E10: Operační zesilovač: princip chování, základní zapojení (invertující a neinvertující zapojení, sumátor, převodníky u-i a i-u, rozdílový a přístrojový zesilovač, integrátor, derivátor (vzorkovací obvody, komparátory, oscilátory, fázový závěs). (Elektronické obvody 1)

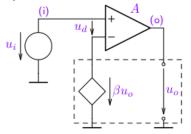
Použití struktury s <u>napěťovou zápornou zpětnou vazbou</u> a <u>zesilovače s vysokým zesílením</u> je základní principem stabilizátorů (regulátorů), zesilovačů, . . . a vede na realizaci struktur s operačními zesilovači.

- A...zesílení OZ [-]
- A'...zesílení soustavy [-]
- β...činitel ZV
- *u_i*...vstupní napětí soustavy
- u_o...výstupní napětí soustavy
- u_d ...vstupní napětí vlastního zesilovače ($u_d = u_+ u_-$)

$$u_o = u_d A = (u_i - \beta u_o) A \Rightarrow u_o = \frac{u_i A}{1 + \beta A}$$

$$A' = \frac{u_o}{u_i} = \frac{A}{1 + \beta A} \quad \text{Blackův vztah}$$

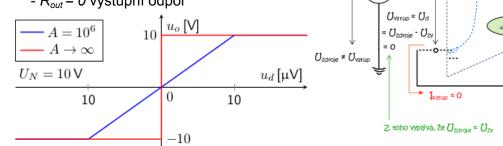
$$\lim_{n \to \infty} A' = \frac{1}{n}$$

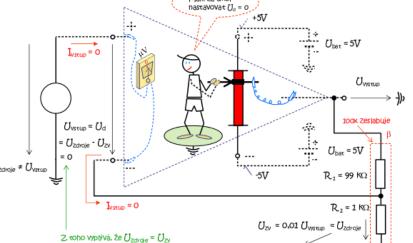


- pro $A \rightarrow \infty$ (extrémně vysoké hodnoty) je A' nezávislé na velikosti A a je dáno pouze ZV přenosem $A' = 1/\beta$; potom $u_d = 0$
- pro konečné zesílení A je závislost A' na A velmi malá (pokud je A velké).
 Př. pro A = 100k, β = 1/10 je zesílení soustavy A' = 9,999 = 1/β; Pro u_i = 1 V je u_d = 0,1 mV

Ideální OZ

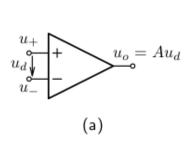
- A→∞ napěťové zesílení
- nulové vstupní proudy(do svorek + a nic neteče)
- $u_d = 0$
- R_{in}→∞ vstupní odpor
- R_{out} = 0 výstupní odpor

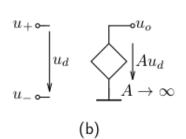


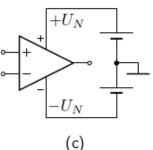


Převodní charakteristika OZ s konečným ($A=10^6$) a nekonečným ($A\rightarrow \infty$, id OZ)

- výstupní napětí u_o je omezené kvůli napájecímu napětí U_N = 10V
- pro konečné napájecí napětí (reálný případ) je nutné, aby napětí na vstupních svorkách bylo maximálně v rozsahu u_+ i $u_- \in (-U_N, +U_N)$







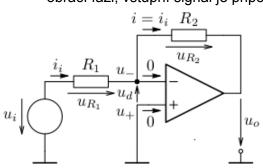
Uvystup = 100 Uzdraje

Obrázek 4.1: Schématická značka OZ (a), model ideálního OZ (b) a připojení napájcího zdroje (c).

- V příkladech počítáme s vlastnostmi ideálního operačního zesilovače (většinou)

Invertující zapojení

- obrací fázi, vstupní signál je připojen na invertující (zápornou) svorku



$$u_{-} = -u_{d} = 0, u_{R_{1}} = u_{i} - u_{-} = u_{i} \implies i_{i} = \frac{u_{i}}{R_{1}}$$

$$u_{R_{2}} = i_{i}R_{2} = -u_{o}$$

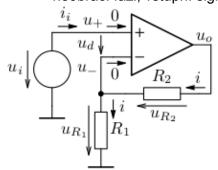
$$\Rightarrow A_{u} = \frac{u_{o}}{u_{i}} = -\frac{R_{2}}{R_{1}}$$

$$R_{in} = \frac{u_{i}}{i_{i}} = R_{1}$$

$$(4)$$

Neinvertující zapojení

- neobrací fázi, vstupní signál je připojen na neinvertující (kladnou) svorku



$$u_{R_1} = u_i - u_d = u_i \implies i = \frac{u_{R_1}}{R_1} = \frac{u_i}{R_1}$$

$$u_o = u_{R_1} + u_{R_2} = iR_1 + iR_2 = u_i \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

$$\implies A_u = \frac{u_o}{u_i} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

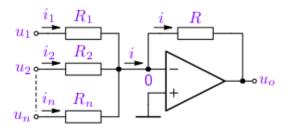
$$i_i \to 0 \implies R_{in} = \frac{u_i}{i_i} \to \infty$$

Analýza obvodů s OZ

- o. **Zkontroluju zda je zapojena ZZV** = existuje vodivé spojení mezi invertující svorkou a výstupem
- 1. $u_d = 0$, $(u_+ u_- = 0)$ nulový rozdíl na vstupech OZ (virtuální zkrat)
- 2. $i_{+} = i_{-} = 0$, proudy vstupující do OZ označíme jako nulové
- 3. Obvod řeším známými metodami (KHZ, superpozice, MUN, MSP...)

Sumátor signálů

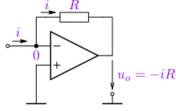
- váhovaný součet analogových signálů (váhy jsou převrácené hodnoty jednotlivých rezistorů)
- předpokládáme vstupní proudy OZ nulové, zesílení OZ $A \rightarrow \infty$, $u_d = 0$, u_z je virtuální zem



$$i = i_1 + i_2 + \dots + i_n = \frac{u_1}{R_1} + \frac{u_2}{R_2} + \dots + \frac{u_n}{R_n}$$

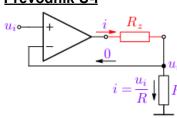
$$u_o = -u_R = -iR = \left[-R \sum_{i=1}^n \frac{u_i}{R_i} \right]$$

Převodník I-U

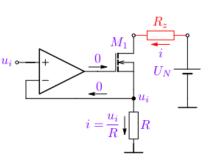


- v podstatě invertující zapojení, jen na vstupu místo zdroje napětí a rezistoru je snímán proud, který je převáděn na výstupní napětí $u_o = -iR$
- vstup má nulový potenciál kvůli virtuálnímu zkratu

Převodník U-l



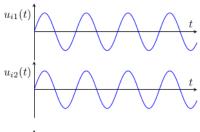
- Rz je plovoucí zátěž (není připojena k zemi)
- OZ vyrobí na R napětí u_i (protože $u_d = 0$)
- u_i díky nulovým vstupním proudům protéká $R_{u_i \circ -1}$ stejný proud jako $R_{\rm Z}$: \emph{i} = $\emph{u}_{\it i}$ / \emph{R}
- varianta s neplovoucí zátěží (připojena na zem) ightarrow
- pro větší rozsah napětí a proudu

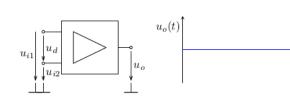


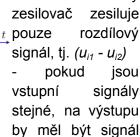
Rozdílový zesilovač

nevýhody klasického uspořádání: je nesymetrický, když je nějaký signál u_s zatížený šumem u_n zesiluju i ten šum, tzn. $u_o = A_u \cdot u_i = A_u \cdot (u_s + u_n)$

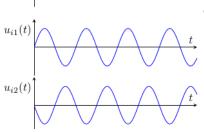
Ideální rozdílový zesilovač

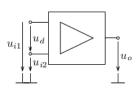


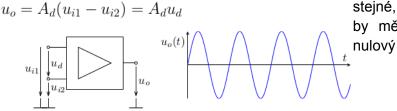




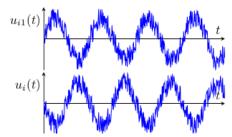
- ideální rozdílový

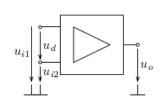


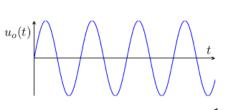


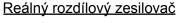


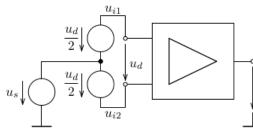
- pokud budou oba vstupní signály obsahovat identickou složku rušení, šumy se odečtou a na výstupu bude zesílený čistý signál
- Aby se rušení indukovalo shodně (jako tzv. souhlasné buzení), je v praxi nutné symetrizovat užitečné napětí i vedení (včetně případného stínění) a impedance obou vstupů proti zemi musí být shodná.











- schéma pro určení jednotlivých zesílení

$$-u_o = A_d u_d + A_s u_s, u_d = u_{i1} - u_{i2}, u_s = \frac{u_{i1} + u_{i2}}{2}$$

-
$$A_d = \frac{u_o}{u_s} | u_s = 0$$
 je rozdílové (diferenční) zesílení

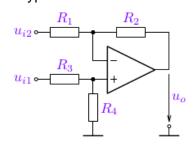
$$u_o - A_s = \frac{u_o}{u_s} | u_d = 0$$
je souhlasné zesílení

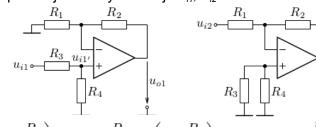
- aby se souhlasná složka neuplatnila, je třeba maximalizovat

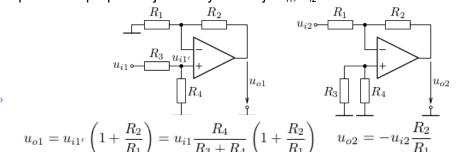
činitel Common Mode Rejection Ratio $CMRR = \left| \frac{A_d}{A} \right|$

Rozdílový zesilovač realizovaný pomocí OZ

- výpočet zisku lze realizovat pomocí superpozice jednotlivých zdrojů u_{i1} , u_{i2}







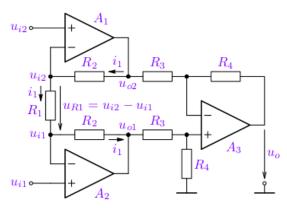
$$u_o = u_{o1} + u_{o2} = \boxed{\frac{R_2}{R_1}(u_{i1} - u_{i2})}$$

 $u_o = u_{o1} + u_{o2} = \left| \frac{R_2}{R_1} (u_{i1} - u_{i2}) \right|$ pro $\frac{R_4}{R_3} = \frac{R_2}{R_1}$, kdy se zesiluje pouze požadovaný rozdíl signálů.

 $R_{i_d} = R_1 + R_3$ je pak vstupní odpor pro rozdílový signál.

Přístrojový zesilovač

- nevýhoda předchozího zapojení malý vstupní odpor, výstupní napětí mohou výrazně ovlivnit vnitřní odpory vstupních zdrojů u_i
- přístrojový zesilovač odstraňuje nevýhody rozdílového zesilovače a zlepšuje *CMRR*, protože první stupeň složený ze zesilovačů A_1 a A_2 přenáší na svůj výstup u_{o2} , u_{o1} souhlasnou složku se zesílením 1, ale rozdílovou složku se zesílením 1 + $2R_2/R_1$
- proto se zesílení nastavuje v 1. stupni a zesílení 2. stupně se volí jako 1, tj. $R_3 = R_4$



Obrázek 4.11: Zapojení přístrojového zesilovače.

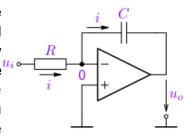
$$\begin{split} i_1 &= \frac{u_{i2} - u_{i1}}{R_1}, \\ u_{o2} &= u_{i2} + R_2 i = u_{i2} + R_2 \frac{u_{i2} - u_{i1}}{R_1}, \\ u_{o1} &= u_{i1} - R_2 i = u_{i1} - R_2 \frac{u_{i2} - u_{i1}}{R_1}, \\ u_{o1} - u_{o2} &= (u_{i1} - u_{i2}) - 2 \frac{R_2}{R_1} (u_{i2} - u_{i1}) = \\ &= (u_{i1} - u_{i2}) \left(1 + \frac{2R_2}{R_1} \right), \\ u_o &= \frac{R_4}{R_3} \left(1 + \frac{2R_2}{R_1} \right) (u_{i1} - u_{i2}) \end{split}$$

<u>Integrátor</u>

- integrátor se využívá pro realizaci kmitočtově závislých obvodů (např. filtrů), v měřicích aplikacích (integrační A/D převodníky), v regulátorech

Ideální invertující integrátor

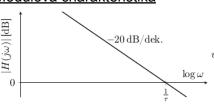
- Ideální integrátor je astatickým obvodem, jehož výstupní signál absolutně roste pro konstantní nenulový vstupní signál (pro t→∞ nade všechny meze). Jelikož pól přenosové funkce ideálního integrátoru leží na imaginární ose, neměla by existovat jeho kmitočtová charakteristika. Zde je však vykreslena s tím, že modulová charakteristika jakékoli realizace neroste nade všechny meze (nekonečné zesílení) pro nulový kmitočet, ale je omezena (byť velkou hodnotou zesílení). Pak je zřejmé, že pól leží v levé polorovině, ale ke zlomu modulové charakteristiky dochází při velmi nízkých kmitočtech.



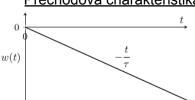
Výpočet přenosu

$$\begin{split} i &= \frac{u_i}{R} \\ u_o(t) &= -u_c(0) - \frac{1}{RC} \int_0^t u_i(x) \mathrm{d}x, \quad RC = \tau \quad & \overbrace{\frac{\Xi}{3}} \\ H(s) &= \frac{U_o(s)}{U_i(s)} \bigg|_{u_c(0)=0} = -\frac{1}{s\tau} = -\frac{Z_C(s)}{R} \quad & 0 \end{split}$$

Modulová charakteristika



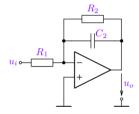
Přechodová charakteristika



Ztrátový invertující integrátor

- U ztrátového integrátoru přidáváme záměrně další pól. Pak je obvod stabilní, nicméně se na nízkých kmitočtech ($\omega < \omega_0$) nechová jako integrátor, ale pouhý zesilovač.

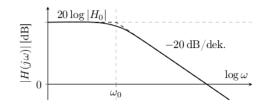
Zapojení



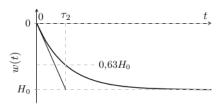
Výpočet přenosu

$$\begin{split} H(s) &= -\frac{Z_2}{R_1} = -\frac{\frac{R_2}{1+sC_2R_2}}{R_1} = -\frac{R_2}{R_1}\frac{1}{1+sC_2R_2} = \frac{H_0}{1+s\tau_2} \\ H_0 &= -\frac{R_2}{R_1}, \qquad \omega_0 = \frac{1}{\tau_2} \end{split}$$

Modulová charakteristika

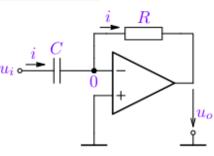


Přechodová charakteristika



<u>Derivátor</u> <u>Ideální derivátor</u>

- Derivátor se na rozdíl od integrátoru se prakticky nepoužívá (minimálně). Důvodem jsou kmitočtové vlastnosti reálného OZ, které na rozdíl od integrátoru omezují použití na signály poměrně nízkých kmitočtů, kde se zapojení ještě chová jako derivátor. To je také příčinou nestabilit zapojení, u_i o kde jsou derivátory použity ve složitějších zpětnovazebních strukturách. Obdobně jako u ideálního integrátoru neexistuje ani v tomto případě kmitočtová charakteristika. Důvodem je vyšší stupeň čitatele než jmenovatele přenosové funkce. Nicméně opět vlivem zmíněných reálných



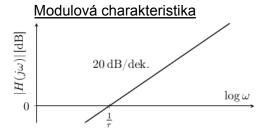
kmitočtových vlastností OZ (přenosová funkce bude vykazovat i pól(y)), lze charakteristiku nakreslit.

Výpočet přenosu

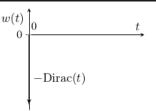
$$i(t) = C \frac{du_i(t)}{dt}$$

$$u_o(t) = -Ri(t) = -RC \frac{du_i(t)}{dt}$$

$$H(s) = \frac{U_o(s)}{U_i(s)} = -sRC = -s\tau$$

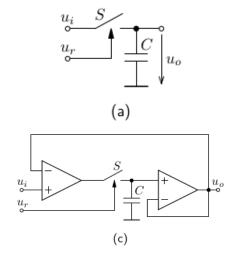


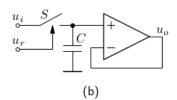
Přechodová charakteristika

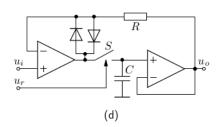


Vzorkovací obvody (Sample & Hold)

- Používá se před A/D převodníkem při digitalizaci časově proměnných signálů; převodník vyžaduje, aby byla nějaká hodnota na vstupu po celou dobu převodu
- Základem (a) je spínač S řízený hodinovým signálem u_r pro vzorkování signálu a paměťový kapacitor C pro "držení" napětí během rozpojení spínače (během převodu). Nevýhodou je možné vybíjení kapacitoru, které řeší varianta (b) a dále pomalé nabíjení kapacitoru přes vnitřní odpor zdroje signálu u_i a odpor spínače. To řeší přidání dalšího OZ a zavedení ZV přes celý obvod (c). V případě rozepnutí spínače je však první OZ bez ZV a aby nepřešel do saturace jsou ve variantě (d) přidány antiparalelně řazené diody.

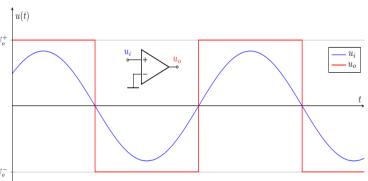


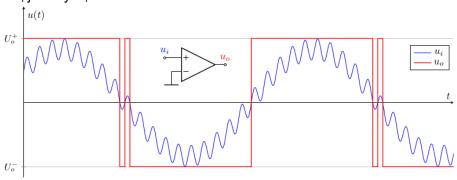




Komparátory (komparování analogového signálu)

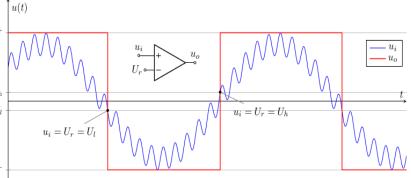
porovnávání/komparaci signálu zjišťujeme obvykle, zda je vstupní signál (např. u_i) větší nebo $_{U_i^+}$ menší než referenční hodnota nejjednodušším případě jsou oba signály přivedeny přímo na vstupy komparátoru (OZ) a výstup se pak nachází pouze v krajních hodnotách U_o^+ např. pro $u_i > U_r$ a U_o^- pro $u_i < U_r$ pro neinvertující zapojení. Hodnoty U_o^{\pm} výstupního napětí jsou dány úrovněmi napájecího napětí $U_o^{\pm} = \pm U_n$. Při zjišťování polarity U_o^{\pm} u_i je tedy $U_r = 0$ viz obr. \nearrow





V mnoha případech komparovaný signál obsahuje šum nebo rušení, které je na obrázku vlevo ilustrováno další složkou signálu. V uvedeném případě má pak signál několik průchodů nulou, což může vést na nechtěné "zákmity" výstupního signálu.

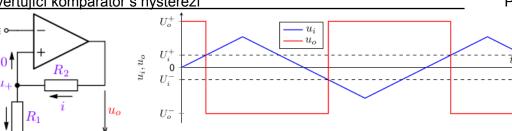
Pro odstranění "zákmitů" při komparování se často využívá **hystereze**, tj. změny $_{{\cal U}^+}$ komparační úrovně v závislosti na úrovni výstupního signálu. Pro $u_o = U_o^+$ je např. nastaveno $U_r = U_l < 0$ a pro překlopení je nutné, aby vstupní napětí kleslo pod tuto hodnotu ($u_i < U_i$). Naopak pro $u_o = U_o^-$ je $U_r = U_h > 0$ a pro překlopení je nutné, aby vstupní napětí stouplo nad tuto hodnotu $(u_i > U_h)$. Velikost hystereze (U_h, U_l) se U_o nastavuje dle úrovně rušení.

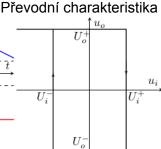


 $U_i^+ = U_o^+ \frac{R_1}{R_1 + R_2},$

 $U_i^- = U_o^- \frac{R_1}{R_1 + R_2}$

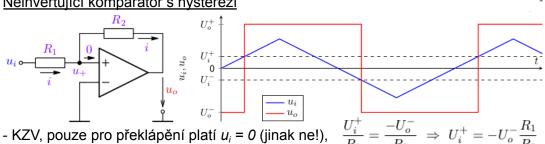






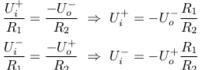
- KZV, pouze pro překlápění platí $u_+ = u_i$ (jinak ne!), úrovně překlápění:
- nulové vstupní proudy platí pořád

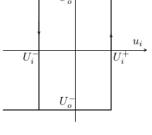
Neinvertující komparátor s hysterezí



- úrovně překlápění:
- nulové vstupní proudy platí pořád

$$\frac{U_i^+}{R_1} = \frac{-U_o^-}{R_2} \implies U_i^+ = -U_o^- \frac{R_1}{R_2}$$





Regenerativní soustavy

- = obvody, které generují nějaký signál (př. harmonický, trojúhelníkový, obdélníkový ...)
- potřebují napájení, sami generují signál
- patří sem např. oscilátory, klopné obvody (astabilní, monostabilní...), generátor funkcí, fázový závěs...

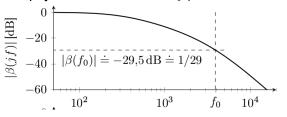
Oscilátory

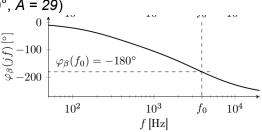
<u>Princip zpětnovazebních oscilátorů:</u> zpětná vazba β , chceme aby se soustava rozkmitala na jednom kmitočtu

- ZZV se na tom jednom kmitočtu změní v KZV, zisk v otevřené zpětnovazební smyčce je ≥ 1, aby to kmitalo musí být zisk = 1, pokud by byl zisk ≥ 1, kmity někde narazí na napájecí napětí
- (a) Blokové schéma zpětnovazebního oscilátoru s naznačením míst pro rozpojení ZV smyčky (X)
- (b) schéma pro určení přenosu rozpojené ZV smyčky

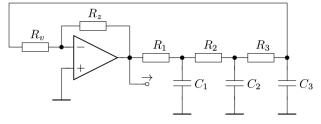
Oscilátor s posouvanou fází (generuje harmonický signál)

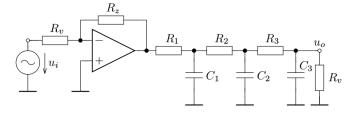
- zesilovač kmitá na parazitním přenosu (vlastnosti OZ), právě strukturou ZV zařídím kmitání na požadovaném kmitočtu, samotný OZ se ZZV otáčí fázi o 180°, potřebuju ji otočit ještě o 180°
- ve ZV má 3 RC články => 3 póly (kdyby tam byl 1 RC -> fáze by byla otočená o 90°, pro 2 RC (=2 póly) se to nerozkmitá, proto potřebuju 3 RC)
- (a) zapojení oscilátoru s posouvanou fází
- (b) schéma pro určení přenosu jeho rozpojené ZV smyčky Modulová a fázová charakteristika pro R_k = $1k\Omega$, C_k = 100nF
- zapojení se rozkmitá na f_o (fáze otočena o 180°, A = 29)





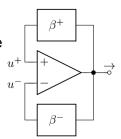
Konkrétní zapojení oscilátoru s posouvanou fází Schéma pro určení přenosu jeho rozpojené ZV smyčky

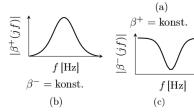


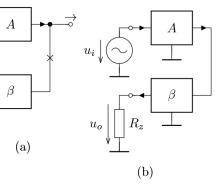


<u>Můstkové oscilátory</u> (generuje harmonický signál)

- mají KVZ i ZZV proto "můstkové", v jedné ZV je kmitočtově závislý člen, v druhé ZV je kmitočtově nezávislý člen -> cíl je vyvolat nestabilitu právě na jednom kmitočtu
- (a) principiální blokové schéma můstkového oscilátoru
- (b) kmitočtově závislý člen v KZV
 - v KZV je nějaký článek (filtr) s modulem viz obr
 - v ZZV jsou např. 2 odpory na nastavení zesílení (β-=konst)
 - rozkmitá se to v tom peaku(max), přenos = 1
 - neinvertující vstup => neobrací fázi
- (c) kmitočtově závislý člen v ZZV
 - analogie, pro všechny kmitočty převažuje ZZV, jen pro f₀ (peak-min) převáží KZV a rozkmitá se to



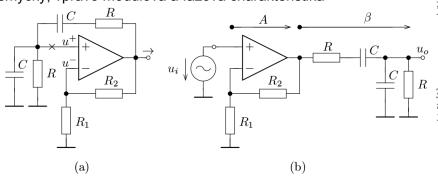




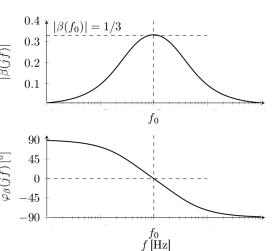
(a)

Můstkový oscilátor s Wienovým článkem

(a) zapojení, (b) schéma pro určení přenosu jeho rozpojené ZV smyčky; vpravo modulová a fázová charakteristika

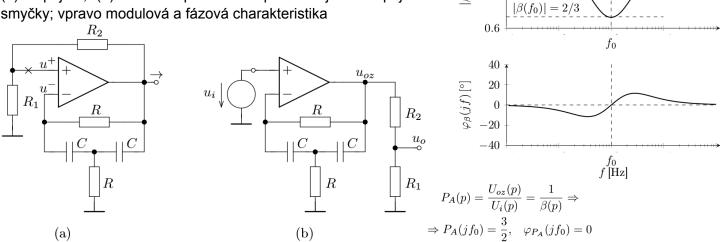


- pásmová propust, f_o přenos je maximální, fáze = 0

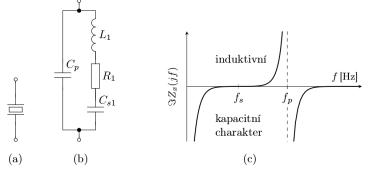


Můstkový oscilátor s přemostěným T-článkem

(a) zapojení, (b) schéma pro určení přenosu jeho rozpojené ZV smyčky; vpravo modulová a fázová charakteristika



Krystalové oscilátory



- krystal = křemenný výbrus

0.8

- pro nízké kmitočty se to chová jako kapacitor (pro DC to vůbec nevede), se zvyšujícím kmitočtem přechází induktivní chování
- f_p...paralelní rezonance
- f_s...sériová rezonance
- použití např v procesorech pro nastavení hodinového kmitočtu

Obrázek 8.12: Schématická značka krystalu (a), jeho náhradní elektrické zapojení (b) a kmitočtová závislost jeho reaktance (c).

v přednáškách je ještě astabilní klopný obvod a generátor funkcí, podle něj to ale nejsou oscilátory, protože oscilátory generují jen harmonické funkce (wiki říkala něco jinýho)

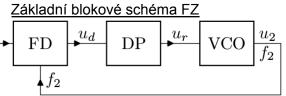
Fázový závěs

- Fázový závěs je v podstatě ZV struktura, kde vystupují bloky u_1 jak s bezrozměrnými přenosy, tak bloky, které mají přenos s f_1 fyzikálním rozměrem

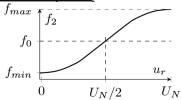
<u>VCO</u> = Napětím řízený oscilátor(Voltage-controlled oscillator)

- generuje periodický signál u_2 o kmitočtu f_2 , který je řízen velikostí napětí u_r s převodní konstantou $k_o = \frac{\mathrm{d} f_2}{\mathrm{d} u_r} \; [\mathrm{rad}/(\mathrm{sV})]$
- prostředek křivky závislosti f_2 na u_r by měl být co nejvíce lineární $\underline{\mathsf{DP}}$ = filtr dolní propust (většinou klasicky RC článek)
- charakterizovaný impulzní odezvou *h(t)* nebo přenosem *F(s)*
- filtruje u_d tak, že do VCO vstupuje pouze střední hodnota <u>FD</u> = fázový detektor
- porovnává fázi vstupního u_1 a výstupního u_2 signálu s převodní konstantou $k_D=\frac{\mathrm{d} u_d}{\mathrm{d} \Delta \varphi} \ [\mathrm{V/rad}]$

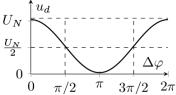
$$\begin{split} u_1(t) &= U_{1m}\cos(\omega_1 t + \varphi_1), \quad u_2(t) = U_{2m}\sin(\omega_2 t + \varphi_2) \\ u_d(t) &= -k_D \frac{U_{1m}U_{2m}}{2} \left(\sin\left((\omega_1 + \omega_2)t + (\varphi_1 + \varphi_2)\right) - \right. \\ &\left. - \sin\left((\omega_1 - \omega_2)t + (\varphi_1 - \varphi_2)\right) \right) \\ u_d(t) &= k_D \frac{U_{1m}U_{2m}}{2} \sin\Delta\varphi, \quad \text{pro} \quad \omega_1 = \omega_2, \quad \text{filtr.} \end{split}$$



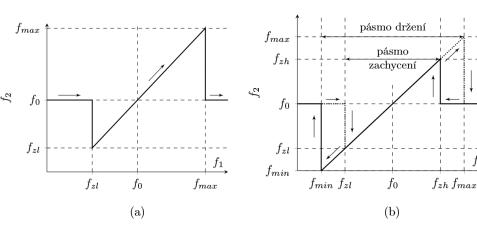
Typická závislost kmitočtu VCO f₂ na řídícím napětí u_r

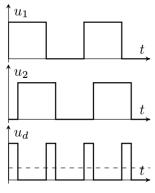


Závislost výstupního napětí FD u_d na rozdílu fází vstupních signálů u_1 , u_2



Př. vstupní a výstupní signály FD v případě realizace obvodu XOR

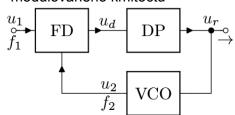




Obrázek 8.31: Závislost výstupního kmitočtu f_2 FZ na vstupním kmitočtu f_1 při přelaďování f_1 zdola (a) a shora (b).

- pokud je $f_1 < f_{min}$ nezasynchronizuje se to, až když f_1 zvětším nad f_{zl} , pak $f_1 = f_2$, pokud budu f_1 zvyšovat, vydrží to zasynchronizovaný až do f_{max} , pak se to rozpadne, pokud zase začnu snižovat zasynchronizuje se to až na f_{zh} , ale vydrží to zasynch. do f_{min} , proto pásmo zachycení a držení
- toto chování je způsobeno vlivem filtru (pokud by tam filtr nebyl => pásmo zachycení = pásmo držení)
 Aplikace FZ:

Demodulátor kmitočtově modulovaného kmitočtu



"Násobička kmitočtu", resp. kmitočtová syntéza s použitím FZ

 f_1

