, nízká výstupní impedance pro oba výstupy) a vyžadují minimum součástek.

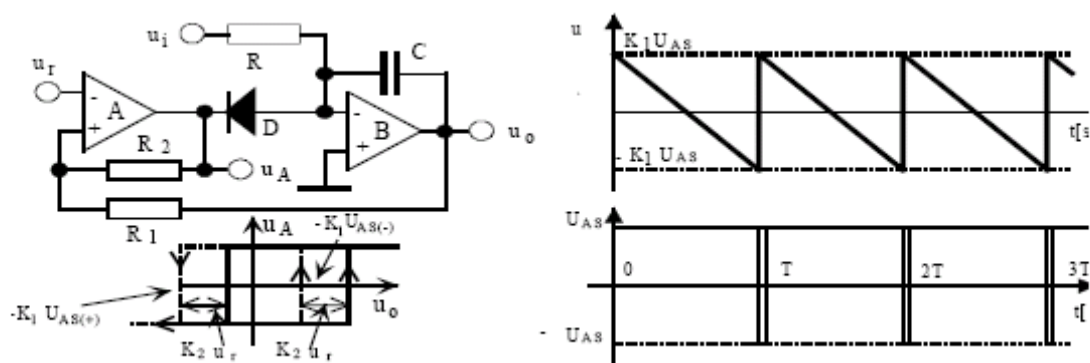
Použití těchto generátorů je velmi rozmanité. Vzhledem k snadné přeladitelnosti ve velkém rozsahu frekvencí a stabilitě nastavených parametrů se obvykle doplňují funkčním převodníkem podle obr. 29.1, které trojúhelníkový průběh mění na sinusový. Tato sestava je základem univerzálních tvarových generátorů pro laboratorní účely. Proti klasickým sinusovým generátorům zaručují tyto generátory přijatelně nízkou úroveň zkreslení a konstantní amplitudu kmitů bez přídavných stabilizačních obvodů. Blokové schéma je na obr. 38.



Obr. 38 Sestava funkčního generátoru obdélník, trojúhelník a sinus

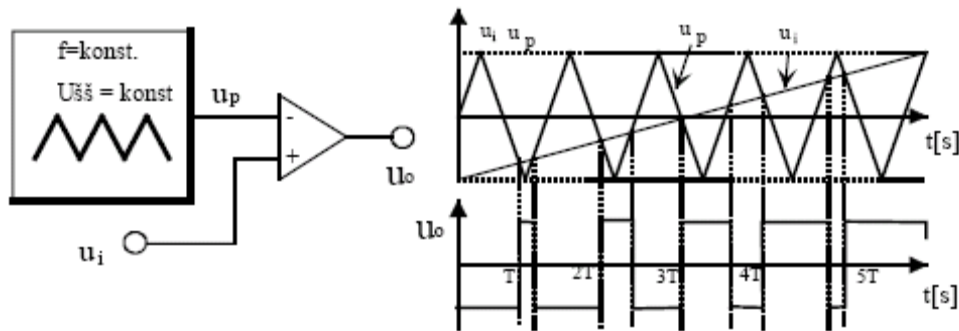
Převodníky $u - f$ -- spojení komparátoru s hysterezi a integrátoru lze použít s drobnou modifikací zapojení i pro převodníky napětí - frekvence. Někdy se používá označení "napětím řízené oscilátory". Jednoduchý obvod pro tuto funkci je na obr. 39. Jestliže je na výstupu komparátoru A napětí $U_{AS(+)}$, dioda D je závěrném směru a rychlost integrace je určena vstupním napětím u_i a prvky R, C .

Napětí na výstupu integrátoru lineárně klesá a dosáhne-li záporné prahové napětí, komparátor překlápí do stavu záporné saturace. Rychlost integrace je vysoká, neboť odpor diody v propustném stavu je velmi malý. Na výstupu je vždy na konci každé periody krátký záporný impulz, jehož délka je zanedbatelná vzhledem k periodě obvodu.



Obr. 39 Převodník $u - f$ s neinvertujícím komparátorem s hysterezi

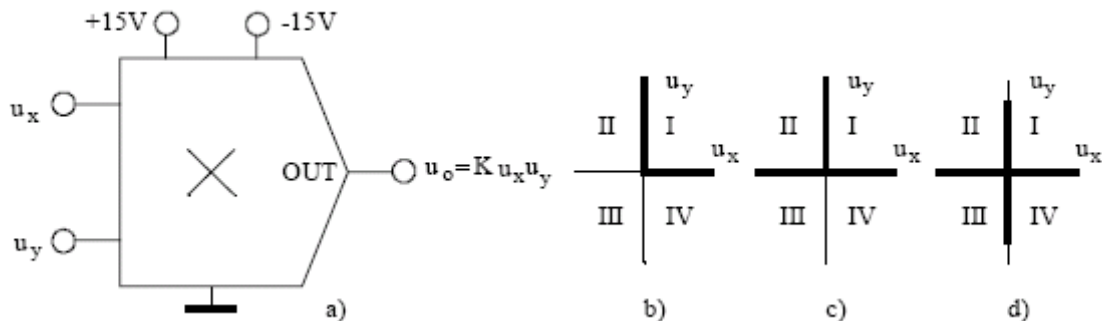
Pulzní šířkové modulátory – jsou základním principem pro řízení výkonů ve většině průmyslových aplikací. Měronosnou veličinou je šířka impulzu při konstantní opakovací frekvenci. Převodníky napětí - šířka impulzu, nebo též pulzní šířkové modulátory, patří do podobné kategorie jako předchozí obvody. Základem je generátor trojúhelníkového napětí s přesnou amplitudou kmitů a komparátor v zapojení podle obr. 37.1.



Obr. 37.1 Princip impulzního šířkového modulátoru

Analogové násobičky

Analogové násobičky jsou obvykle komplexem obvodů s operačními zesilovači a dalšími obvody, které podle různých principů realizují operaci násobení dvou analogových signálů. Dnes jsou některé principy analogového násobení základem specializovaných integrovaných násobiček. Analogové násobičky se používají v takových případech jako měření výkonu, násobení frekvence a posouvání frekvence, amplitudová modulace, detekce fázového úhlu dvou signálů se stejnou frekvencí, dělení jednoho signálu druhým, určování odmocniny ze signálu a pod. Na mnoho problémů, kde se požaduje násobení signálu, je pochopitelně výhodné použít jednočipový mikro počítač a nelineární problém analogového násobení převést na operaci logickou a další řešení svěřit programovým prostředkům. Přesto však je stále dosti aplikací, kde výpočtová rychlost mikro počítače při definované přesnosti na daný problém nestačí a zde je oblast pro násobení analogové. Schematický symbol analogové násobičky je na obr. 40.



Obr. 40 a) Schematická značka analogové násobičky, b) operační oblasti pro jednokvadrantovou, b) dvoukvadrantovou, c) čtyřkvadrantovou násobičku

Konstanta K se nazývá násobící konstanta (scale factor) a její hodnota bývá nejčastěji 0,1. Výstupní napětí je tedy dáno

$$u_o = \frac{u_x u_y}{10}.$$

Násobičky se dále klasifikují podle kvadrantů, ve kterých nabývají hodnoty obě vstupní veličiny a napětí výstupní.

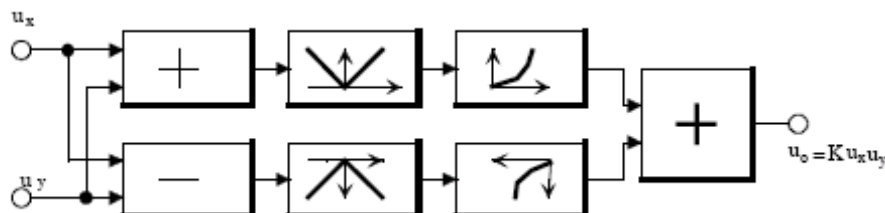
- **Jednokvadrantová násobička** podle obr. 40b operuje pouze se vstupními veličinami jedné polaritu a stejnou polaritu má i výstupní veličina.
- **Dvoukvadrantová násobička** podle obr. 40c operuje s jednou vstupní veličinou, která může nabývat obou polarit a druhou vstupní veličinou, nabývající pouze jednu polaritu. Výstup nabývá pouze jednu polaritu.

- **Čtyřkvadrantová násobička** podle obr. 40d operuje se vstupními veličinami obou polarit a rovněž výstup může nabývat hodnot obou polarit.

Používané principy analogového násobení

- **Kvadratická násobička** pracuje na principu řešení rovnice

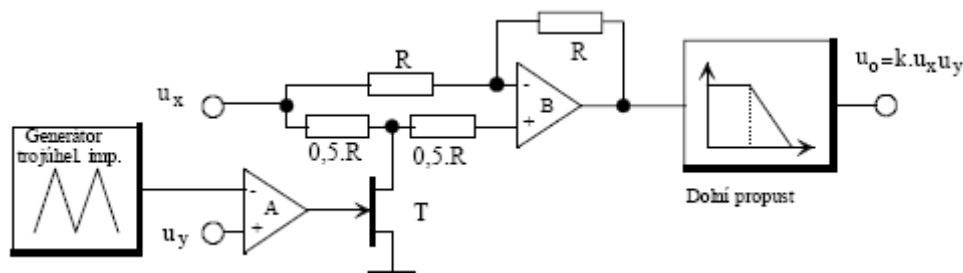
$$u_o = \frac{(u_x + u_y)^2 - (u_x - u_y)^2}{4} = u_x u_y$$
. Na obr. 41 je komplex obvodů, nezbytných pro konstrukci kvadratické násobičky.



Obr. 41 Princip kvadratické násobičky

- **Logaritmická násobička**

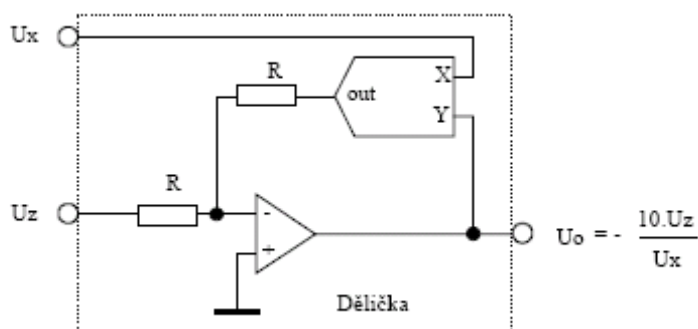
- **PWM násobička** -- Tento typ násobiček je založen na šířkové modulaci a současně i amplitudové modulaci této šířkové modulace. Na výstupu je filtr typu dolní propust, který odfiltruje nosnou frekvenci PWM. Jednoduchý princip čtyřkvadrantové násobičky je na obr. 42.



Obr. 42 Princip PWM násobičky

- **Transkonduktanční násobička** -- vyrábějí se pro jednokvadrantové i čtyřkvadrantové operace a jsou používány v nejširším frekvenčním pásmu až do oblasti 10^8 Hz.

Používání analogových násobiček přináší velmi zajímavé obvodové možnosti. Jmenujme např. pásmové propusti, jejichž kritická frekvence se řídí napětím, dvojnásobení frekvence signálu, řízení zesílení stupně napětím, kontinuální měření výkonu, plynulé měření efektivní hodnoty i pro nesinusové průběhy, měření fázového rozdílu, amplitudový modulátor, balanční modulátor a demodulátor a další. Pokud potřebujeme operaci dělení, lze tuto operaci provést opět s analogovou násobičkou, zapojenou do zpětné vazby invertujícího zesilovače, jak ukazuje obr. 43.



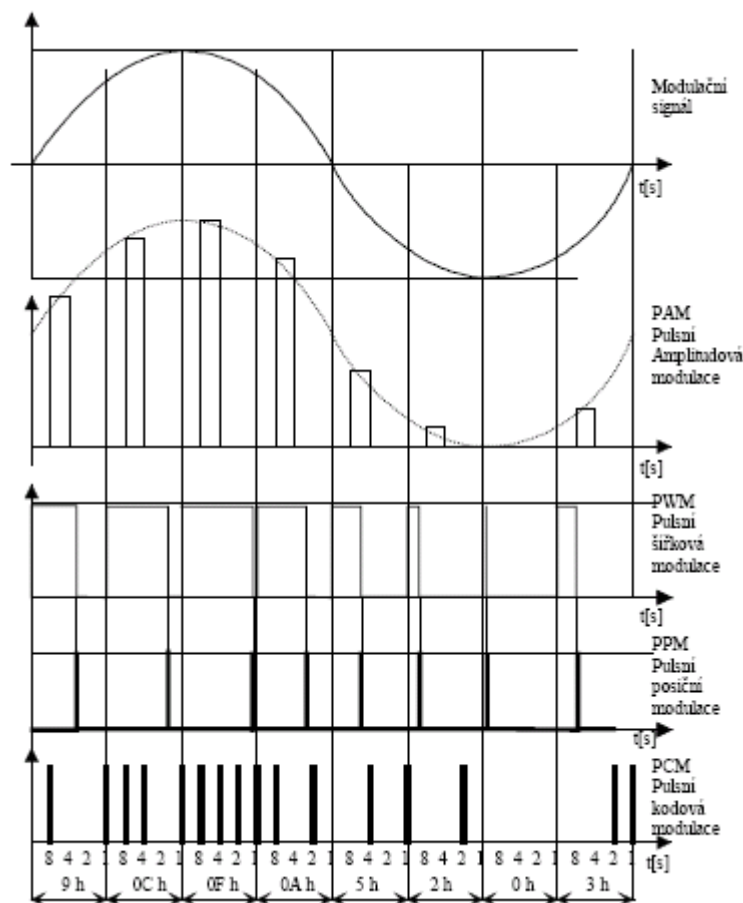
Obr. 43 Dělička, sestavená z násobičky a operačního zesilovače

Systemy s pulzní šířkovou modulací (PWM)

Lineární zesilování je výhodné do výkonů řádu 10^2 W, pro vyšší výkony je již neekonomické. Proto se řízení vyšších výkonů provádí téměř zásadně některým z typů pulzní modulace. Výběr typů pulzní modulace je velmi pestrý - ty nejpoužívanější typy pulzní modulace jsou na obr. 44. Zkratky typů modulací vycházejí z angličtiny a v podstatě odpovídají i českému překladu. Pulzní kódová modulace v každém vzorkovacím intervalu analogový signál převede na n bitový logický kódovaný signál.

V řídicí technice, a obecně v systémech výkonové elektroniky, se nejčastěji používá **pulzní šířková modulace - PWM** (pulse width modulation). Jak ukazuje obr. 44, základem této modulace je vždy pevná nosná frekvence $f_{op} = \frac{1}{T_{op}}$ a měřnou veličinou je šířka impulzu T . Podle požadavků

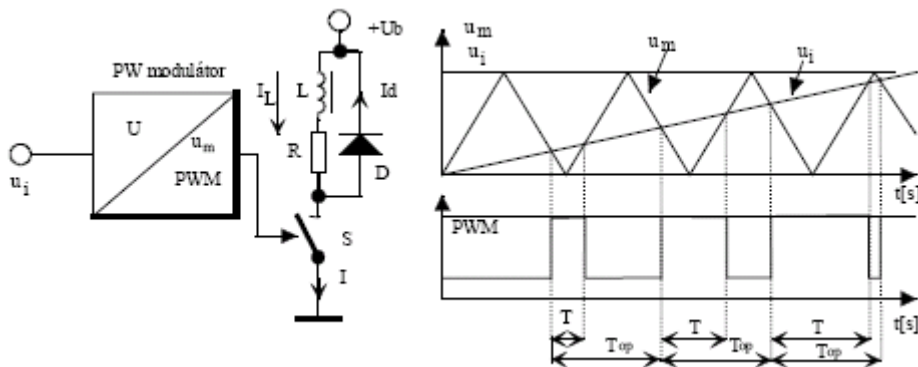
na aplikaci se modulace PWM modifikuje. Důležitou okolností je výběr počtu kvadrantů, ve kterých se při konkrétní aplikaci bude operovat. Jsou aplikace jednkvadrantové, dvoukvadrantové a čtyřkvadrantové.



Obr. 44 Základní typy pulzních modulací

PWM pro jednkvadrantové operace

Pulzní šířkový modulátor převádí vstupní napětí u_i , které nabývá hodnot v intervalu $0 \leq u_i \leq U_{i\max}$ na interval T (t.j. délka aktivní části periody T_{op}). Spínač S periodicky spíná kombinovanou zátěž a tím se plynule řídí příkon na zátěži. Zátěži bývá nejčastěji zátěž L, R nebo R . Pokud je v zátěži induktor, je nutno připojit antiparalelní ochrannou diodu, aby proud zátěži nebyl přerušovaný a vyloučila se možnost vzniku napěťové špičky při vypnutí spínače. Jestliže je zátěží např. motor, nelze jednkvadrantovým řízením řídit brzdění. Charakteristika unipolární PWM je znázorněna na obr. 45.



Obr. 45 Jednokvadrantový zesilovač s induktivní zátěží a unipolární modulací PWM.

PWM pro dvoukvadrantové operace

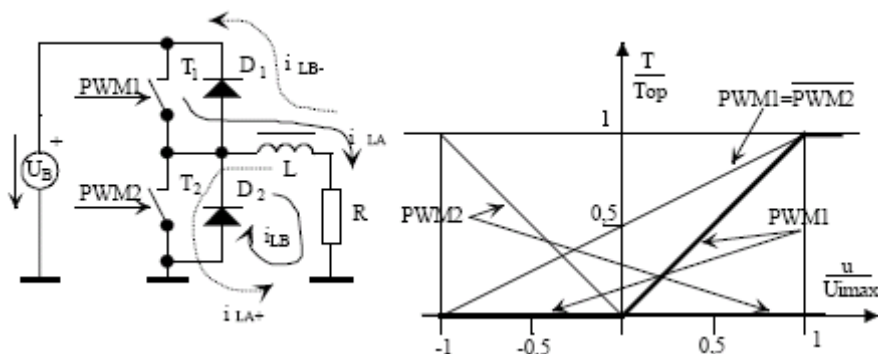
Dvoukvadrantové operace pro řízení výkonového zesilovače dávají obecnější možnosti řízení výkonu proti řízení jednokvadrantovému. Při dvoukvadrantovém řízení je možné řídit nejen velikost řízeného výkonu na zátěži, ale také určovat směr řízeného výkonu. V praxi to znamená, že touto modulací lze řídit výkon na zátěži i v případě, když se zátěž změní ve zdroj výkonu. Vstupní řídicí napětí se pohybuje v intervalu $-U_{i\max} \leq u_i \leq +U_{i\max}$. Při dvoukvadrantovém řízení se obvykle používají dva spínače, které se řídí pulzní šířkovou modulací s několika možnými formáty. Existuje několik možností, jak oba spínače řídit vhodnou PWM. Předpokládejme, že zátěží bude např. ss motor, který představuje kombinovanou R, L zátěž. Pokud je přívod energie na hřídeli motoru z vnějšího zdroje síly vyšší, motor se změní v generátor a dvoukvadrantové řízení umožňuje řízení brzdění motoru v modu disipativním (brzdná energie se mění v teplo) a nebo v modu rekuperačním (brzdná energie se vrací do zdroje). Základní zapojení dvojice spínačů pro dvoukvadrantové řízení je na obr. 46.

Unipolární modulace pro $u_i \geq 0$, kdy spínač T_1 je ovládán unipolární modulací PWM1 při zavřeném spínači T_2 (na obr. tlustá charakteristika) a pro $u_i \leq 0$ je T_2 ovládán unipolární modulací PWM2 při zavřeném spínači T_1 (na obr. tenká charakteristika).

Bipolární modulace, kdy v celém rozsahu řídicích napětí: $-U_{i\max} \leq u_i \leq +U_{i\max}$ platí :

$PWM1 = \overline{PWM2}$ (na obr. 46 - středně tenká charakteristika). Při této modulaci platí pro $u_i = 0$, že

poměr $\frac{T}{T_{op}} = 0,5$.



Obr. 46 Dvoukvadrantové řízení výkonu na zátěži s modulací PWM a používané formáty PW modulace

PWM pro čtyřkvadrantové operace

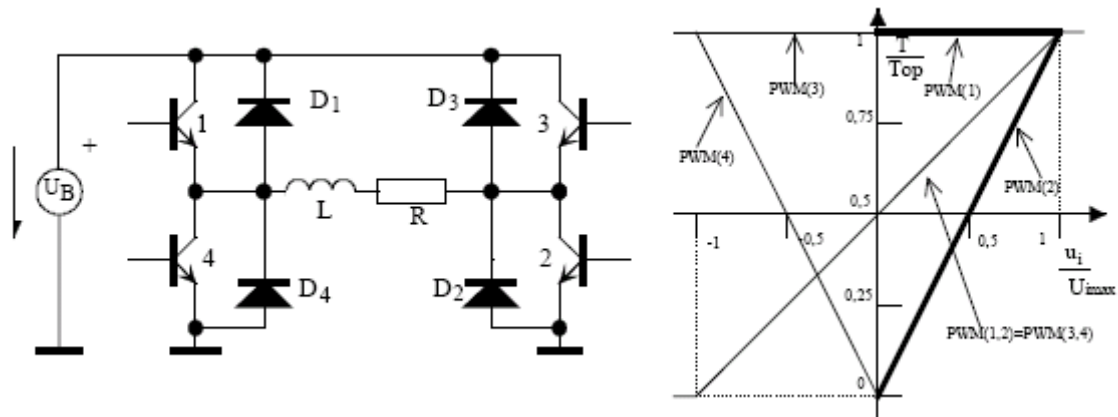
Čtyřkvadrantové proporciální řízení s PWM je obecné řízení, které umožňuje řízení příkonu i výkonu ss motoru v obou smyslech točení a umožňuje řízené rekuperační brzdění. Proto je čtyřkvadrantové řízení základem všech polohových i rychlostních servomechanismů. Nejčastěji používané zapojení

silové části tvoří můstkové uspořádání čtyř hlavních spínačů²⁷ podle obr. 47. Spínače 1 - 4 jsou podle aplikace buď bipolární tranzistory (BJT), unipolární (MOSFET), IGBT, MCT, GTO a další. Každý spínač musí být doplněn antiparalelně zapojenou diodou. Diody jsou při induktivní zátěži nezbytnou součástí zapojení. Většina používaných spínačů již tyto komutační diody obsahují ve svém pouzdru.

Obecně lze H - můstek řídit několika typy PWM. Předpokládáme podobně jako u řízení dvoukvadrantového, že vstupní řídicí napětí u_i nabývá hodnot v intervalu:

$$-U_{i\max} \leq u_i \leq +U_{i\max}$$

Obvykle požadujeme, aby se smysl otáčení servomotoru řídil znaménkem řídicího napětí u_i . Lze použít modulaci PWM unipolární nebo PWM bipolární podle specifických požadavků zadání.



Obr. 47 Obecné zapojení H - můstku pro čtyřkvadrantové operace s PWM a statické charakteristiky různých variant PWM

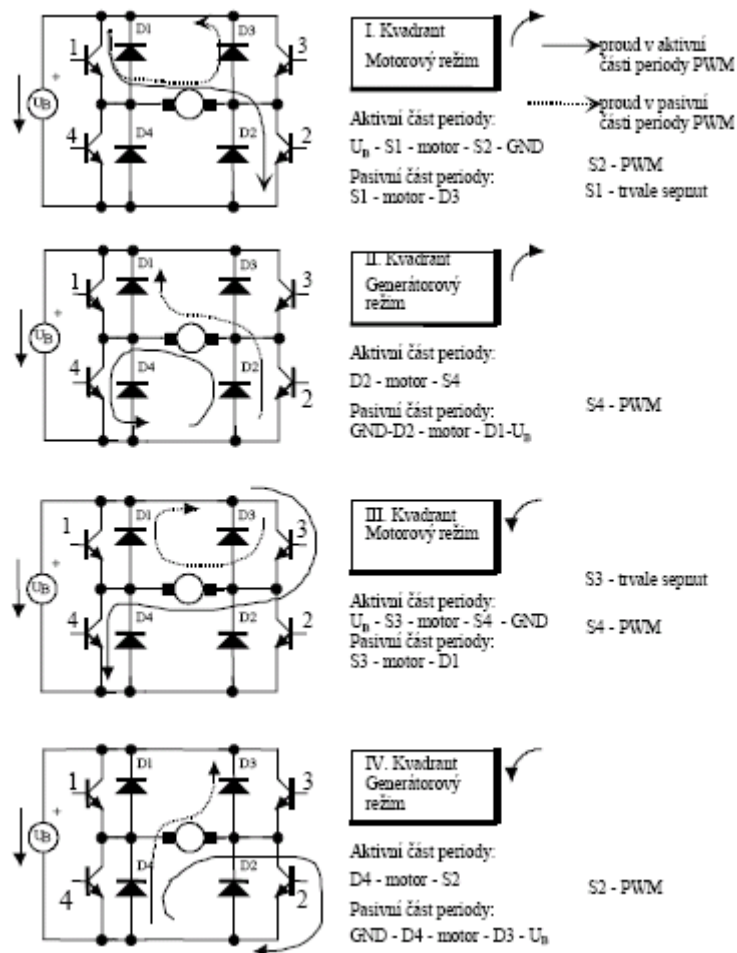
Unipolární modulace, která je na obr. 47 naznačena statickou charakteristikou (středně tenkou). Při této modulaci se v první části periody sepnou současně spínače 1,2 a v druhé části naopak spínače 3,4. Hlavním rysem této modulace je stav při $U_i = 0$, kdy poměr aktivní části periody T k délce T_{op} periody PWM je právě 1. Je to stav, při kterém je střední hodnota napětí na zátěži nulová, ale efektivní hodnota je nenulová. Pokud je zátěží motor, tak se za tohoto stavu sice neotáčí, ale protékající proud se mění v Jouleovo teplo, které je nutno odvádět.

Bipolární modulaci PWM (na obr. 47 je pro kladné řídicí napětí statická charakteristika daná tlustou čarou). Spínač 1 je pro kladné řídicí napětí trvale sepnut ($\frac{T}{T_{op}} = 1$), spínač 2 je řízen PWM podle obr.

47 a spínače 3,4 jsou vypnuty. Pro záporná řídicí napětí je naopak trvale sepnut spínač 3 a PWM se přivádí na spínač 4. Spínače 1,2 jsou vypnuty. Při této modulaci jsou proto při nulovém řídicím napětí všechny spínače vypnuty a řízení je s ideálními spínači bezztrátové.

Obecné čtyřkvadrantové řízení

Řízení ss motorů pulzní šířkovou modulací v diagonále spínacího H - můstku lze zobecnit pro řízení v motorovém režimu (I. a III. kvadrant) a v režimu řízeného rekuperačního brzdění (II. a IV. kvadrant). Na obr. 48 je schematicky zobrazen způsob řízení v jednotlivých režimech a v jednotlivých kvadrantech.



Obr. 48 Zobecněné řízení ss motorů s PWM a se spínacím H – můstkem

Výkonové spínače

Tyristor - SCR (Silicon - controlled rectifier)

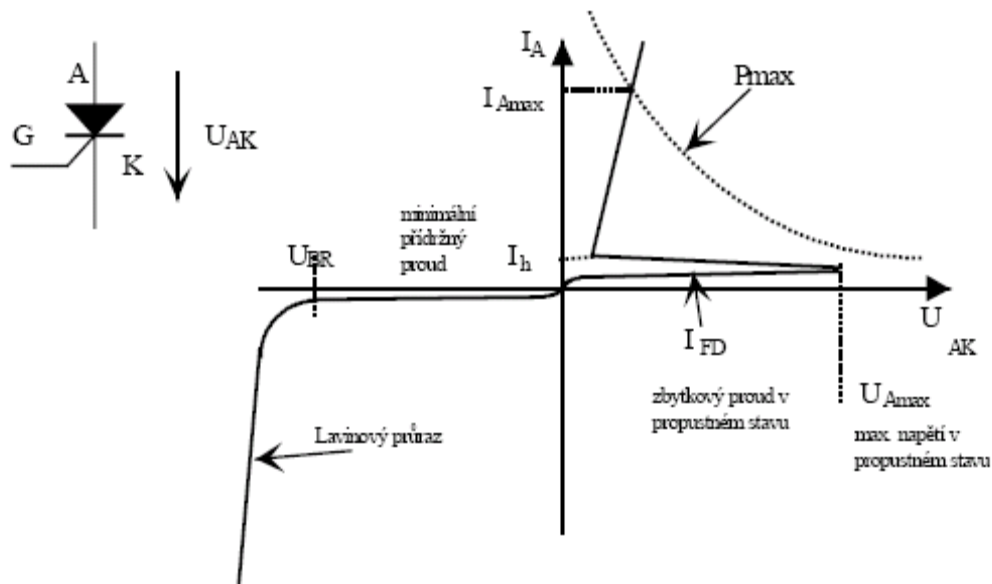
Polovodičový spínač se strukturou PNPN s V-A charakteristikou typu S danou oblastí záporného diferenciálního odporu v propustném stavu. Sepnutí tyristoru lze dosáhnout několika způsoby

- kladným napětím u_{GK} mezi řídicí elektrodou a katodou za předpokladu kladného anodového napětí U_{AK}
- překročením max. napětí U_{AK} v propustném stavu (to není typický způsob)
- světelnou energií, je-li systém vybaven okénkem
- překročením kritické rychlosti změny U_{AK} .

Podstatná vlastnost tyristoru – problematické zavírání (zhášení). Proto se dnes tyristory používají méně v aplikacích řízení nízkých a středních výkonů a více pro řízení velmi vysokých výkonů.

Tyristor se totiž může zavřít pouze přepólováním anodového napětí nebo snížením proudu pod jistou prahovou hodnotu I_h (minimální přídržný proud). V praxi se nejčastěji používá prvá možnost a při fázovém řízení ve střídavých aplikacích je tato komplikace přijatelná.

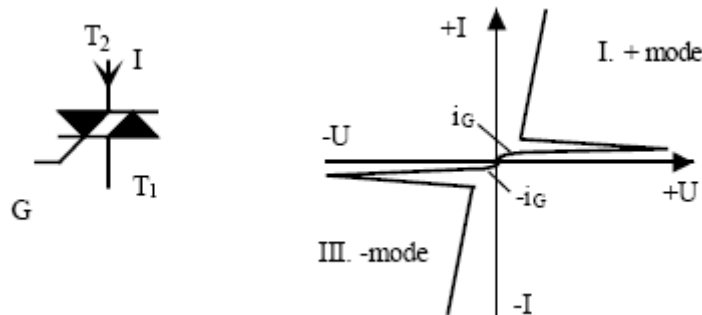
Schematická značka a typická V-A charakteristika je obr. 49.



Obr. 49 Schematická značka a V-A charakteristika tyristoru

Triac

Triac je bipolární vícepřechodový prvek, který lze funkčně chápat jako dvojici antiparalelně zapojených tyristorů. Schematická značka a principiální V -A charakteristika triaku je na obr. 50. Jeho použití je především pro fázové řízení při technickém kmitočtu. V prvním kvadrantu pracuje v t.zv. (+) modu, kdy na T₂ je kladné napětí proti T₁, a sepne při kladném napětí na řídicí elektrodě. Naopak ve III. kvadrantu pracuje triac v (-) modu, kdy na T₁ je kladné napětí proti T₂ a na řídicí elektrodu přichází záporný napěťový impuls. Triac je obvykle efektivnější ve srovnání s dvojicí antiparalelních tyristorů. Jeho symetrie není vždy dokonalá, ale při impulzním řízení to však obvykle není na závadu. Impulzní řízení vyžaduje nezbytně galvanické oddělení přes transformátor, nebo přes optočleny.



Obr. 50 Schematická značka triaku a jeho V - A charakteristika

GTO tyristor (Gate turn - off thyristor)

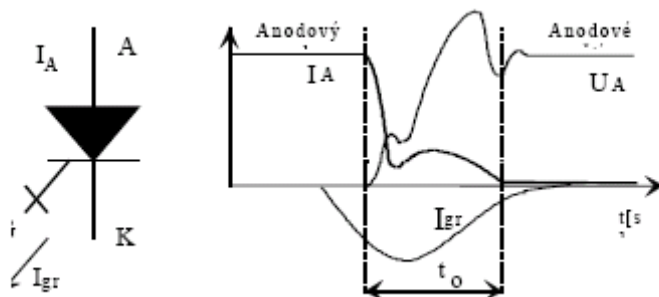
GTO má stejně jako normální tyristor PNPN přechody. Schematická značka GTO tyristoru je na obr. 51. Spíná se stejně jako tyristor malým kladným impulzem do řídicí elektrody, avšak na rozdíl od normálního tyristoru můžeme GTO vypnout zavedením záporného impulsu na řídicí elektrodu. GTO se vyrábějí a používají na řízení výkonů v nejvyšších výkonových kategoriích. Spínací parametry 4000 V a 3000A jsou hodnoty pro GTO typické. Při spínání takto velkých proudů vznikají velké problémy s chlazením (rozložení tepelného gradientu na čipu) a jsou kladeny neobvyčejné nároky na pevnost mechanické konstrukce pouzdra, neboť opakované dynamické síly při spínání takových proudů jsou enormní. Řízené zhasnutí záporným napětím na řídicí elektrodu přináší pro obvodové řešení řídicích obvodů rovněž jisté specifické problémy. GTO je totiž z hlediska spínacích příkonů velmi nesymetrickým prvkem. Při sepnutí lze počítat, že poměr

$$\frac{I_a}{I_g} \geq (150 \div 1000).$$

Při vypínání je tento poměr

$$\frac{I_a}{I_g} \geq (3 \div 4).$$

Typické aplikace -- AC a DC. řízení motorů, indukční ohřev, řízení palivových článků, řízení velkých zálohových zdrojů UPS.



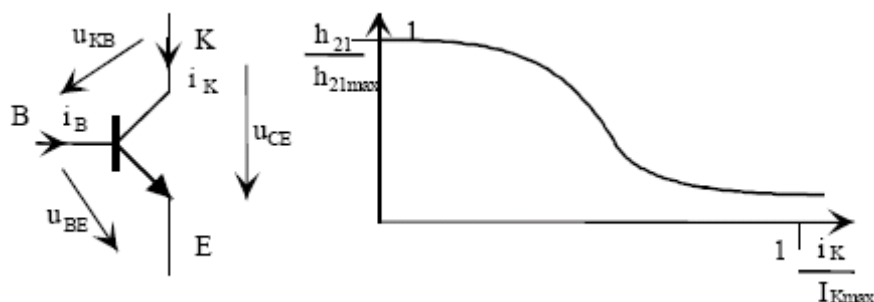
Obr. 51 Zhášecí tyristor GTO, schematická značka a průběhy při zhašení

Bipolární výkonové spínací tranzistory BJT (Bipolar Junction Transistor)

Tranzistor je prvek řízený proudem báze i_B . Přechod B-E má vlastnosti diody, napětí u_{BEmin} je proto $u_{BE} > 0,6V$. Teplotní závislost proudu a napětí u_{BE} je lineární a záporná. Napětí u_{KB} je (viz obr. 52) závislé na stavu tranzistoru. Při zavřeném tranzistoru je $u_{KB} > 0$, jestliže je otevřen na mezi saturace, je $u_{KB} = 0$ a při stavu přesycení ($i_K < h_{21E} i_B$) bude $u_{KB} < 0$.

Proudový zesilovací činitel h_{21E} je závislý na velikosti protékajícího proudu podle obr. 52.

Napětí u_{CE} tranzistorového spínače závisí na budícím proudu. Jestliže je tranzistor buzen na mez saturace, platí: $u_{KB} = 0$ a proto také: $u_{CE} = u_{BE} = 0,6$ až $1,5$ V. Přesycením se u tranzistoru nejprve snižuje u_{CE} a při vyšším přebuzení se naopak zbytkové napětí zvyšuje.



Obr. 52 Bipolární tranzistor (BJT)

Výkonové MOSFETY

Tranzistory řízené polem jako výkonové spínací prvky přinesly do této kategorie zcela novou kvalitu. Vzhledem k napěťovému řízení vykazují obrovské výkonové zesílení. Protože se jedná o prvek, který napětím mění vodivost kanálu Drain - Source, má takový spínač prakticky nulové zbytkové napětí. Napětí na sepnutém spínači MOSFET ovlivňuje parametr R_{DSON} podle vztahu

$$U_{DSON} = R_{DSON} I_D, 0,005 \leq R_{DSON} \leq 2,5\Omega.$$

Spínače na vyšší napětí mají i vyšší R_{DSON} . Odpor R_{DSON} má kladný teplotní koeficient a proto paralelní spojení několika prvků je možné. Na tomto principu jsou vlastně výkonové MOSFETY založeny. Výrobně se totiž jedná o paralelní spojení 10^3 -- 10^5 prvků na jednom čipu. Vyrábějí se v provedení s kanálem N i s kanálem P.

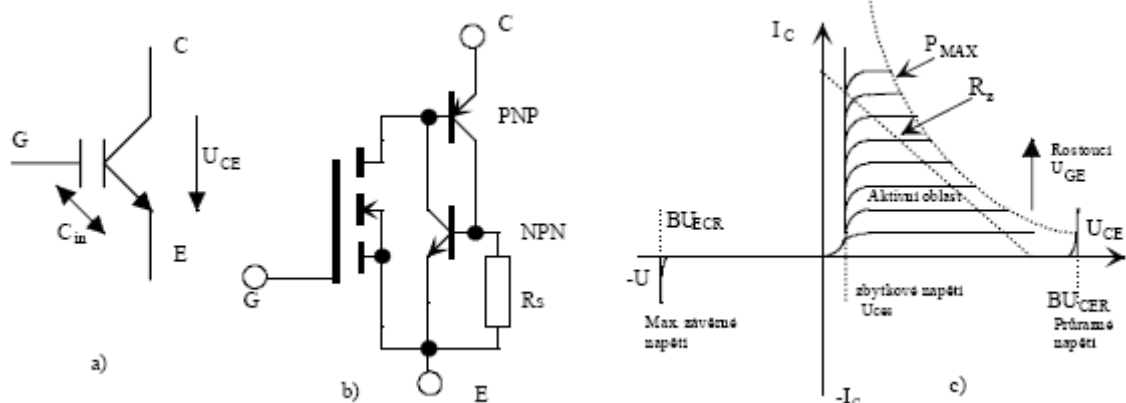
Typické aplikace -- střední výkony (400V / 100A), vysoká frekvence spínání. Spínací zdroje, UPS, SSR (solid state relay), PWM řízení motorů, řízení trojfázových motorů změnou frekvence a pod.

IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)

Polem řízený bipolární tranzistor. Jde o strukturu, která velmi úspěšně kombinuje přednosti bipolární i unipolární technologie. Tranzistor IGBT má vysoké výkonové zesílení (ovládá se jako MOSFET

napětím), ale jinak má vlastnosti bipolárního tranzistoru. Schematická značka na obr. 53. Unipolární tranzistor ovládá vodivost čtyřvrstvé struktury PNPN, kterou lze nahradit podle obr. 53b dvojicí NPN a PNP. Proud dvojice tranzistorů je ovládán odporem kanálu vstupního FETu. V-A charakteristika je podobná charakteristice BJT. Zbytkové napětí v otevřeném stavu je vyšší než u jednoduchého BJT a přibližně odpovídá Darlingtonovu zapojení BJT. Řídicí kladné napětí otevírá tento spínač.

Typické aplikace -- střední a velký výkon, napětí 100 až 1500V, proudy 10A až 1000A. Vstupní kapacita C_{in} je menší (u srovnatelných typů) proti C_{in} u MOSFETů. IGBT pro napětí nad 100V plně nahrazuje BJT a vykazuje obecně lepší dynamické vlastnosti. Je vhodný pro aplikace s opakovací frekvencí do 10 kHz.

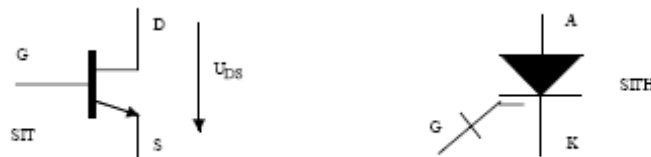


Obr. 53 a) Schematická značka IGBT, b) náhradní schéma struktury, c) V-A charakteristiky IGBT

SIT (Static Induction Transistor)

Polovodičový spínač pro vysoké frekvence a velké výkony. Prvek má vlastnosti velmi podobné vakuové triodě a proto se někdy hovoří o "triodě v pevné fázi". Schematická značka je na obr. 54. Je to spínač vhodný pro aplikace v oboru výkonové vf techniky a všude tam, kde relativně velký úbytek na otevřeném SITu ($u_{DSmin} > 10$ V) je akceptovatelný.

Typické aplikace -- Lineární výkonové zesilovače v oblasti VHF/UHF, ultrazvukové generátory apod.



Obr. 54 Schematická značka SIT a SITH

SITH (Static Induction Thyristor)

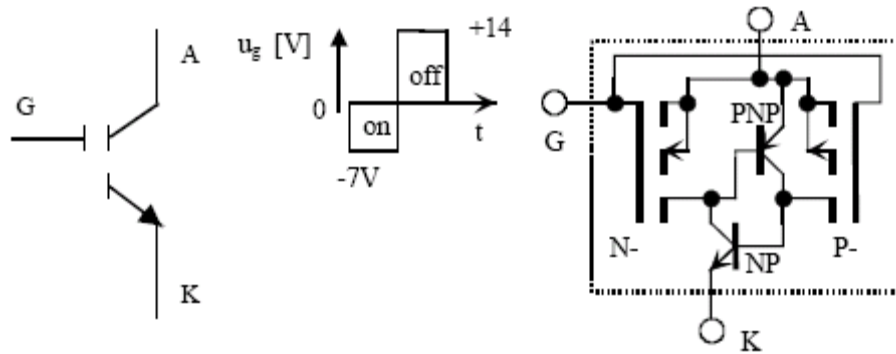
Na podobném principu jako SIT je navržen i vypínatelný tyristor, který má podobné vlastnosti jako tyristor GTO. Schematická značka je na obr. 54b. Ve srovnání s GTO však má vyšší zbytkové napětí (cca 4 až 5 V), vyrábí se na vyšší napětí, spínací frekvence je rovněž několikanásobně vyšší.

Výkonový zisk při zavírání je naopak mírně nižší, takže pro zavírání je nutný vyšší závěrný proud do řídicí elektrody.

Typické aplikace -- obor vf a vn zařízení.

MCT - MOS Controlled Thyristor

Spojením unipolární a bipolární technologie – MCT, podobně jako v případě IGBT, vznikl spínací prvek s vlastnostmi GTO, který je však řízen polem. Má proto velmi vysoké výkonové zesílení, a to jak při otevírání, tak i zavírání. Zbytkové napětí je ze všech popisovaných prvků nejmenší a bývá i při nejvyšších výkonech cca 1 V. Schematická značka a náhradní schéma sestavené z diskretních prvků je na obr. 55.



Obr. 55 Schematická značka a náhradní schéma vypínatelného MOS tyristoru (MCT)

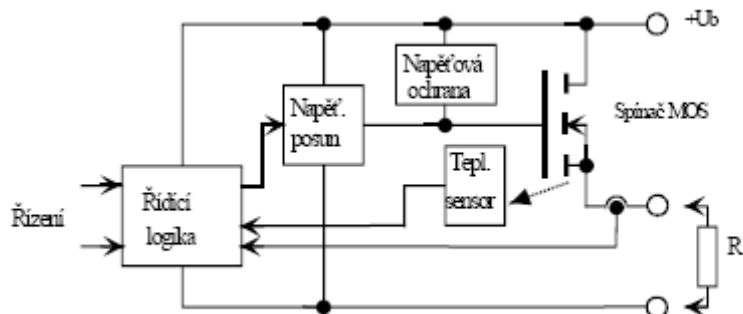
Výkonové integrované obvody (PIC)

PIC (Power Integrated Circuits) se nejčastěji používají v řídicích jednotkách pohonů a proto se nejčastěji jedná o doplnění spínače ochrannými obvody, jako např. rychlá nulová dioda spojená s vlastním spínacím prvkem antiparalelně, nebo ochranné obvody proti teplotnímu přetížení spínače, nebo speciální obvody pro posun řídicího signálu horních plovoucích spínačů H - můstku a pod. V kategorii obvodů PIC jsou rovněž výkonové spínače s ochranami spojené do H - můstku, eventuálně do trojfázového můstku. Obvody se dále rozdělují na nízkonapěťové a vysokonapěťové.

Typické obvody PIC:

- MOSFET spínače s "inteligencí",
- poloviční H - můstek s buzením a s "inteligencí",
- úplný H - můstek spínačů s buzením a s "inteligencí",
- obvody pro řízení krokových a bezkartáčových motorů s ochranami,
- trojfázové řídicí obvody pro frekvenční řízení trojfázových indukčních motorů,
- speciální obvody na zakázku - ASPIC (Application Specific Power Integrated Circuits)

Pojem "inteligentní spínač" (smart) je PIC, jehož funkce je patrná z blokového schématu na obr. 56. Spínač je řízen logickým signálem (obvykle úroveň TTL), který je galvanicky oddělen od vlastního spínače. Řídicí logika zpracovává mimo řídicí signál rovněž signál o teplotě přechodu spínače a proudu spínačem. Po překročení dovolené teploty, proudu nebo obou veličin spínač automaticky vypíná. Obvod je současně jistiť proti přepětí a vnitřní obvody zajišťují dokonalé otevírání spínače i při plovoucí zátěži, jak je na obr. naznačeno. Takové obvody se vyrábějí nejen pro jednotlivý spínač, ale i pro sériovou dvojici spínačů polovičního H - můstku nebo i pro celý H - můstek.

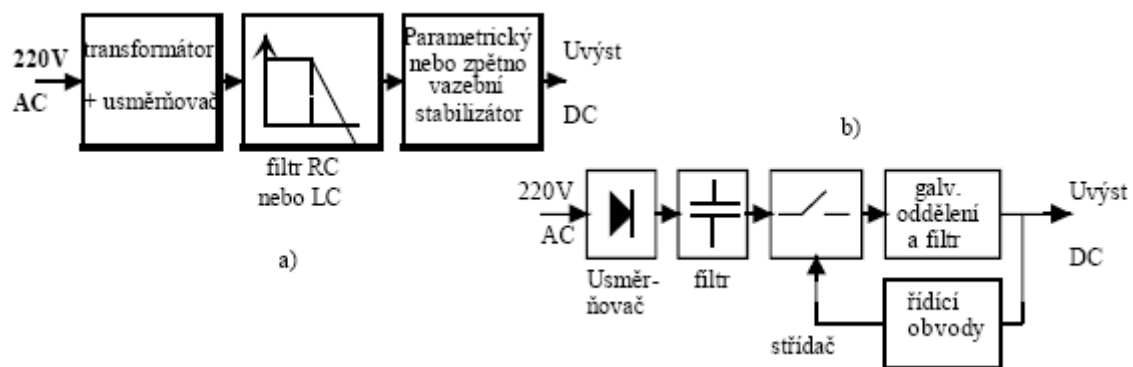


Obr. 56 Princip "inteligentního" spínače MOS, vyráběného jako PIC

Napájecí zdroje

Napájecí zdroj je soubor elektronických obvodů, které změni výstupní napětí, usměrní jej, filtruje, stabilisuje a ochrání před přetížením. Napájecí zdroje se navrhuji podle požadavků zadání. Pro malé výkony se používá **klasické uspořádání** - transformátor, usměrňovač (jednocestný nebo dvoucestný), pasivní RC nebo LC filtr a lineární regulátor napětí (stabilizátor). V méně exponovaných zařízeních často postačí pouze parametrický stabilizátor vytvořený Zenerovou nebo lavinovou diodou. Blokové schéma klasického napájecího zdroje je na obr. 57a.

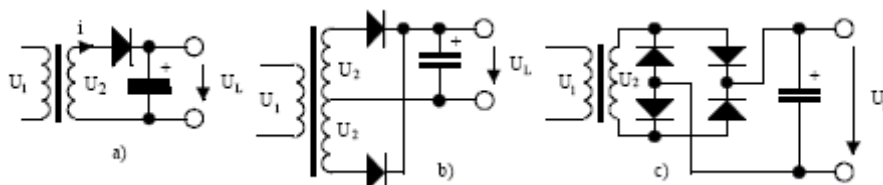
Pro vyšší výkony, nebo ve speciálních případech s požadavkem na max. účinnost zdroje, se používá **impulzní napájecí zdroj** podle blokového schématu na obr. 57b. Zde se síťové napětí bez transformátoru usměrňuje a ss napětí se přivede na střídač, který je řízený metodami PWM a zpětnou vazbou. Pulzní napětí se pomocí pulzního transformátoru (obvykle s ferritovým jádrem) transformuje na požadovanou úroveň, usměrňuje a filtruje na požadované zvlnění. Frekvence střídače bývá v rozsahu $10^3 - 10^6$ Hz. Vzhledem k tomu jsou induktoři a transformátory velmi malé objemově i hmotnostně, zařízení vyznačuje minimum tepla a může být proto konstrukčně velmi malé. Na druhé straně je však komplikovanější a zatím i dražší.



Obr. 57 Blokové schéma klasického napájecího zdroje, b) blokové schéma impulzního napájecího zdroje

Klasické napájecí zdroje

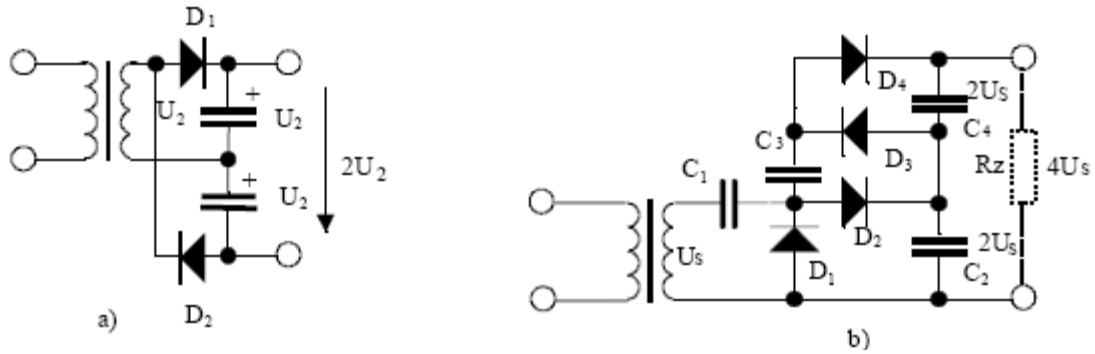
Výstupní napětí na transformátoru usměrňujeme obvykle jedním ze tří základních zapojení na obr. 58.



Obr. 58 Tři základní typy usměrňovačů

Zdvojovače a násobiče napětí

Pomocí diod a kondenzátorů lze sestavit ss napět'ové zdroje s napětím, které je násobkem vstupního střídavého napětí. Greinacherův zdvojovač napětí na obr. 59a, nebo Delonův násobič napětí na obr. 59b jsou základními obvody.



Obr. 59 a) Zdvojovač , b) násobič napětí

Stabilizace a regulace napětí

Usměrňovač, zdvojovač nebo DC/DC měnič lze chápat jako zdroj napětí v sérii s vnitřním, obvykle nezanedbatelným odporem. Většina elektronických systémů však vyžaduje stabilizované napájecí napětí, tedy ideální zdroj napětí s nulovým (nebo velmi malým) vnitřním odporem. Jako samozřejmý požadavek je dále vyžadována elektronická ochrana proti zkratu nebo nadproudu, který by mohl ohrozit provoz zařízení. To vše zaručuje stabilizátor nebo též regulátor napětí. Nejjednodušší řešení představuje parametrický stabilizátor, který používá Zenerovu nebo lavinovou diodu.

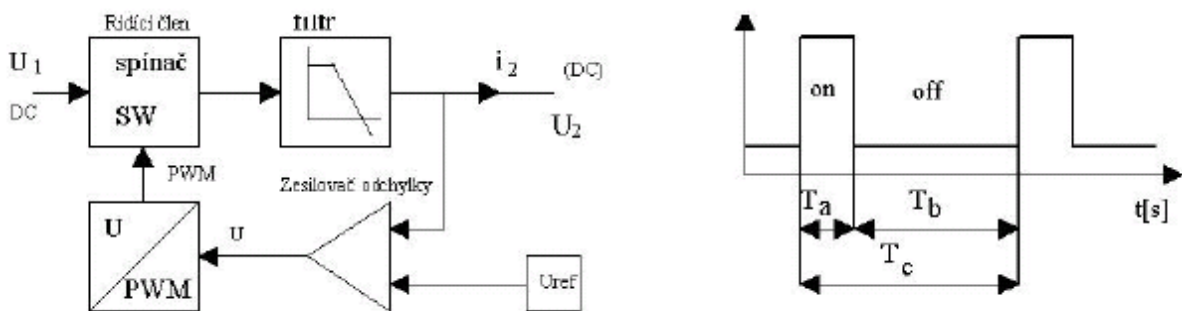
Proporcionální regulátor porovnává výstupní napětí s napětím referenčního zdroje. Odchylku zesiluje a pomocí výkonového zesilovače ovládá přívod energie tak, aby se odchylka minimalizovala. Poruchovou veličinou je změna proudového odběru nebo kolísání vstupního napájecího napětí. Rozlišujeme **regulátory spojitě**, kde řízení přívodu energie vykonává lineární tranzistorový zesilovač ve třídě A, nebo AB v různém zapojení. Druhou alternativou jsou **regulátory nespojitě**, kdy přívod energie do systému je řízen pulzním zesilovačem s PWM nebo jinou pulzní modulací.

Impulzní napájecí zdroje

Důvodů všeobecného používání impulzních napájecích zdrojů u současně navrhovaných elektronických konstrukcí je několik. Za nejdůležitější se obecně považuje:

- významná hmotnostní a objemová úspora,
- vyšší energetická účinnost,
- menší problémy s chlazením.

Blokové schéma impulzního napájecího zdroje je na obr. 60. Usměrňovač bez transformátoru se přivádí na střídač (DC - DC konvertor). Zde se ss napětí převádí na impulzní st napětí s vysokou frekvencí (1 kHz až 1MHz), galvanicky se odděluje od sítě impulzním, většinou ferritovým, transformátorem (obvykle bývá součástí střídače) a upraví na žádanou hodnotu výstupního napětí. Regulace výstupního napětí se provádí vhodným typem PWM většinou přímo ve střídači. Výstupní filtry mohou mít vzhledem k vysoké frekvenci střídače malé časové konstanty a tím i malé rozměry. Základem konstrukce impulzního napájecího zdroje je proto volba vhodného typu řízeného měniče (DC-DC konvertoru) a jeho návrh.



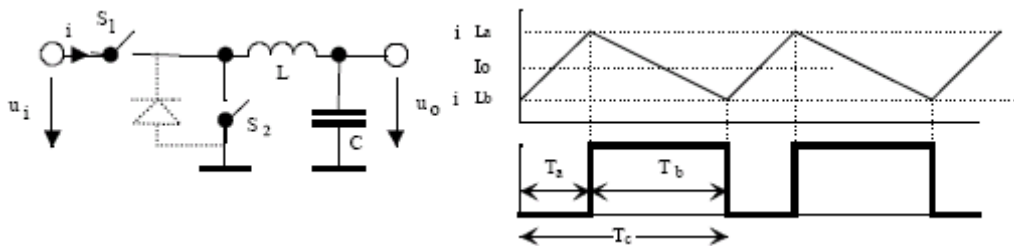
Obr. 60 Blokové schéma měniče DC - DC

Řídicí člen SW pracuje jako spínač, který je v části periody T_a je sepnut, v části T_b je rozpojen. Délka periody T_c je $T_c = T_a + T_b$. Zesilovač odchylky převádí rozdíl mezi žádanou hodnotou výstupního napětí a skutečným výstupním napětím na časový interval. Topologie měniče je navržena tak, aby po dobu T_a odebíral výkon ze zdroje vstupního napětí U_1 a po dobu T_b byla zátěž napájena z akumulované energie v prvcích C nebo L z doby T_a .

Základní zapojení DC - DC měničů

Základní varianty měničů, na jejichž základě pracuje převážná většina zapojení jsou:

a) **Propustný měnič**, který dodává energii do zátěže v aktivní době T_a ,



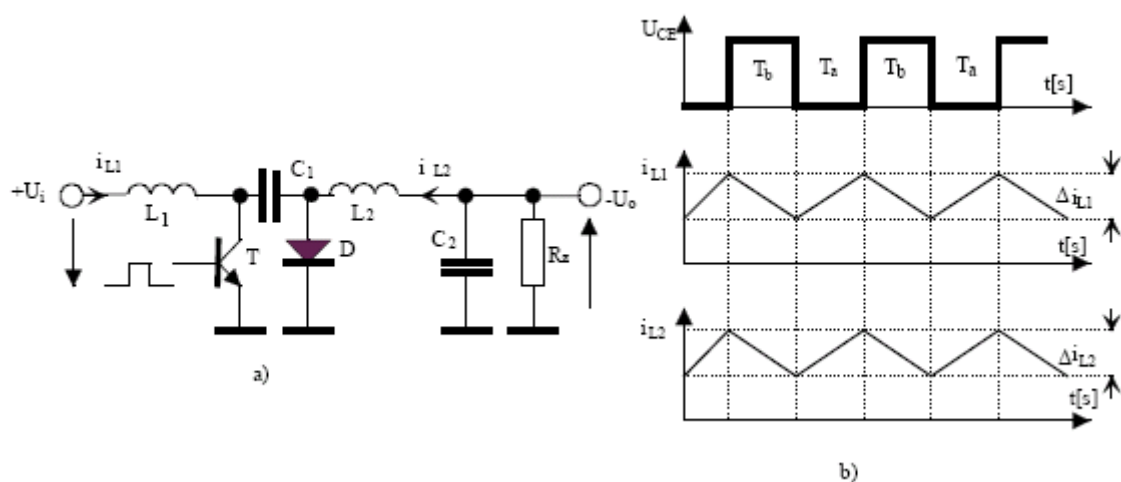
Obr. 61 Základní zapojení propustného měniče (Buck Converter, Step - Down Converter)

b) **Blokující měnič**, který dodává energii do zátěže v době T_b ,



Obr. 62 Blokující měnič (Boost nebo Step - Up converter), b) modifikace zapojení

c) **Speciální měniče**, které kombinují oba principy (např. Čukův měnič).



Obr. 63 a) Základní zapojení Čukova měniče b) průběhy vstupních a výstupních napětí a proudů

Konstrukce elektronických systémů s podporou CAD

Postup návrhu při využití počítačové podpory (CAD)

- Rozbor problému (rozhodování mezi analogovým nebo číslicovým řešením, volba elektronických prostředků...) je stejný jako při klasickém návrhu, schéma se kreslí speciálním grafickým editorem přímo na obrazovku s interaktivní podporou kontroly návrhových pravidel (propojení vstupů, nezapojené vstupy....) Chyby se okamžitě zobrazují a lze je bezprostředně opravovat.
- Ověřování správnosti navrhovaného řešení pomocí simulačních programů, které mohou být navazujícím nástrojem grafického editoru pro kreslení schémat. To obvykle umožňuje vynechání konstrukce fyzikálního modelu, čímž lze nezanedbatelně snížit finanční i časové náklady vývoje.
- Výkres výsledného schématu je současně digitálním vstupem do programu návrhu DPS (desky plošných spojů).
- Návrh matrice DPS se provádí programovým segmentem, umožňujícím nejen návrh figury DPS, ale i kontroly veškerých elektricko-mechanických vlastností matrice.
- Tisky textové i výkresové fáze se snadným postupem editace při vývojových změnách projektu.
- Výroba funkčního vzorku, testování a konečné kolo úprav DPS a technické dokumentace.