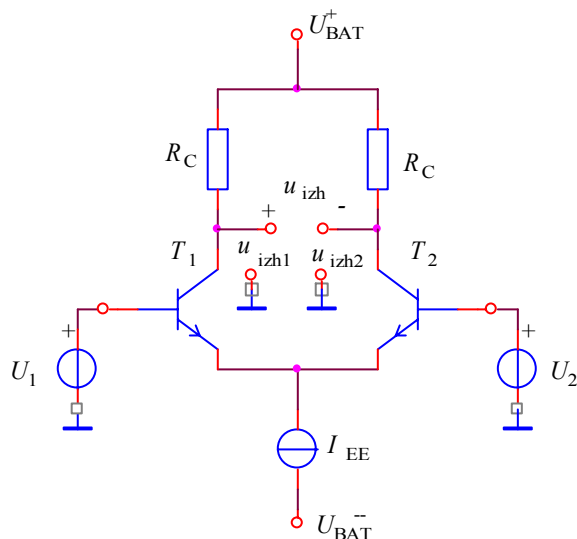


1	DIFERENČNA OJAČEVALNA STOPNJA	3
1.1	Priključitev diferenčnega vhodnega signala	5
1.2	Priključitev sofaznega vhodnega signala	7
2	OPERACIJSKI OJAČEVALNIKI	9
2.1	Delitev operacijskih ojačevalnikov	11
2.1.1	Klasični operacijski ojačevalniki	11
2.1.2	Transkonduktančni operacijski ojačevalniki	12
2.1.3	Transimpedančni ojačevalniki	14
2.2	Osnovna vezja z operacijskim ojačevalnikom	15
2.2.1	Invertirajoči ojačevalnik	16
2.2.2	Neinvertirajoči ojačevalnik	20
2.2.3	Napetostni sledilnik	22
2.2.4	Invertirajoče seštevalno vezje	22
2.2.5	Diferenčni ojačevalnik	23
2.2.6	Instrumentacijski ojačevalnik	23
2.3	Lastnosti dejanskih operacijskih ojačevalnikov	24
3	OJAČEVALNE STOPNJE ZA VELIKE SIGNALE – MOČNOSTNI OJAČEVALNIKI	28
3.1	Osnovne značilnosti	28
3.2	Delitev ojačevalnikov velikih signalov	30
3.2.1	Ojačevalnik v A razredu	31
3.2.2	Ojačevalnik v B razredu - komplementarna stopnja	32
3.2.3	Stikalni ojačevalniki	35
4	OJAČEVALNIKI S POVRATNO VEZAVO	37
4.1	Osnovni pojmi	37
4.2	Učinki negativne povratne vezave	39
4.2.1	Sprememba A_{β} zaradi spremembe A ali β	39
4.2.2	Povratna vezava znotraj stopenj in preko več stopenj	41
4.2.3	Zmanjšanje motenj in popačenja	42
4.2.4	Razširitev frekvenčnega območja	44
4.2.5	Vpliv povratne vezave na vhodno in izhodno impedanco	46
4.3	Stabilnost ojačevalnikov s povratno vezavo	48
4.3.1	Stabilnost ter fazna in amplitudna varnost	48
4.3.2	Analiza stabilnosti s pomočjo Nyquistovega diagrama	49
4.3.3	Risanje Bodejevega diagrama	50
4.3.4	Analiza stabilnosti s pomočjo Bodejevega diagrama	51
4.3.5	Načrtovanje karakteristike ojačenja $T(j\omega)$	52
5	KRMILJENI VIRI IN IMPEDANČNI PRETVORNIKI	56
5.1	Napetostno krmiljeni napetostni vir	56
5.1.1	Invertirajoči napetostno krmiljeni napetostni vir	58

5.1.2	Neinvertirajoči napetostno krmiljeni napetostni vir	59
5.2	Tokovno krmiljeni napetostni viri	62
5.2.1	Osnovno vezje tokovno krmiljenega napetostnega vira	63
5.3	Napetostno krmiljeni tokovni viri	64
5.3.1	Tokovni viri za plavajoča bremena	66
5.3.2	Napetostno tokovni pretvornik za večje tokove	68
5.3.3	Bipolarni napetostno krmiljeni viri za večje tokove	73
5.4	Tokovno krmiljeni tokovni viri	74
5.4.1	Tokovni ojačevalnik	76
5.5	Negativni impedančni pretvorniki	78
5.5.1	Tokovni negativni impedančni pretvornik	78
5.5.2	Primeri uporabe negativnih impedančnih pretvornikov	82
5.5.3	Žirator	88
6	AKTIVNA ELEKTRIČNA SITA	92
7	PREKLOPNA VEZJA	93
7.1	Preklopni časi stikala s tranzistorjem BJT	93
7.2	Preklopni časi stikala s tranzistorjem FET	100
8	GENERIRANJE IN OBLIKOVANJE SIGNALOV	104
8.1	Primerjalnik (komparator)	104
8.2	Regenerativni komparator - schmittovo preklopno vezje	106
8.3	Viri linearnih signalov	110
8.3.1	Generiranje linearnih signalov	111
8.3.2	Meritev odstopanja od linearne napetosti	113
8.3.3	Boot-strap vezje za generiranje linearne napetosti	115
8.3.4	Millerjev generator linearne napetosti	116
8.4	Frekvenčni sintezatorji	120
8.5	Fazno sinhronizacijska zanka (PLL)	121
8.5.1	Prenosna funkcija vezja	122
8.5.2	Fazni detektor	126
8.5.3	Prenosna karakteristika PLL vezja	129
8.5.4	Področja uporabe PLL	130
8.6	Generiranje harmonskih oblik signalov	131

1 DIFERENČNA OJAČEVALNA STOPNJA

Diferenčni ojačevalnik je med najpomembnejšimi osnovni gradnik integriranih ojačevalnikov. Prikazuje ga slika:



Slika 1.1: Diferenčna ojačevalna stopnja.

Tokovni vir je običajno realiziran s tokovnim zrcalom. Predpostavimo da sta tranzistorja identična. Zapišemo lahko zančno enačbo:

$$-U_1 + U_{BE1} - U_{BE2} + U_2 = 0 \quad (1)$$

Kolektorska tokova I_{C1} in I_{C2} zapišemo z:

$$\begin{aligned} I_{C1} &= \alpha_F I_{ES} \exp(U_{BE1}/U_T) \\ I_{C2} &= \alpha_F I_{ES} \exp(U_{BE2}/U_T) \end{aligned} \quad (2)$$

Zapišimo razmerje tokov:

$$\frac{I_{C1}}{I_{C2}} = e^{\frac{(U_{BE1} - U_{BE2})}{U_T}} = e^{\frac{U_d}{U_T}} \quad (3)$$

kjer je U_d razlika med napetostima U_1 in U_2 .

Tok I_{EE} je vsota emitorskih tokov T1 in T2, kar zapišemo:

$$-(I_{E1} + I_{E2}) = I_{EE} = \frac{I_{C1}}{\alpha_F} + \frac{I_{C2}}{\alpha_F} \text{ in sledi} \quad (4)$$

$$\frac{I_{EE}\alpha_F}{I_{C1}} = 1 + \frac{I_{C2}}{I_{C1}} \quad (5)$$

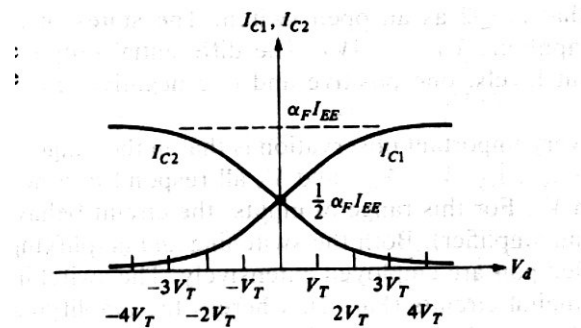
Iz zgornje enačbe lahko zapišemo I_{C1} in I_{C2} z:

$$I_{C1} = \frac{I_{EE}\alpha_F}{1 + e^{-U_d/U_T}} \quad (6)$$

$$I_{C2} = \frac{I_{EE}\alpha_F}{1 + e^{U_d/U_T}}$$

Odvisnost kolektorskih tokov od U_d prikazuje slika.

- Vidimo, da se pri vrednosti $U_d \geq 4U_T$, I_{C1} približa vrednosti $\alpha_F I_{EE}$ in I_{C2} k vrednosti 0. Analogno velja za $U_d \leq -4U_T$.



Slika 1.2: Prenosna karakteristika I_C v odvisnosti od U_d .

Ker velja:

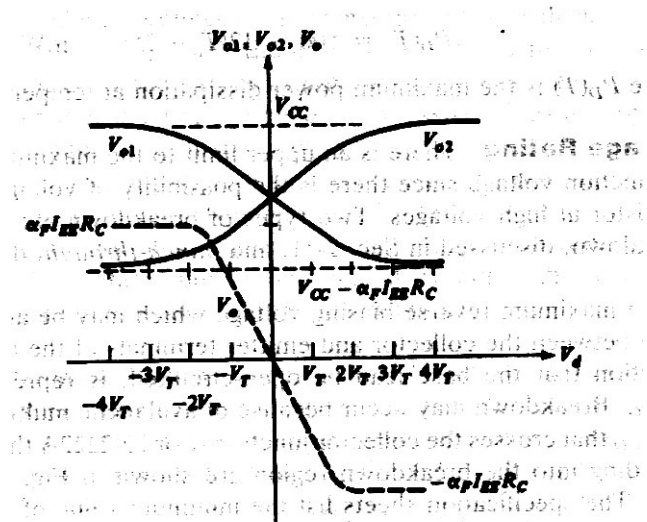
$$U_{izh1} = U_{BAT}^+ - I_{C1}R_C,$$

$$U_{izh2} = U_{BAT}^+ - I_{C2}R_C \quad (7)$$

in

$$U_{izh} = U_{izh1} - U_{izh2}$$

Lahko narišemo še:

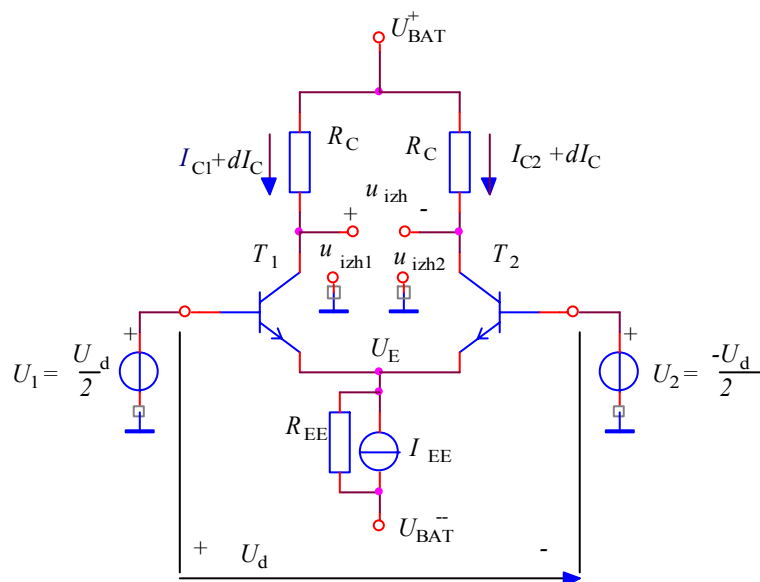


Slika 1.3: Prenosna karakteristika U_{izh1} , U_{izh2} , U_{izh} v odvisnosti od U_d .

- Zelo pomembna je ugotovitev, da imajo v območju $-2U_T \leq U_d \leq 2U_T$ veličine I_{C1} , I_{C2} , U_{izh1} , U_{izh2} in U_{izh} **linearno odvisnost**.

1.1 Priklučitev diferenčnega vhodnega signala

V praksi imamo opravka z realnimi viri zato za tokovni vir uporabimo realni model z izhodno upornostjo R_{EE} , ki je velika:



Slika 1.4: Diferenčna ojačevalna stopnja.

Predpostavimo da je $\beta_F \gg 1$ in da je:

- $I_{C1} \cong I_{E1} = I_{EE}/2$,
- $I_{C2} \cong I_{E2} = I_{EE}/2$.

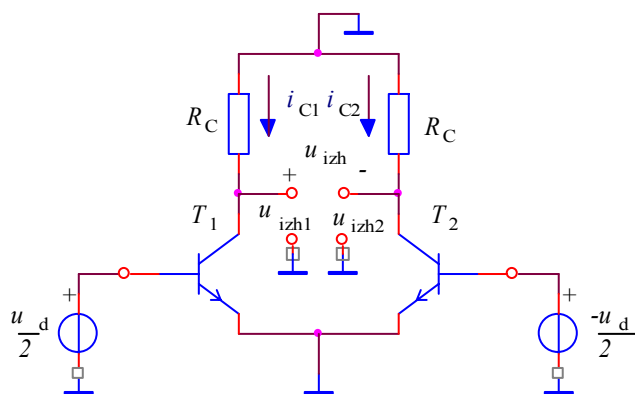
Simultano sedaj **povečajmo** U_1 za $\Delta u/2$ in **zmanjšamo** U_2 za $\Delta u/2$.

Posledično se bo **povečal** I_{C1} za ΔI_C in **zmanjšal** I_{C2} za ΔI_C .

Ker je $I_C \cong I_E$ se bo sprememba poznala tudi na emitorjih. Ker pa ostaja I_{EE} nespremenjen (R_{EE} je velika) **ostaja napetost U_E nespremenjena**.

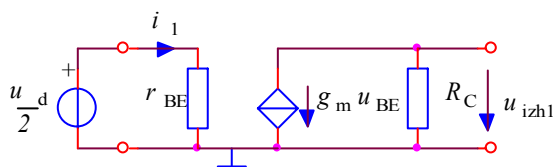
Spomnimo se, pri analizi za majhne signale konstantne napetosti nadomestimo s kratkim stikom.

Narišimo izmenično nadomestno vezje za male diferenčne signale:



Slika 1.5: Nadomestno vezje za majhne diferenčne izmenične signale.

Vezje prerežemo po sredini in tranzistor zamenjamo s poenostavljenim nadomestnim vezjem za male signale.



Poznamo dva načina odjema izhodnega signala:

- simetrični odejem (med kolektorjem in skupno točko - masa)
- nesimetrični odejem (med kolektorjema)

Tako lahko zapišemo:

- **ojačenje diferenčnih signalov pri nesimetričnem odejumu A_{dn} :**

$$A_{dn} = \frac{u_{izh1}}{u_d} = -\frac{g_m R_C}{2} = -\frac{\beta R_C}{2r_{BE}} = -\frac{|I_{C1}|}{2U_T} R_C \quad (8)$$

če izhajamo iz nadomestnega vezja s h parametri je:

$$A_{dn} = \frac{u_{izh1}}{u_d} = -\frac{h_{fe} R_C}{2h_{ie}} \quad (9)$$

- **ojačenje diferenčnih signalov pri simetričnem odejumu A_{ds} :**

$$A_{dn} = \frac{u_{izh}}{u_d} = -g_m R_C = -\frac{\beta R_C}{r_{BE}} = -\frac{|I_{C1}|}{U_T} R_C = 2A_{dn} \quad (10)$$

če izhajamo iz nadomestnega vezja s h parametri je:

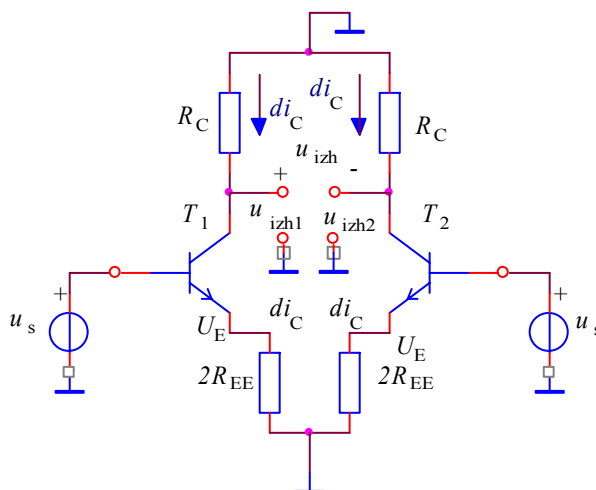
$$A_{dn} = \frac{u_{izh}}{u_d} = -\frac{h_{fe} R_C}{h_{ie}} \quad (11)$$

- **vhodna upornost za diferenčne signale**

$$R_{vhd} = \frac{u_d}{2i_1} + \frac{u_d}{2i_2} = 2r_{BE} = 2h_{ie}. \quad (12)$$

1.2 Priključitev sofaznega vhodnega signala

Pri priključitvi u_s oba toka i_C narasteta za majhno vrednost di_C . Ta sprememba se pozna na emitorju in se tok skozi R_{EE} poveča za $2di_C$. Napetost U_E ni več konstantna pač se poveča za $2di_C R_{EE}$

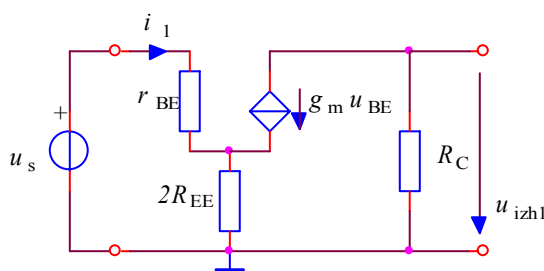


Slika 1.6: Diferenčna ojačevalna stopnja.

Na sliki je na vsakem uporu $2R_{EE}$ padec napetosti $2di_C R_{EE}$, kar je enako vrednosti spremembe U_E , kot smo ugotovili prej.

Vezje je simetrično in lahko analiziramo samo eno polovico.

Sledi:



- ojačenje sofaznih signalov pri nesimetričnem odejemu A_{sn} :

$$A_{sn} = \frac{u_{izh1}}{u_s} = -\frac{\beta R_C}{r_{BE} + 2(\beta + 1)R_{EE}} \quad (13)$$

Če je $\beta \gg 1$ sledi

$$A_{sn} \cong -\frac{R_C}{2R_{EE}} \quad (14)$$

- **ojačenje sofaznih signalov pri simetričnem odejumu** $A_{ss} = 0$ če sta tranzistorja popolnoma simetrična.
- **vhodna upornost za sofazne signale**

$$R_{vhs} = \frac{u_s}{i_1 + i_2} = \frac{1}{2} \{r_{BE} + (1 + \beta)2R_{EE}\}. \quad (15)$$

- **faktor rejekcije CMRR** je primerna mera za ugotavljanje kvalitete dif. ojačevalnika

$$CMRR = \frac{A_{ds}}{A_{sn}} = \frac{r_{BE} + (1 + \beta)2R_{EE}}{r_{BE}} \cong 1 + 2g_m R_{EE} \cong 2g_m R_{EE}. \quad (16)$$

V praksi nimamo opravka s samo diferenčnimi ali samo s sofaznimi signali pač pa imajo obe komponenti:

Sofazno določimo z:

$$u_s = \frac{u_1 + u_2}{2} \quad \text{in} \quad (17)$$

diferenčno z:

$$u_s = u_1 - u_2. \quad (18)$$

Tako je

$$\begin{aligned} u_{izh1} &= A_{dn}u_d + A_{sn}u_s \\ &= A_{dn} \left(u_d + \frac{u_s A_{sn}}{A_{dn}} \right) \\ &= A_{dn} \left(u_d + \frac{u_s}{CMRR} \right) \end{aligned} \quad (19)$$

VAJA

2 OPERACIJSKI OJAČEVALNIKI

Operacijski ojačevalniki so standardne integrirane komponente in predstavljajo gradnike za načrtovanje in izvedbo analognih elektronskih vezij.

- Posebnost njihove uporabe je v tem, da so **osnovne ojačevalne lastnosti vezij z operacijskimi ojačevalniki v večini primerov določene z zunanji elementi.**
- V simbolični obliki ga običajno rišemo v obliki trikotnika, v IEC standardih (International Electrotechnical Commission Standards) pa se uporablja pravokotna oblika predstavitve. Oba simbola sta prikazana na sliki:



Slika 2.1: Dva simbola za operacijski ojačevalnik.

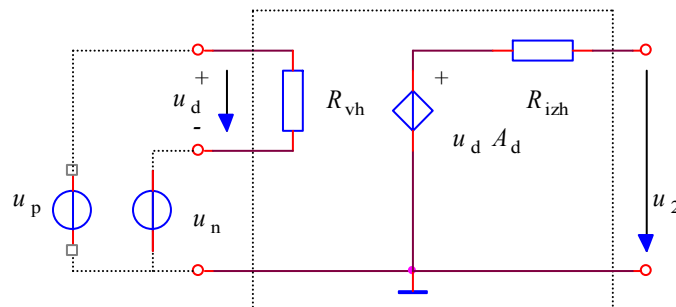
- V 60 letih se med prvimi pojavil operacijski ojačevalnik $\mu\text{A}-709$. Izdelali so ga leta 1965 v firmi Fairchild Semiconductorstih.
- Dve leti kasneje se pojavi OPA z bolj izpopolnjeno strukturo $\mu\text{A}-741$. Pod omenjeno oznako se izdeluje še danes kot splošno uporabni OPA. **V notranji strukturi imajo OPA od 20 do 300 elementov, večinoma tranzistorjev.**

Priključne sponke:

S signalnega in s tem tudi uporabniškega vidika ima operacijski ojačevalnik dve vhodni sponki in eno izhodno sponko:

- "+" **neinvertirajoča vhodna** sponka na kateri je priključena napetost u_p . Signal se s tega vhoda ojačuje na izhod brez faznega premika.
- "-" **invertirajoča vhodna** sponka na kateri je priključena napetost u_n . Signal se s tega vhoda ojačuje na izhod s faznim premikom 180° .
- Ojačevalnik ojačuje razliko napetosti u_p in u_n med vhodnima priključkoma, pri čemer velja $u_p - u_n = u_d$

Model klasičnega OPA:



Slika 2.2: Model klasičnega OPA in njegova priključitev.

Napajalna napetost:

Večina operacijskih ojačevalnikov je načrtana za napajanje s **simetrično pozitivno in negativno napajalno napetostjo**, U_{BAT}^+ in U_{BAT}^- .

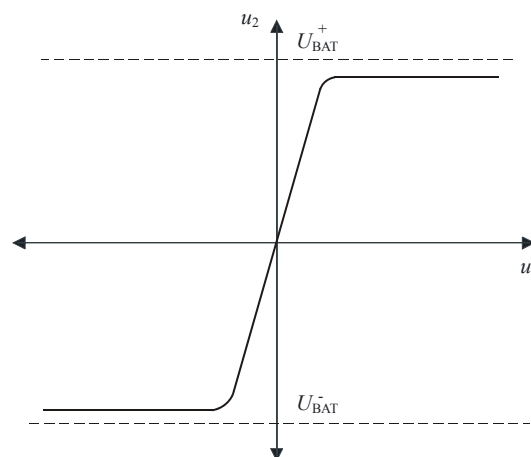
- Če v takšnih razmerah **oba vhoda** v mirovnem stanju **priključimo na skupno sponko**, ki je na napetosti nič voltov, bo tudi, idealno gledano, **izhodni priključek na enosmernem potencialu nič voltov**.
- Z velikostjo napajalne napetosti je omejena amplitudna vrednost izhodne napetosti.
 $u_{2max} = U_{SAT}^+ \leq U_{BAT}^+$ in
 $u_{2min} = U_{SAT}^- \geq U_{BAT}^-$
- U_{BAT}^- je lahko tudi 0 V, takrat govorimo o **unipolarnem napajanju**.

Izhodna napetost:

Pri dejanskih ojačevalnikih je med največjo možno izhodno napetostjo in baterijsko napetostjo vedno prisotna **napetostna razlika ΔU** .

- **napetostna razlika ΔU** je posledica **nasičenja** izhodne stopnje.
- je **med 1 in 2 V** za klasične OPA,
- pri posebnih izvedbah **Rail to Rail** le **nekaj 10 mV**.

Prenosna karakteristika (vhodno-izhodna kar.)



Slika 2.3: Prenosna karakteristika operacijskega ojačevalnika.

2.1 Delitev operacijskih ojačevalnikov

Delimo jih lahko na več načinov. Mi si bomo **pogledali delitev glede na**

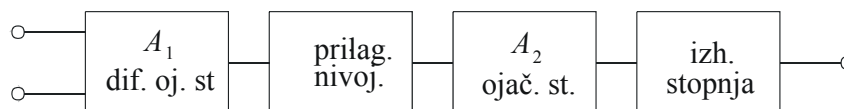
- **vhodno-izhodno karakteristiko** in glede na
- **tehnologijo izdelave**.

Glede na **vhodno-izhodno karakteristiko** ločimo:

- **klasične** ali **napetostne** operacijske ojačevalnike,
- **transkonduktančne** ter
- **transimpedančne** operacijske ojačevalnike.

Glede na **tehnologijo izdelave** ločimo:

- **bipolarne**, BJT operacijske ojačevalnike:
 - so bili prvi ojačevalniki,
 - so robustni,
 - običajno dvostopenjska struktura.



Slika 2.4: Blokovna struktura dvostopenjske arhitekture operacijskega ojačevalnika

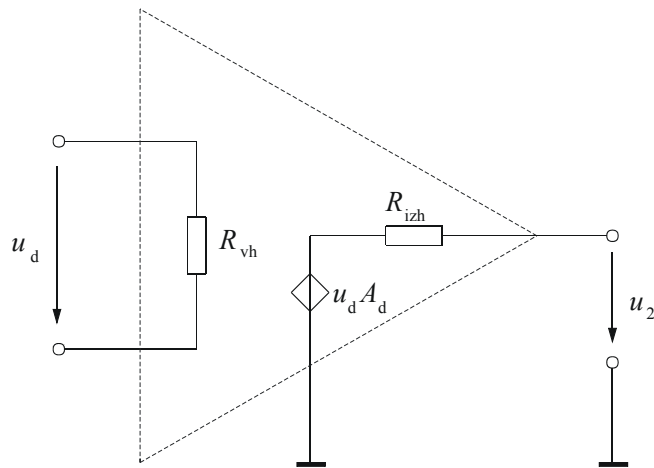
- **kombinirane bipolarne in unipolarne**, Bi FET ali BiMOS operacijske ojačevalnike
 - vhodna diferenčna stopnja z JFET ali MOSFET tranzistorji,
 - večja vhodna upornost,
 - manjši vhodni tok,
 - manjši šum,
 - ker imajo JFET tranzistorji manjšo strmino so izdelani običajno v trostopenjski strukturi.
- **MOS** operacijske ojačevalnike
 - NMOS in CMOS tehnologija,
 - velika stopnja integracije.

2.1.1 Klasični operacijski ojačevalniki

so **napetostno krmiljeni enosmerni ojačevalniki z napetostnim izhodom**, ki imajo:

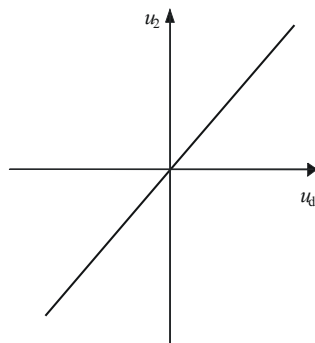
- diferenčno vhodno stopnjo in zelo veliko napetostno ojačenje diferenčnih signalov A_d ,
- vhodna upornost vezja R_{vh} je velika,
- izhodna upornost R_{izh} je mala.

Modeliramo jih v obliki napetostno krmiljenega napetostnega vira kot kaže slika:



Slika 2.5: Model klasičnega operacijskega ojačevalnika.

Idealno vhodno-izhodno karakteristiko za male signale podaja slika:



Slika 2.6: Idealna vhodno-izhodna karakteristika običajnega operacijskega ojačevalnika.

So najštevilčnejši.

Glede na **poudarjene lastnosti** jih delimo na več skupin:

- univerzalne,
- precizijske,
- malošumne operacijske ojačevalnike,
- takšne z malim lezenjem ničelne napetosti,
- z malim enosmernim vhodnim tokom,
- z malim lezenjem ničelnega toka,
- z malo napajalno napetostjo,
- z malim napajalnim tokom,
- z veliko amplitudno vrednostjo izhodne napetosti ali izhodnega toka ter
- širokopasovne operacijske ojačevalnike.

2.1.2 Transkonduktančni operacijski ojačevalniki

Predstavljajo **napetostno krmiljene** enosmerne ojačevalnike s **tokovnim izhodom**.

- Osnovna lastnost je **transkonduktančno ojačenje** (Operational Transconductance Amplifier):

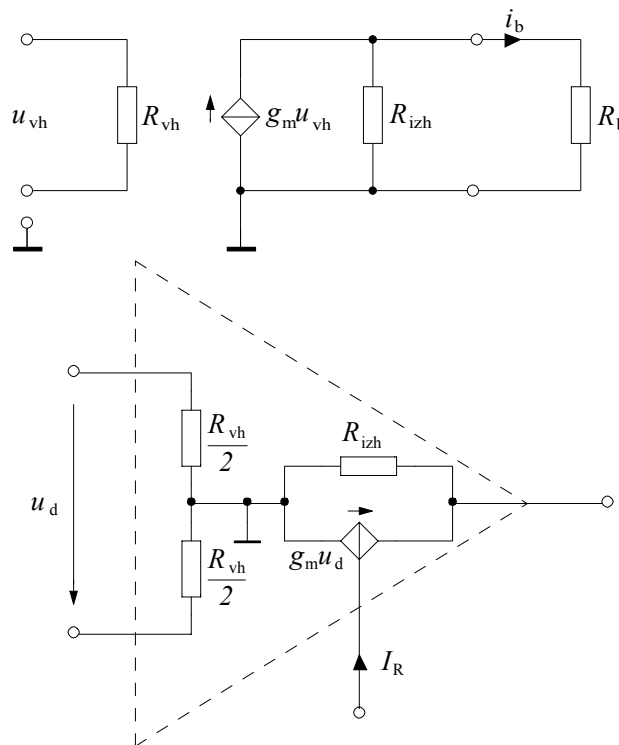
$$A_g = i_b / u_{vh} \cdot \quad (20)$$

- Izhodni tok je določen s **strmino** ali **transkonduktanco** ojačevalnika, g_m , in vhodno napetostjo,

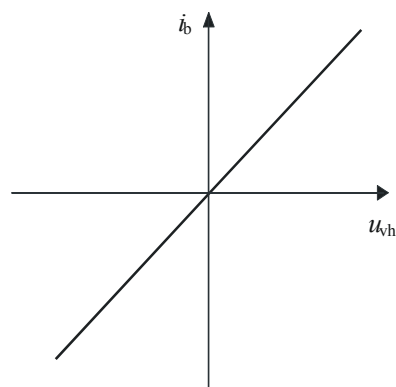
$$i_b = g_m u_{vh} \quad (21)$$

- **Vhodna in izhodna upornost** vezja sta **veliki** vrednosti.
- Posebnost transkonduktančnih operacijskih ojačevalnikov je v tem, da jim **preko zunanega priključka** spreminjamo oziroma **programiramo velikost strmine** g_m .

Model transkonduktančnega ojačevalnika prikazuje slika:



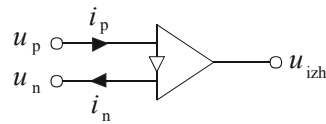
Slika 2.7: Model transkonduktančnega operacijskega ojačevalnika.



Slika 2.8 : Vhodno izhodna karakteristika transkonduktančnega ojačevalnika

2.1.3 Transimpedančni ojačevalniki

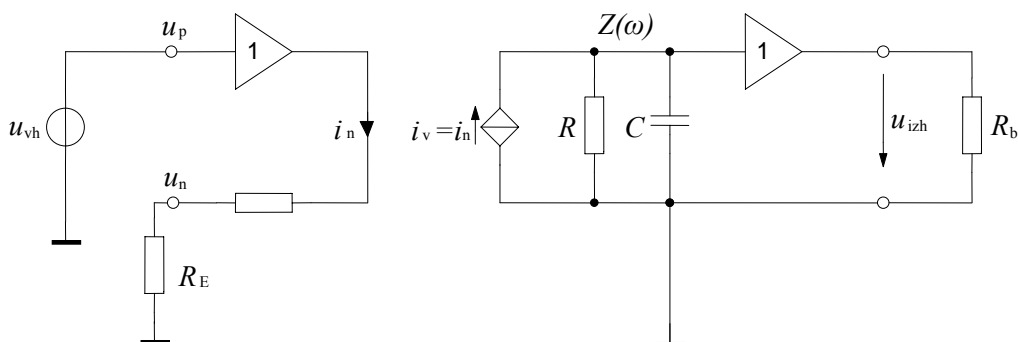
Predstavljajo novejšo, posebno skupino visokofrekvenčnih oziroma širokopasovnih integriranih ojačevalnikov, ki **omogočajo zelo hitre spremembe izhodne napetosti pri maksimalnem izkrmiljenju** izhodnega signala.



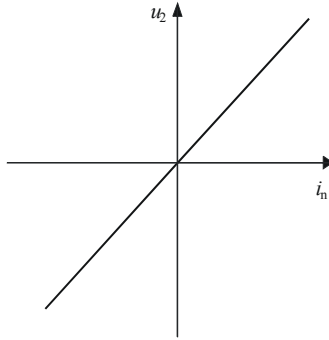
Slika 2.9: Simbol transimpedančnega ojačevalnika.

- V primerjavi s splošnimi operacijskimi ojačevalniki so načrtani v precej **drugačni strukturi**.
- **Neinvertirajoči vhod**, na katerega je priključen vhodni signal, **ima veliko vhodno upornost**.
- **Invertirajoči vhod ima malo vhodno upornost**. Uporablja se za priključitev tokovne povratne vezave in se obnaša kot tokovni vhod.
- Čeprav je dejanski vhodni signal napetost, govorimo o tokovno krmiljenih ojačevalnikih z napetostnim izhodom.
- **Ne omogočajo tako velikih ojačenj odprte zanke** kot klasični operacijski ojačevalniki, njihove vrednosti so največ 1000.
- Pomembno je, da dosežemo pri **takšnih ojačenjih mejne frekvence** okrog 1MHz.
- **Zmnožek ojačenja in pasovne širine** je brez večjih težav **tudi tisoč krat večji** kot pri klasičnih ojačevalnikih.

Njihov model kaže slika.



Slika 2.10: Model transimpedančnega ojačevalnika.



Slika 2.11: Idealna prenosna karakteristika transimpedančnega operacijskega ojačevalnika.

Transimpedančna prenosna karakteristika, $T_Z(\omega)$, je določena z razmerjem izhodne napetosti u_{izh} in vhodnega toka i_n ,

$$T_Z(\omega) = \frac{u_{izh}}{i_n}, \quad (22)$$

Tok i_n je določen z razmerami na invertirajoči vhodni sponki:

$$i_n = \frac{u_n}{R_E} \quad (23)$$

Notranja impedanca integrirane strukture je $Z(\omega) = R \parallel X_C$. Zaradi napetostnega sledilnika v komplementarni izvedbi je u_n praktično enaka u_p .

Sledi:

$$u_{izh} = i_n Z(\omega) = \frac{u_n}{R_E} Z(\omega). \quad (24)$$

Sledi še napetostno ojačenje transimpedančnega ojačevalnika:

$$A_u(\omega) = \frac{u_{izh}}{u_{vh}} = \frac{Z(\omega)}{R_E} = \frac{R}{R_E \left(1 + \frac{j\omega}{\omega_m}\right)} \quad \text{pri tem je } \omega_m = \frac{1}{RC} \quad (25)$$

Upornosti R dosegajo vrednosti med $100 \text{ k}\Omega$ in $1 \text{ M}\Omega$, kapacitivnosti C pa vrednosti od nekaj desetink pF do nekaj pF (ω_m so ranga MHz).

Upor R_E , kot element lokalne tokovne povratne vezave, določa osnovno napetostno ojačenje transimpedančnih ojačevalnikov.

Z izbiro upora R_E z vrednostmi med 100Ω in 1000Ω , kar so tudi običajne upornosti emitterskih uporov, brez večjih težav dosežemo ojačenja do vrednosti 1000 ali 60 dB .

2.2 Osnovna vezja z operacijskim ojačevalnikom

Čeprav možnosti veliko, lahko prav vse privedemo v tri osnovne oblike vezij:

- invertirajoče ojačevalno vezje,
- neinvertirajoče ojačevalno vezje,

- diferenčno ojačevalno vezje.

Kadar so **ojačevalne in druge lastnosti operacijskega ojačevalnika precej boljše** od načrtovanih **lastnosti skupnega vezja** z operacijskim ojačevalnikom, lahko **predpostavimo**, da je sam **operacijski ojačevalnik idealen**.

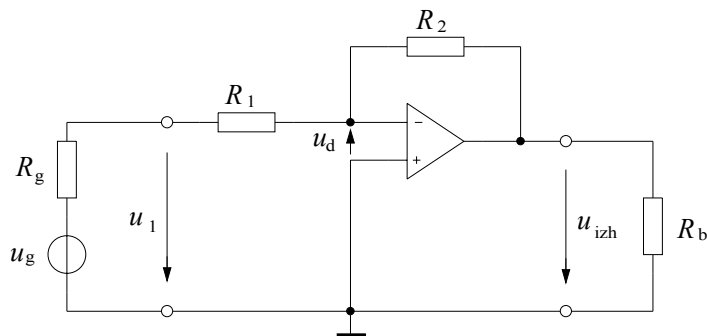
Takrat je analiza teh vezij posebej enostavna.

Lastnosti idealnega OPA

1. Vhodna upornost $R_{vh} \rightarrow \infty$, posledično tok ne teče v vhodni sponki,
 2. Izhodna upornost $R_{izh} = 0$,
 3. Napetostno ojačenje $A_d \rightarrow \infty$. Ker je izhodne napetost končna $|u_2| < \infty$ in gre $A_d \rightarrow \infty$, sledi da je $u_d = 0$.
- Poleg idealnih osnovnih ojačevalnih lastnosti upoštevamo pri idealnem modelu operacijskega ojačevalniku običajno še:
4. Ojačenje je enako pri vseh frekvencah (neskončno),
 5. Ko je $u_p = u_n$ je $u_2 = 0$ in neodvisna od u_p . Velja tudi obratno.
 6. Fazni zasuk med vhodnim in izhodnim signalom je točno 0° ali 180°
 7. Faktor rejekcije za sofazne vhodne signale je neomejen,
 8. Hitrost spremembe izhodne napetosti je brez omejitve,
 9. Vhodna ničelna napetost je nič.
 10. Vhodni enosmerni predtok je nič.
 11. Vhodni ničelni tok je nič.
 12. Lastnosti vezja so neodvisne od spremembe temperature, spremembe napajalne napetosti in staranja.

2.2.1 Invertirajoči ojačevalnik

Njegovo konfiguracijo kaže slika:

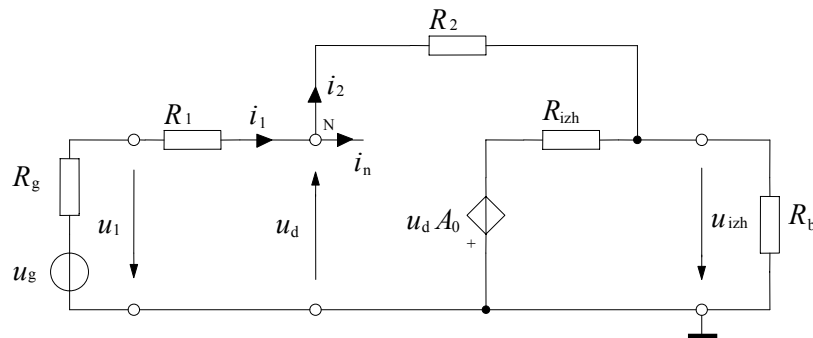


Slika 2.12: Invertirajoči ojačevalnik

Ime pove, da gre za ojačevalno vezje, pri katerem je izhodni signal invertiran, da je za 180° premaknjen proti vhodnemu signalu.

Upora R_1 in R_2 predstavljata vezje povratne vezave.

Nadomestno vezje za izmenične signale ali model skupnega vezja kaže slika.



Slika 2.13: Model invertirajočega ojačevalnega vezja

Ojačenje vezja

Iščemo zvezo med u_{izh} in u_1 ,

$$u_1 - i_1 R_1 - i_2 R_2 - u_{izh} = 0. \quad (26)$$

Vozliščna enačba za vozlišče N:

$$i_1 - i_2 - i_n = 0. \quad (27)$$

Z upoštevanjem, da je $i_n = 0$, sledi enostavnejši zapis,

$$i_1 = i_2. \quad (28)$$

Iz (26) sledi:

$$u_1 - i_1 R_1 - i_1 R_2 - u_{izh} = 0. \quad (29)$$

Izrazimo i_1 z razmerami na R_1

$$i_1 = \frac{u_1 - u_n}{R_1}. \quad (30)$$

Napetost u_n je enaka 0. Zaradi velikega ojačenja A_0 je $u_d \approx 0$ in sledi, da je $u_p \approx 0$. Iz (30) sledi:

$$i_1 = \frac{u_1}{R_1} \quad (31)$$

Vstavimo v enačbo (29) in sledi zapis:

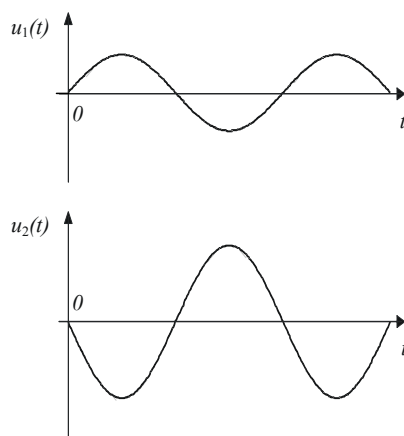
$$A_v = \frac{u_{izh}}{u_1} = -\frac{R_2}{R_1}. \quad (32)$$

- Napetostno **ojačenje** vezja je **negativno**.
- Njegova vrednost je določena le z **razmerjem zunanjih dveh uporov**.

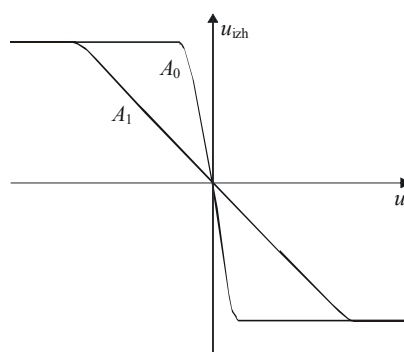
- Izhodni signal je za **180° premaknjen** proti vhodnemu signalu.
- Z $R_2 \geq R_1$ **dosežemo ojačenje vezja večje od ena.**
- Pri $R_1 > R_2$ je ojačenje enako ali tudi **manjše od ena.**

Pri praktičnih vezjih so prisotne določene omejitve:

- Izraz velja le takrat, ko je **ojačenje operacijskega ojačevalnika precej večje od načrtovanega ojačenja vezja,**
- upornost R_1 **ne sme biti premajhna,** če le želimo imeti **veliko vhodno upornost vezja,**
- Vrednost upornosti R_2 **pa ne sme biti prevelika,** saj vnaša **neželene kapacitivne parazitne komponente.**



Slika 2.14: Vhodni in izhodni signal pri invertirajočem vezju



Slika 2.15: Prenosna funkcija invertirajočega ojačevalnika

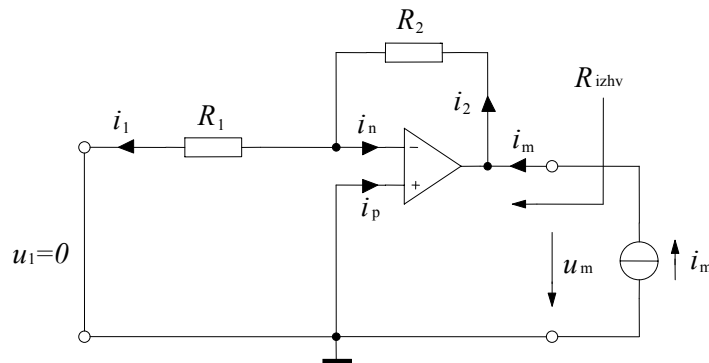
Vhodna upornost

Vhodno upornost vezja R_{vhv} določimo s pomočjo enačbe (2931) in z upoštevanjem $u_n = 0$. Dobimo

$$R_{vhv} = \frac{u_1}{i_1} = R_1. \quad (33)$$

Izhodna upornost

Izhodna upornost je nadomestna upornost vezja (po Theveninu) na izhodnih sponkah. Merilno vezje kaže slika:



Slika 2.16: Merilno vezje za določitev R_{izhv}

V osnovi je določena z izrazom

$$R_{izhv} = \left. \frac{u_m}{i_m} \right|_{u_1 = 0} \quad (34)$$

Zapišemo zanko enačbo:

$$u_m - i_2 R_2 - i_1 R_1 = 0. \quad (35)$$

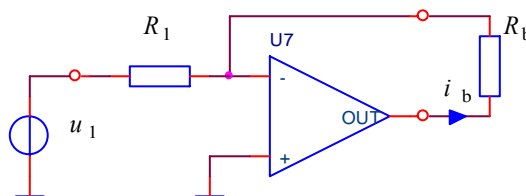
Ker je $i_1 = i_2$ in je $i_n = 0$ je

$$u_m = i_1 (R_2 + R_1). \quad (36)$$

V primeru $A_d = \infty$ je pri $u_p = 0$ tudi $u_n = 0$, zato med vhidoma ni potencialne razlike ki bi poganjala i_1 in je $u_d = 0$. Zato lahko zaključimo:

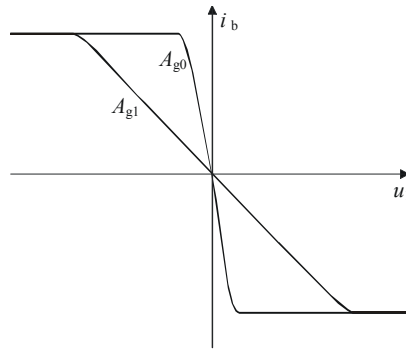
$$R_{izh} = \frac{u_m}{i_m} = 0. \quad (37)$$

Invertirajoče vezje je poleg napetostnega ojačevalnika tudi osnova za **napetostno-tokovni in tokovno-napetostni pretvornik**. Vezje **napetostno-tokovnega pretvornika** dobimo, če namesto upora R_2 uporabimo bremensko upornost.



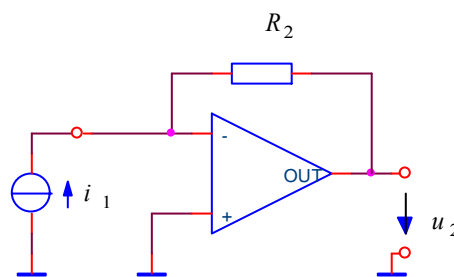
Slika 2.17: Vezje napetostno tokovnega pretvornika.

$$A_g = \frac{i_b}{u_1} = -\frac{1}{R_1} \quad (38)$$



Slika 2.18: Prenosna funkcija napetostno tokovnega pretvornika.

Vezje **tokovnega-napetostnega pretvornika** dobimo, če je vezje brez upora R_1 . Vezje moramo sedaj krmiliti tokovno.

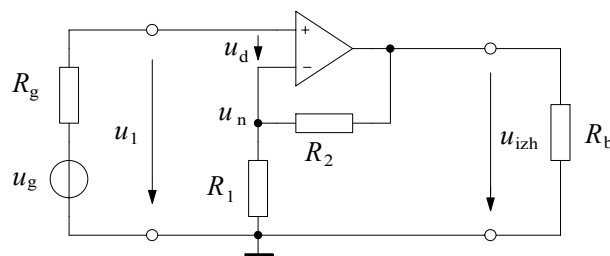


Slika 2.19: Vezje tokovno-napetostnega pretvornika.

$$A_r = \frac{u_2}{i_1} = -R_2 \quad (39)$$

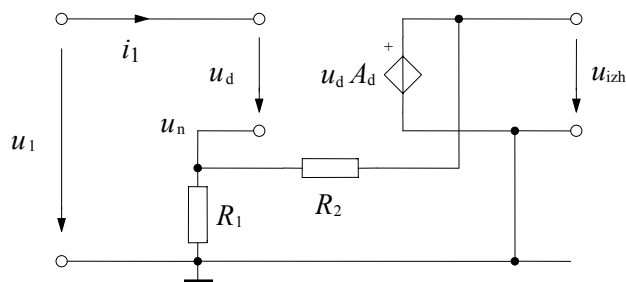
2.2.2 Neinvertirajoči ojačevalnik

Slika prikazuje neinvertirajoči ojačevalnik.



Slika 2.20: Vezje neinvertirajočega ojačevalnika.

- Vhodni signal priključimo na neinvertirajočo vhodno sponko operacijskega ojačevalnika,
- z uporabo R_1 in R_2 pa poskrbimo za zunanjo povratno vezavo, ki je negativnega značaja.
- Izhodna napetost je v tem primeru v fazi z vhodno napetostjo.



Slika 2.21: Model neinvertirajočega ojačevalnega vezja.

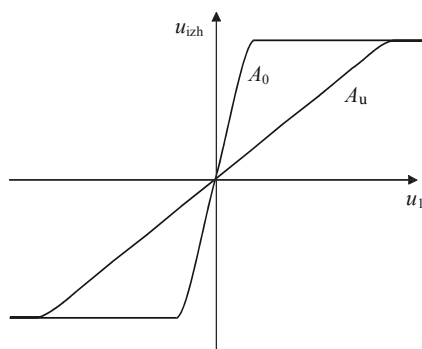
Napetostno ojačenje

$$u_n = \frac{R_1}{R_1 + R_2} u_{izh}. \quad (40)$$

Ker je $u_n \approx u_1$ je

$$A_u = \frac{u_{izh}}{u_1} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1}. \quad (41)$$

- Neinvertirajoči ojačevalnik ima pozitivno ojačenje, ki je spet določeno le z uporoma R_1 in R_2 .
- Njegova vrednost je večja ali kvečjemu enaka ena, saj za R_1 in R_2 uporabljamo realne upore.



Slika 2.22: Prenosna funkcija neinvertirajočega ojačevalnika in prenosna funkcija operacijskega ojačevalnika

- Vidimo, da je aktivno področje delovanja neinvertirajočega ojačevalnega vezja zaradi manjšega ojačenja A_v , $A_v \ll A_0$, glede na vhodno napetost dosti širše.

Vhodna upornost

$$R_{vhv} = \frac{u_1}{i_1} = \infty, \quad \text{ker je } i_1 = i_p = 0. \quad (42)$$

Izhodna upornost

- Izhodna upornost vezja je enaka nič.

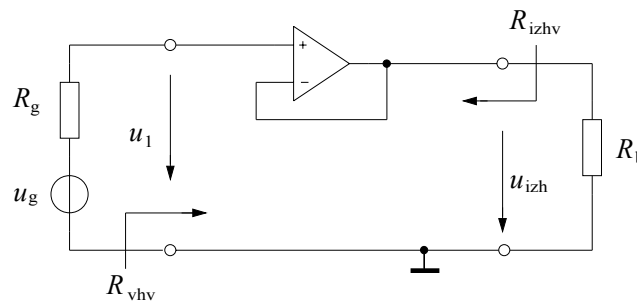
2.2.3 Napetostni sledilnik

- Je poseben primer neinvertirajočega ojačevalnika.
- Če izberemo $R_2 = 0$ postane R_1 nepotreben in ga lahko izpustimo, $R_1 = \infty$.

Tedaj postane ojačenje vezja enako ena:

Error! Objects cannot be created from editing field codes.(43)

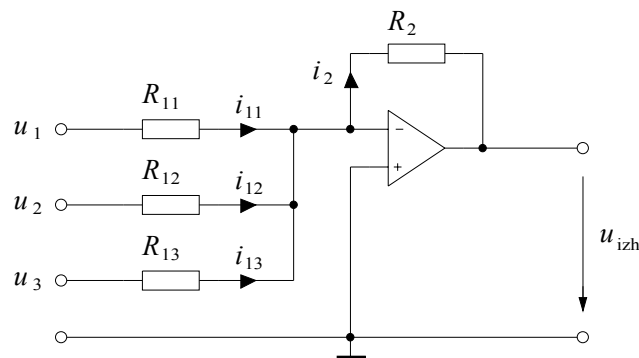
- Pravimo, da izhodna napetost sledi vhodni napetosti.
- V idealnem primeru ima takšno vezje pri ojačenju $A_v = 1$ **neskončno veliko vhodno upornost**, $R_{vh} = \infty$ in **ničelno izhodno upornost**, $R_{izh} = 0$.
- Vezje se uporablja kot impedančni pretvornik med signalnim virom in bremenom in za povečanje tokovne zmogljivosti vira izhodnega signala.



Slika 2.23: Napetostni sledilnik

2.2.4 Invertirajoče seštevalno vezje

Invertirajoče seštevalno vezje s tremi vhodi je prikazano

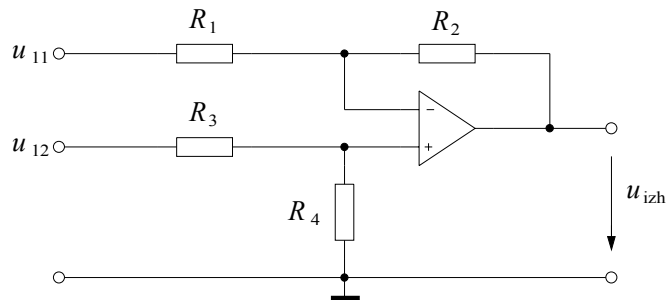


Slika 2.24: Invertirajoče seštevalno vezje.

$$u_{izh} = - \left(u_1 \frac{R_2}{R_{11}} + u_2 \frac{R_2}{R_{12}} + u_3 \frac{R_2}{R_{13}} \right) \quad (44)$$

2.2.5 Diferenčni ojačevalnik

- Omogoča ojačenje utežne razlike dveh vhodnih signalov.



Slika 2.25: Diferenčni ojačevalnik.

$$u_{\text{izh}} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{R_4}{R_3 + R_4} u_{12} - \frac{R_2}{R_1} u_{11} \quad (45)$$

Če je $R_3 = R_1$ in $R_4 = R_2$ sledi:

$$u_{\text{izh}} = \frac{R_2}{R_1} (u_{12} - u_{11}). \quad (46)$$

Vhodna upornost posebej za vhodni vir u_{12} in posebej za vhodni vir z u_{11} :

- $R_{\text{vh}2} = R_3 || R_4$
- $R_{\text{vh}1} = u_{11}/i_1$ ni tako enostavna saj je odvisna od u_{12} (**slabost vezja**)

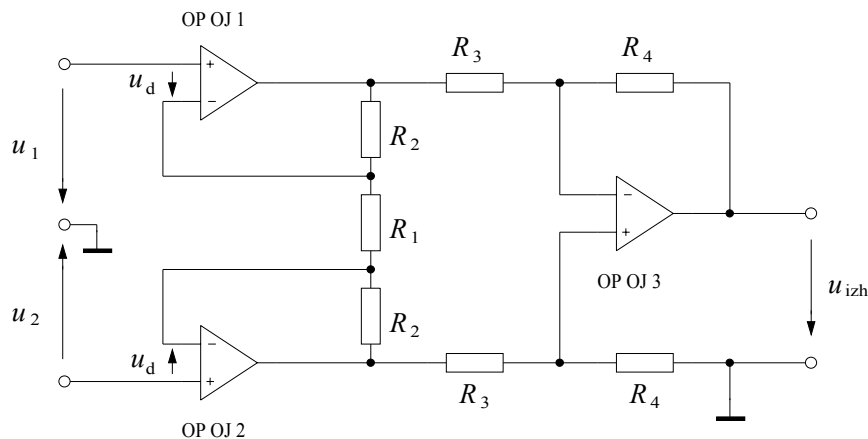
$$i_1 = \frac{u_{11} - \frac{R_4}{R_3 + R_4} u_{12}}{R_1}, \quad (47)$$

Izboljšano vezje je instrumentacijski ojačevalnik.

2.2.6 Instrumentacijski ojačevalnik

Instrumentacijski ojačevalnik je **precizno vezje za ojačenje male razlike dveh vhodnih signalov**, ki jih ponavadi dobimo iz merilnih pretvornikov.

Najbolj pogosto se uporablja **vezje s tremi operacijskimi ojačevalniki**:



Slika 2.26: Instrumentacijski ojačevalnik.

$$u_{\text{izh}} = \frac{R_4}{R_3} \left(1 + 2 \frac{R_2}{R_1}\right) (u_2 - u_1) \quad (48)$$

- Ojačenje vezja zelo enostavno spreminjamo le z eno upornostjo R_1 .
- Dosežemo veliko vhodno upornost neodvisno od vhodnih razmer in
- velik faktor rejekcije.

2.3 Lastnosti dejanskih operacijskih ojačevalnikov

Pri uporabi operacijskih ojačevalnikov pogosto naletimo na takšne zahteve elektronskih vezij, ko ne moremo več predpostavljati idealnih lastnosti operacijskih ojačevalnikov.

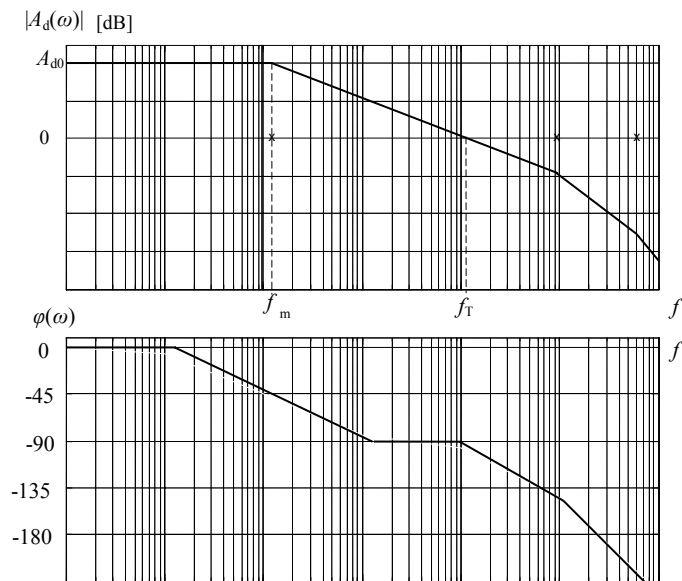
Ločimo:

- izmenične in
- enosmerne

parametre operacijskih ojačevalnikov.

Izmenične lastnosti

- Ojačenje diferenčnih signalov A_d (v območju od 10^4 do 10^7)
- Izhodno napetostno območje ali izhodni napetostni koleb
 - $u_{\text{izhmin}} \leq u_{\text{izh}} \leq u_{\text{izhmax}}$,
 - **odstopanje** od pozitivne oziroma negativne napajalne napetosti tudi **do 3 V**,
 - "**rail to rail**" operacijski ojačevalniki, odstopanje izhodne od napajalne napetost le za **nekaj 10 mV**,
- Ojačenje sofaznih signalov A_s
 - ima pri normalnem krmiljenju male vrednosti
 - močno pa poraste, pri krmiljenju z velikimi vhodnimi sofaznimi signali
 - govorimo o uporabnem področju (pri klasičnih OPA za približno 2V manjše od U_{bat}^+ in U_{bat}^-).
- Faktor rejekcije (CMRR)
 - vrednosti običajno v območju od 10^3 do 10^6 .
- Frekvenčni odziv
 - za ojačenje odprte zanke so mejne frekvence običajno nizke med 10 in 100 Hz.



Slika 2.27: Asimptotična amplitudna in fazna frekvenčna odvisnost.

$$A_d(\omega) = \frac{A_{d0}}{1 + \frac{jf}{f_m}} \quad (49)$$

- pomemben podatek je tranzitna mejna frekvenca f_T in
- Zmnožek ojačenja A_{d0} in pasovne širine $B=f_m$ $AB(GBP, \text{Gain Bandwidth Product})$

$$AB = A_{d0} f_m = f_T \quad (50)$$

- Velja tudi $f_m = f_{-3dB}$ in

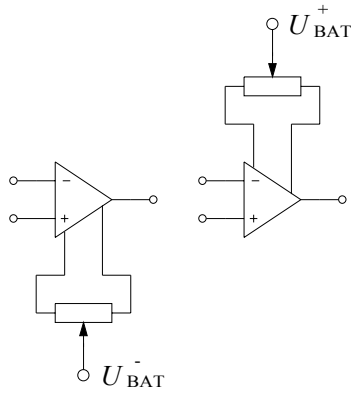
$$f_{10\%} = \frac{1}{2} f_m \quad (51)$$

$$f_{1\%} = \frac{1}{7} f_m \quad (52)$$

- Hitrost spremembe izhodne napetosti (SR).

$$SR = \left. \frac{du_{izh}}{dt} \right|_{\max} = \frac{\Delta U}{\Delta t} \quad (53)$$

- $SR_{741} = 0,66V/\mu s$, boljši klasični OPA od 10 do 100 izjemoma $600V/\mu s$.
- Transimpedančni celo do $8000V/\mu s$
- Vhodna upornost: R_d (ranga $M\Omega$) in R_s (ranga $G\Omega$ za bip. OPA ali več)



Slika 2.29: Primera kompenzacije ničelne napetosti preko posebnih priključkov.

- Lezenje vhodne ničelne napetosti. U_{vh0} se spreminja zaradi:
 - **temperature** T ,
 - **staranja** t in
 - zaradi **spremembe napajalne napetosti** U_{BAT}
- Izhodna ničelna napetost
 - je U_{izh} , ko sta $U_p = U_n = 0$ V.
- Napajalni tok
- Napajalna napetost
 - od $\pm 0,5$ V do ± 18 V, **posebni ± 35 V in več.**

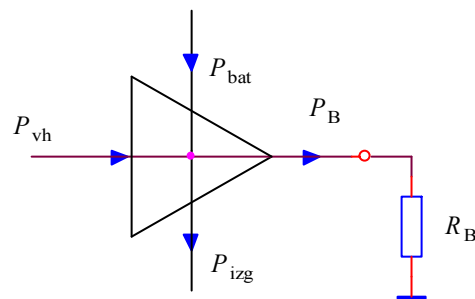
VAJA:

3 Ojačevalne stopnje za velike signale – močnostni ojačevalniki

3.1 Osnovne značilnosti

Osnovna značilnost močnostnih ojačevalnikov je v tem, da pri sorazmerno šibki krmilni moči zmorejo oddajati bremenu znatne moči. Za to vrsto ojačevalnikov je zahtevano veliko močnostno ojačenje. Moči na bremenu so lahko od nekaj W do nekaj kW. Aktivni elementi pri močnostnih ojačevalnikih so bipolarni tranzistorji, MOS tranzistorji redkeje elektronke.

Ojačevalnik predstavlja pretvornik moči iz napajalnika P_{bat} v moč na bremenu P_B . Energijsko bilanco prikazuje slika:



Slika 3.1: Energijska bilanca stopnje.

ker je P_{vh} vhodna krmilna moč, P_{izg} je moč, ki se sprošča na samem ojačevalniku in se kaže kot toplotna moč, ki segreva vezje ojačevalnika ter P_B je koristna moč na bremenu.

Temeljne enačbe močnostnega ojačevalnika so:

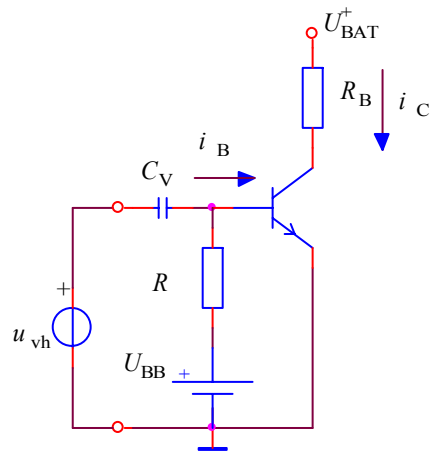
$$P_{vh} \ll P_{bat}, \quad (55)$$

$$P_{bat} \cong P_B + P_{izg}, \quad (56)$$

$$\eta \cong \frac{P_B}{P_{bat}}, \quad (57)$$

pri tem je η izkoristek močnostnega ojačevalnika.

Enostavno tranzistorsko ojačevalno vezje z ohmskim bremenom R_B prikazuje slika:



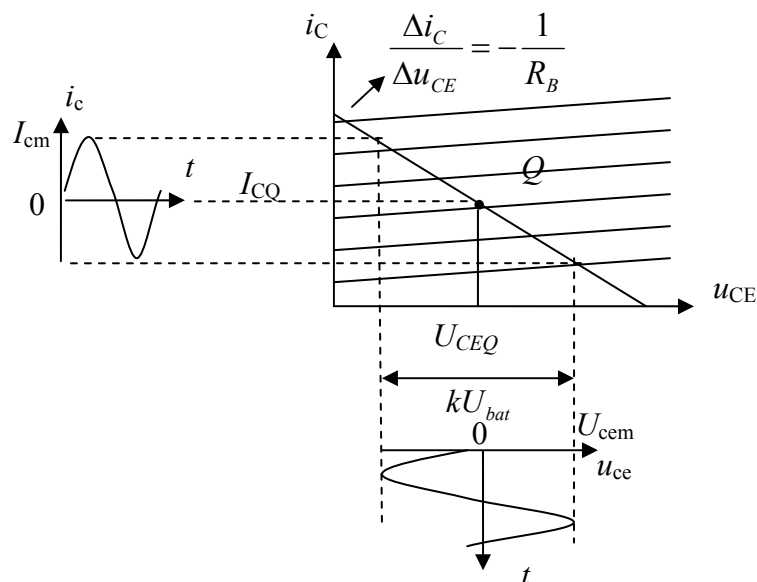
Slika 3.30: Enostavno tranzistorsko ojačevalno vezje.

Naj bo i_C celotni trenutni tok in i_c predstavlja njegovo trenutno spremembo od toka delovne točke I_{CQ} . Enako velja tudi za i_B , i_b in I_{BQ} oz. u_{CE} , u_{ce} in U_{CEQ} .

Predpostavimo, da tranzistor deluje v linearnem področju in da je rezultat toka i_b sinusne oblike, tok i_c , ki je prav tako sinusne oblike in je:

$$\begin{aligned} i_c &= I_{cm} \sin(\omega t) \\ u_{ce} &= U_{cem} \sin(\omega t) \end{aligned} \quad (58)$$

Pri tem je I_{cm} temenska vrednost toka i_c in U_{cem} temenska vrednost napetosti u_{ce} . Krmiljenje stopnje s harmoničnim signalom prikazuje slika:



Slika 3.31: Krmiljenje stopnje s harmoničnim signalom.

Pri tem je Q delovna točka tranzistorja, ter k je faktor izkrmiljenja določen z razmerjem amplitude napetosti na bremenu in maksimalne možne amplitude harmonične napetosti na bremenu:

$$k = \frac{U_{cem}}{U_{BAT}/2} \quad (59)$$

Izhodno moč na upor R_B lahko izračunamo z:

$$P = U_{eff} I_{eff} = \frac{U_{eff}^2}{R_B} \quad (60)$$

kjer sta U_{eff} in I_{eff} efektivni vrednosti napetosti u_{ce} in toka i_c .

Za signale sinusne oblike je efektivna vrednost za kvadratni koren iz 2 manjša od temenske vrednosti in sledi:

$$\begin{aligned} P &= \frac{U_{cem} I_{cm}}{2} \\ &= \frac{U_{cm}^2}{2R_B} \\ &= \frac{(kU_{BAT}/2)^2}{2R_B}. \end{aligned} \quad (61)$$

Pri tem sta U_{cem} in I_{cm} temenski vrednosti u_{ce} in i_c .

3.2 Delitev ojačevalnikov velikih signalov

V prejšnjem primeru smo predpostavili, da tranzistor prevaja tako pozitivno kot negativno polperiodo sinusnega signala. To velja le, če je delovna točka tranzistorja postavljena na sredino delovne premice.

Temu ni vselej tako. Glede **na kot odprtja pri krmiljenju s harmoničnim signalom** ločimo režime ali razrede delovanja. Ločimo razrede A, B, AB ali C.

A razred

Ojačevalniki v A razredu imajo delovno točko nastavljeno tako, da tok v izhodni stopnji teče celotno periodo izhodnega signala. Odlikujejo se po linearnem ojačenju.

B razred

Delovna točka izhodnega tranzistorja je nastavljena pod kolenom vhodne karakteristike $i_B(u_{BE})$ tako, da je tok delovne točke I_B zelo majhen oz. približno nič. Tranzistor prevaja oz. ojačuje le eno polperiodo vhodnega signala. Drugo polperiodo je tranzistor zaprt.

AB razred

Delovna točka je nastavljena med obema ekstremoma, ki ju določata A in B razred delovanja. Tranzistor je zaprt manj kot eno polperiodo vhodnega sinusnega signala.

C razred

Delovna točka je izbrana tako, da je izhodni tranzistor zaprt več kot eno polperiodo.

3.2.1 Ojačevalnik v A razredu

Delovna točka mora biti postavljena na sredino delovne premice, tako da omogoča maksimalno možno izkrmiljenje med $u_{CE} = 0$ in $u_{CE} = U_{BAT}$.

V kolikor zanemarimo napetost nasičenja (pri močnostnih bipolarnih tranzistorjih je reda od 1 do 2 V) dosežemo maksimalno možno izkrmiljenje z:

$$U_{CEQ} = \frac{U_{BAT}}{2} \quad (62)$$

Ustrezni tok I_{CQ} je sedaj:

$$I_{CQ} = \frac{U_{BAT}}{2R_B} \quad (63)$$

Moč, ki jo daje napajalnik

Pri harmoničnem krmiljenju daje napajalnik stopnji naslednjo moč:

$$\begin{aligned} P_{BAT} &= I_{SR} U_{BAT} \\ &= I_{CQ} U_{BAT} \\ &= \frac{U_{BAT}^2}{2R_B} \end{aligned} \quad (64)$$

pri tem je I_{SR} srednja vrednost toka iz baterije.

Enosmerne izgube na bremenu

Slabost vezja so konstantne enosmerne izgube na bremenu:

$$\begin{aligned} P_{BDC} &= \frac{I_{CQ} U_{BAT}}{2} \\ &= \frac{U_{BAT}^2}{4R_B} \end{aligned} \quad (65)$$

Moč signala na bremenu - koristna moč

$$\begin{aligned} P_B &= U_{eff} I_{eff} \\ &= \frac{k \frac{1}{2} U_{BAT}}{\sqrt{2}} \frac{k \frac{1}{2} U_{BAT}}{\sqrt{2} R_B} \\ &= \frac{(k U_{BAT})^2}{8R_B} \end{aligned} \quad (66)$$

Izgube na tranzistorju

$$\begin{aligned}
P_C &= P_{BAT} - P_{BDC} - P_B \\
&= \frac{U_{BAT}^2}{2R_B} - \frac{U_{BAT}^2}{4R_B} - \frac{(kU_{BAT})^2}{8R_B} \\
&= \frac{U_{BAT}^2}{4R_B} \left(1 - \frac{k^2}{2}\right)
\end{aligned} \tag{67}$$

Izkoristek

je določen z razmerjem koristne moči, ki se porablja na bremenu in enosmerne moči dobljene iz baterije. Glede na sliko 3.31 lahko zapišemo:

$$\eta = \frac{P_B}{P_{BAT}} = \frac{(\frac{1}{2}kU_{BAT})^2 / 2R_B}{U_{BAT}I_{CQ}} \times 100 \text{ [%]} \tag{68}$$

$$\begin{aligned}
\eta &= \frac{(\frac{1}{2}kU_{BAT})^2 R_B}{2R_B U_{BAT} \frac{1}{2}U_{BAT}} \times 100 \text{ [%]} \\
&= \frac{k^2}{4} \times 100 \text{ [%]}
\end{aligned} \tag{69}$$

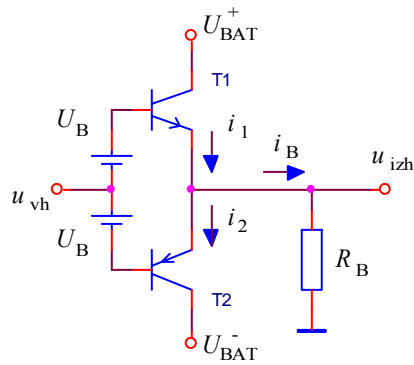
- Pri **majhnih vrednostih** U_{cm} in I_{cm} je izkoristek majhen, vendar pa moč dobljena iz baterije ostaja konstantna. Sledi:
 - da se celotna moč iz baterije ($U_{BAT}I_C$) porablja na tranzistorju kot kolektorske izgube in.
 - tranzistor se najbolj greje, ko na vhod ni priključenega signala.
- Pri **maksimalnem signalu** na izhodu je U_{cm} enaka $\frac{1}{2}U_{BAT}$ in $I_{cm} = I_{CQ}$. Sledi:

$$\eta_{A,k=1} = 25 \text{ [%]} \tag{70}$$

3.2.2 Ojačevalnik v B razredu - komplementarna stopnja

Ko ojačujemo signal v B razredu, imamo mirovno delovno točko Q pri $I_{CQ} = 0$ in $U_{CEQ} = U_{BAT}$. Žal pa za harmonični signal potrebujemo dve stopnji, ki ojačujeta eno polperiodo vsaka.

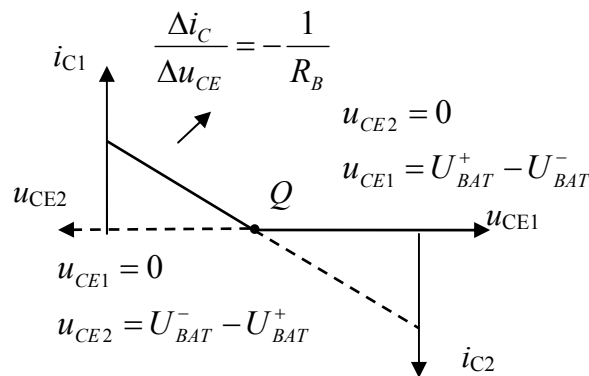
Zgled take vezave prikazuje slika:



Slika 3.32: Komplementarni emitorski sledilnik.

Tranzistorja T_1 in T_2 sta komplementarna tranzistorja z enakimi parametri. Napetosti U_B služita za nastavitve delovnih točk tranzistorjev T_1 in T_2 na rob zapore.

Delovni premici tranzistorjev prikazuje slika:



Slika 3.33: Delovni premici tranzistorjev in skupna delovna premica ojačevalnika v B razredu.

V nadaljnjem tekstu bomo predpostavili, da sta baterijski napetosti po absolutni vrednosti enaki:

$$|U_{BAT}^+| = |U_{BAT}^-| = U_{BAT} \quad (71)$$

Za tok skozi breme velja:

$$i_B = i_1 - i_2 \quad (72)$$

V kolikor **komplementarna stopnja deluje v B razredu** prevaja vsako polperiodo le en tranzistor in je za:

- **pozitivno** polperiodo $i_B = i_1$
- **negativno** polperiodo $i_B = -i_2$.

Moč, ki jo daje napajalnik

Pri harmoničnem krmiljenju dajeta napajalnika naslednjo moč:

$$P_{BAT} = 2I_{SR}U_{BAT} \quad (73)$$

Tok iz posamezne baterije je polvalno sinusne oblike, katerega srednjo vrednost zapišemo z:

$$\begin{aligned} I_{SR} &= \frac{I_{cm}}{\pi} \\ &= \frac{U_{cm}}{R_B \pi} \\ &= \frac{kU_{BAT}}{R_B \pi}, \end{aligned} \quad (74)$$

in sledi

$$\begin{aligned} P_{BAT} &= 2 \frac{kU_{BAT}}{R_B \pi} U_{BAT} \\ &= 2 \frac{kU_{BAT}^2}{R_B \pi}. \end{aligned} \quad (75)$$

Moč signala na bremenu - koristna moč

$$\begin{aligned} P_B &= U_{eff} I_{eff} \\ &= \frac{kU_{BAT}}{\sqrt{2}} \frac{kU_{BAT}}{\sqrt{2R_B}} \\ &= \frac{(kU_{BAT})^2}{2R_B} \end{aligned} \quad (76)$$

Izgube na tranzistorjih T_1 in T_2

$$\begin{aligned} P_C &= P_{C1} + P_{C2} \\ &= P_{BAT} - P_B \\ &= \frac{2kU_{BAT}^2}{R_B \pi} - \frac{k^2 U_{BAT}^2}{2R_B} \\ &= \frac{2U_{BAT}^2}{R_B} \left(\frac{k}{\pi} - \frac{k^2}{4} \right) \end{aligned} \quad (77)$$

Izkoristek

je določen z razmerjem koristne moči, ki se porablja na bremenu in enosmerne moči dobljene iz baterij. Glede na sliko 3.31 lahko zapišemo:

$$\eta = \frac{P_B}{P_{BAT}} = \frac{(kU_{BAT})^2}{2R_B} \frac{R_B\pi}{2kU_{BAT}^2} \times 100 \text{ [%]} \quad (78)$$

$$= \frac{k\pi}{4} \times 100 \text{ [%]}$$

Ko je $k = 1$ dobimo največji izkoristek:

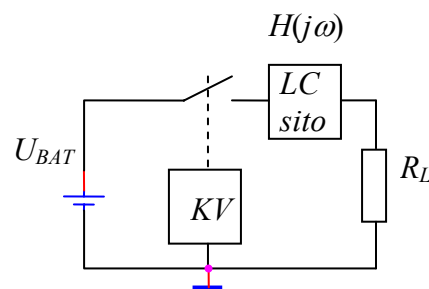
$$\eta_{B,k=1} = 78,5 \text{ [%]} \quad (79)$$

3.2.3 Stikalni ojačevalniki

Učinkovitost ojačevalnika je tem večja čim **manjše so izgube na aktivnem elementu**. Izgube na aktivnem elementu se bodo zmanjšale na nič, če bo deloval kot idealno stikalo. Ko je tako **stikalo odprto ne prevaja nobenega toka, ko pa je sklenjeno je padec napetosti na njem enak nič**. Pri tem je **prehod** iz enega stanja stikala v drugo stanje **neskončno hiter**.

Seveda realni aktivni element (BJT, MOS, ...) nimajo lastnosti idealnega stikala. Kljub temu pa se izkoristki stikalnih ojačevalnikov bližajo 100%. **Stikalno delovanje aktivnega elementa označujemo z D razredom**.

Poenostavljeno vezje stikalnega ojačevalnika prikazuje slika:



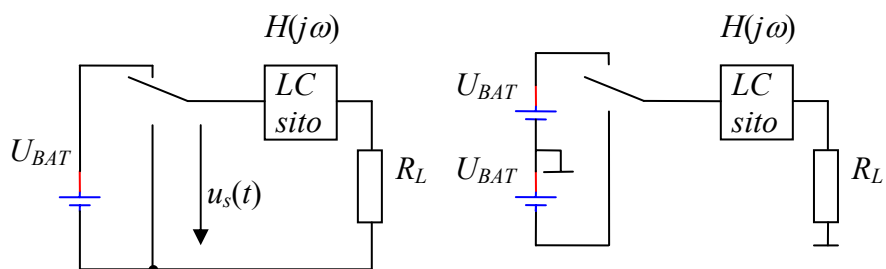
Slika 3.34: Poenostavljeno vezje stikalnega ojačevalnika.

Pri tem je KV krmilno vezje s katerim krmilimo stikalo.

Ob sklepanju stikala dobimo ostre prehode napetosti, kar povzroča bogat spekter visokih frekvenc. Naloga LC sita je zapreti pot neželenim frekvenčnim komponentam.

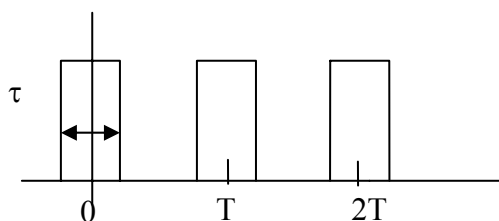
Energijo na bremenu dovajamo le v trenutkih, ko je stikalo sklenjeno, naloga **sita pa je da deluje kot interpolacijski element**.

Napajanje stikalnega ojačevalnika je lahko unipolarno ali bipolarno.



Slika 3.35: Unipolarno in bipolarno napajanje stikalnega ojačevalnika.

Krmiljenje stikala in s tem napetost na izhodu stikala $u_s(t)$ je pulzno širinsko modulirana.



Slika 3.36: Širinsko moduliran impulzni signal.

Niz impulzov širine τ , ki se pojavljajo v intervalih T , povzroča frekvenčne komponente, ki so mnogokratniki frekvence $\omega = 2\pi/T$.

$$u_s(t) = S_0 + S_1 \cos \omega t + S_2 \cos 2\omega t + S_3 \cos 3\omega t + \dots$$

$$S_0 = U_{BAT} \frac{\tau}{T}$$

$$S_1 = U_{BAT} \frac{2}{\pi} \sin \frac{\pi\tau}{T} \quad (80)$$

...

$$S_n = U_{BAT} \frac{2}{n\pi} \sin \frac{n\pi\tau}{T}$$

Na izhodu dobimo enosmerno komponento ali katerokoli harmonično komponento. Vse so močno nelinearne od prevajalnega razmerja τ/T .

V kolikor želimo realizirati ojačevalnik mora biti

- frekvenca sklepanja stikal mnogo višja od mejne frekvence ojačevalnika ω_m (vsaj $2\times$).
- Interpolacijsko nizko sito mora imeti mejno mora imeti mejno frekvenco pod frekvenco sklepanja stikal.

VAJE:

4 Ojačevalniki s povratno vezavo

4.1 Osnovni pojmi

Vir: Savo Leonardis, Ojačevalniki, ULj, FER.

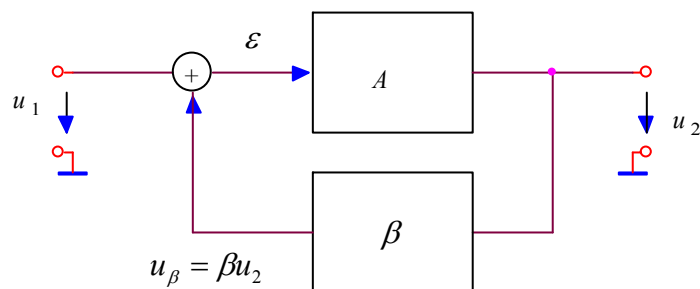
Za ojačevalnike je pomembna negativna povratna vezava saj z njo **učinkovito izboljšamo lastnosti ojačevalnikov**. Nekaj očitnih prednosti uporabe negativne povratne vezave:

- konstantnost ojačenja ojačevalnika s povratno vezavo pri spreminjajočih parametrih osnovnega ojačevalnika brez povratne vezave,
- zmanjšanje popačenja, ki je posledica nelinearnosti izkrmilne karakteristike,
- razširitev frekvenčnega področja ojačevalnika in
- povečanje oz. zmanjšanje vhodnih in izhodnih upornosti ojačevalnika.

Prednosti dosežemo **na račun zmanjšanja ojačenja**.

Če povratna vezava **zaradi frekvenčne odvisnosti ojačevalnika** spremeni svojo naravo lahko namesto negativne dobimo **pozitivno povratno vezavo**. Zaradi tega postane ojačevalnik nestabilen oziroma je nagnjen k ponihavanjem.

Poglejmo si splošen pristop, ki omogoča preprosto analizo učinkov negativne povratne vezave.



Slika 4.1: Preprost model ojačevalnika s povratno vezavo.

Signal u_β in signal u_1 se združita v seštevalniku in rezultat je signal napake ε . Pri tem je β faktor povratne vezave določen z:

$$\beta = \frac{U_2(p)}{U_1(p)}. \quad (81)$$

Pri tem sta $U_1(p)$ in $U_2(p)$ Laplaceova transformata $u_1(t)$ in $u_2(t)$. Predpostavimo, da imamo na vходу vezja idealen seštevalnik in da je ojačevalnik idealni napetostno krmiljeni napetostni vir, ki ima neskončno vhodno upornost in izhodno upornost nič.

Sledi, da je:

$$U_2(p) = A(p)(U_1(p) + \beta U_2(p)) = \varepsilon A(p), \quad (82)$$

pri tem je " p " Laplaceov operator.

Osnovna enačba vezja s povratno vezavo je torej:

$$A_\beta(p) = \frac{U_2(p)}{U_1(p)} = \frac{A(p)}{1 - \beta A(p)}. \quad (83)$$

Ojačenje sklenjene zanke A_β je glede na osnovno ojačenje A manjše za stopnjo povratne vezave F :

$$F(p) = \frac{A(p)}{A_\beta(p)} = 1 - \beta A(p). \quad (84)$$

Zgornja funkcija je pomembna za sistem in jo imenujemo karakteristična enačba sistema. Koreni $F(p) = 0$ določajo naravne frekvence sistema.

Sistem je lahko:

- stabilen z negativno povratno vezavo

$$|F(p)| > 1; \quad |A_\beta(p)| < |A(p)|, \quad (85)$$

- stabilen s pozitivno povratno vezavo

$$0 < |F(p)| < 1; \quad |A_\beta(p)| > |A(p)|. \quad (86)$$

- nestabilen

$$|F(p)| = 0; \quad |A_\beta(p)| \rightarrow \infty. \quad (87)$$

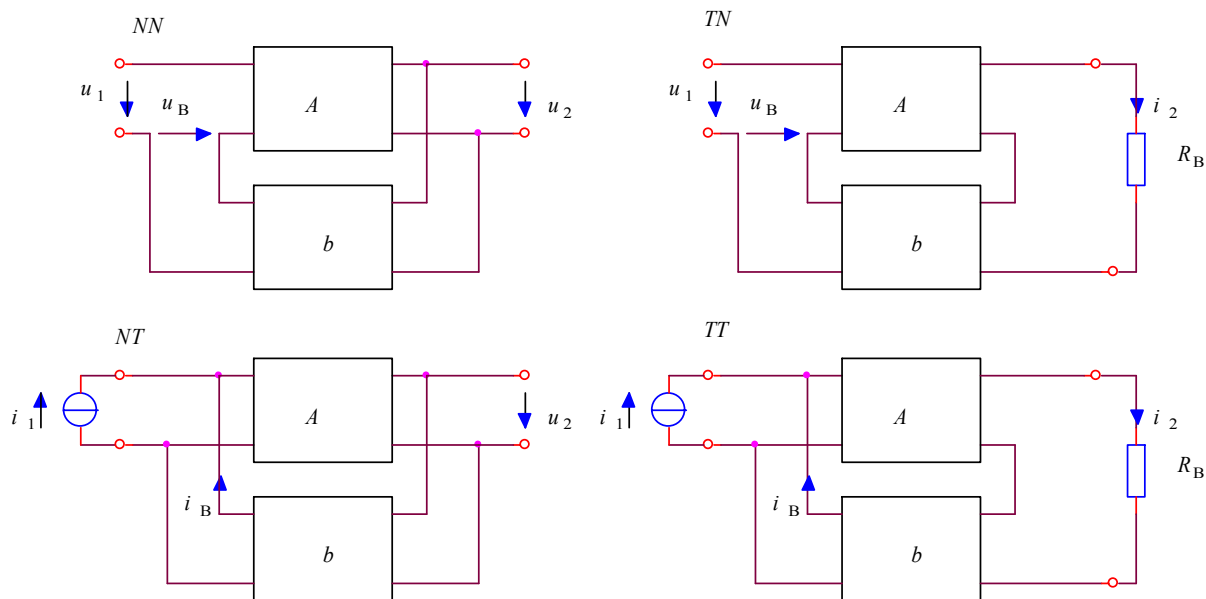
Za lastnosti sistema je bistveno ojačenje odprte zanke, ki je definirano z:

$$T(p) = -A(p)\beta(p). \quad (88)$$

Ojačenje odprte zanke moremo izmeriti, če zanko s povratno vezavo prekinemo. Oba konca prekinitve moramo impedančno zaključiti tako, da sta impedanci v točkah prekinitve enaki kot prekinitvijo.

Prekinitvev lahko izvedemo v katerikoli točki zanke, tudi znotraj A ali β , če dosežemo popolno prekinitvev zanke. Pri merjenju kaže zanko prekiniti v točki, kjer so upornosti nizke. Zaradi tega s posegom v vezje ne povzročimo bistvenih sprememb prevajalne funkcije zaradi obremenitve z merilnikom in morebitnih sprememb stresanih reaktanc.

Pri vezju s povratno vezavo lahko imamo kot vhodno ali izhodno veličino napetost ali tok. Osnovne vrste povratnih vezav prikazuje slika:



Slika 4.2: Osnovni vrste povratnih vezav.

Dobimo vezje z:

- napetostno-napetostno povratno vezavo NN,
- napetostno-tokovno povratno vezavo NT,
- tokovno-napetostno povratno vezavo TN in
- tokovno-tokovno povratno vezavo TT.

Za omenjene vrste PV vselej velja enak izraz za A_β , le za A_β in β moramo vzeti ustrezne relacije, kot kaže tabela:

tip	A_β	vzrok	posledica	β	A
NN	u_2/u_1	u_2	u_β	faktor	u_2/u_ε
NT	u_2/i_1	u_2	i_β	prevodnost	u_2/i_ε
TT	i_2/i_1	i_2	i_β	faktor	i_2/i_ε
TN	i_2/u_1	i_2	u_β	upornost	i_2/u_ε

Tabela 4.1: Pregled osnovnih količin pri osnovnih vrstah PV.

4.2 Učinki negativne povratne vezave

4.2.1 Sprememba A_β zaradi spremembe A ali β

A se lahko spreminja zaradi spremembe napajanja. Z NPV zmanjšamo občutljivost na spremembe A oz. parametrov, ki določajo A.

Naj se A iz poljubnega vzroke spremeni iz A na $A + dA$. Relativno spremembo ojačenja ojačevalnika A zapišemo z dA/A . Iščemo občutljivost $S(A_\beta, A)$, ki je razmerje med relativno spremembo dA_β/A_β in relativno spremembo dA/A .

$$S(A_\beta, A) = \frac{dA_\beta/A_\beta}{dA/A} \quad (89)$$

Odvajajmo A_β po A :

$$\begin{aligned} \frac{dA_\beta}{dA} &= \frac{d}{dA} \left(\frac{A}{1-\beta A} \right) = \frac{1}{(1-\beta A)} - \frac{-\beta A}{(1-\beta A)^2} \\ &= \frac{1}{(1-\beta A)^2} \\ &= \frac{1}{F^2} \end{aligned} \quad (90)$$

Sledi:

$$\frac{dA_\beta}{A_\beta} = \frac{dA}{A} \frac{1}{F} \quad (91)$$

in

$$S(A_\beta, A) = \frac{1}{F} \quad (92)$$

Relativne spremembe A_β so zmanjšane za faktor F glede na relativne spremembe A .

Določimo občutljivost A_β na spremembo β :

$$\begin{aligned} \frac{dA_\beta}{d\beta} &= \frac{d}{d\beta} \left(\frac{A}{1-\beta A} \right) \\ &= \frac{A^2}{(1-\beta A)^2} \\ &= \frac{A_\beta A}{(1-\beta A)} \end{aligned} \quad (93)$$

Preuredimo:

$$\begin{aligned} \frac{dA_\beta}{A_\beta} &= \frac{d\beta}{\beta} \frac{\beta A}{(1-\beta A)} \\ &= \frac{d\beta}{\beta} \left(-\frac{T}{F} \right) \end{aligned} \quad (94)$$

in sledi:

$$S(A_\beta, \beta) = -\frac{T}{F} \Big|_{|T| \gg 1} \cong -1 \text{ oziroma} \quad (95)$$

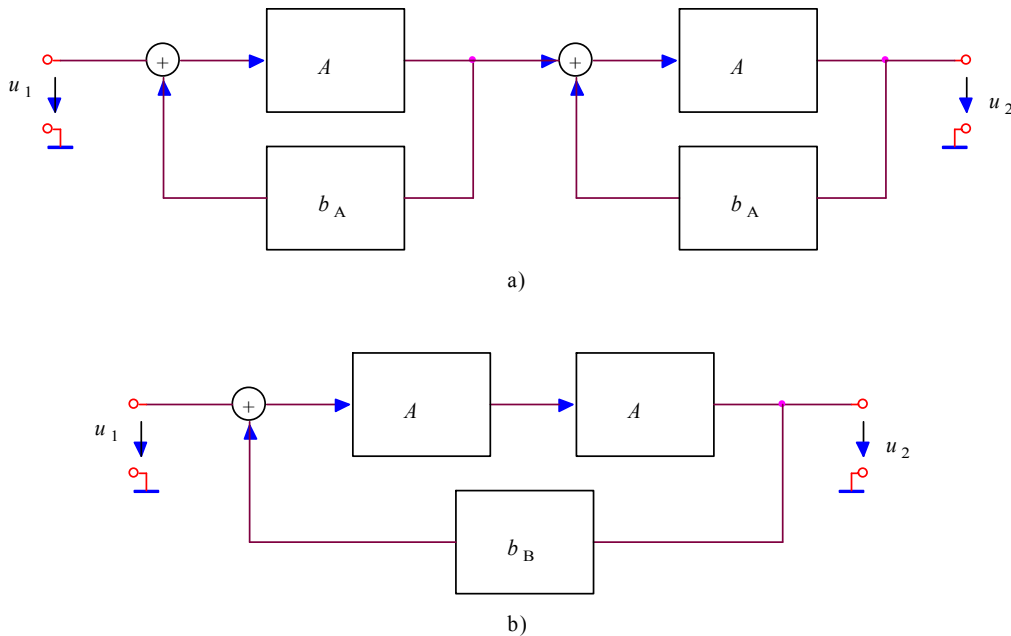
$$\frac{dA_\beta}{A_\beta} \cong -\frac{d\beta}{\beta}$$

Relativne spremembe A_β so pri $A=\text{konst.}$ neposredno odvisne od relativnih sprememb β .

Konstantnost A_β lahko zagotovimo le s konstantnostjo β . Pomeni, da moramo za β uporabiti elemente katerih lastnosti so zelo stabilne.

4.2.2 Povratna vezava znotraj stopenj in preko več stopenj

Če imamo večstopenjski ojačevalnik je lahko povratna vezava znotraj posameznih ojačevalnikov ali preko celotnega vezja. Enostaven primer dveh ojačevalnikov prikazuje slika:



Slika 4.3: Primera PV pri zaporedni vezavi dveh stopenj.

Z lokalnima povratnima vezavama je ojačenje:

$$A_A = \left(\frac{A}{1 - \beta_A A} \right)^2. \quad (96)$$

Pri PV preko obeh stopenj pa je ojačenje:

$$A_B = \frac{A^2}{1 - \beta_B A^2}. \quad (97)$$

Uporabimo v obeh primerih tak faktor povratne vezave, da sta ojačeni enaki $A_A = A_B$:

$$\frac{1}{(1 - \beta_A A)^2} = \frac{1}{1 - \beta_B A^2} \quad (98)$$

$$\frac{1}{F_A^2} = \frac{1}{F_B}$$

Sledi:

$$F_A^2 = F_B. \quad (99)$$

Določimo kolikšen vpliv ima sprememba ojačenja A na ojačenji A_A in A_B in sicer s pomočjo razmerja med občutljivostma pri obeh vezavah:

$$X = \frac{\frac{dA_A/A_A}{dA/A}}{\frac{dA_B/A_B}{dA/A}}. \quad (100)$$

Če so spremembe ojačenja A majhne in v obeh ojačevalnikih enake, lahko zapišemo:

$$A^2 \left(1 + \frac{dA}{A}\right)^2 \approx A^2 \left(1 + \frac{2dA}{A}\right). \quad (101)$$

Z omenjenim približkom dobimo za varianto A:

$$\frac{dA_A}{A_A} \approx \frac{2 \frac{dA}{A}}{F_A} \quad (102)$$

in za varianto B:

$$\frac{dA_B}{A_B} \approx \frac{2 \frac{dA}{A}}{F_B}. \quad (103)$$

Tako je razmerje občutljivosti po (100) enako:

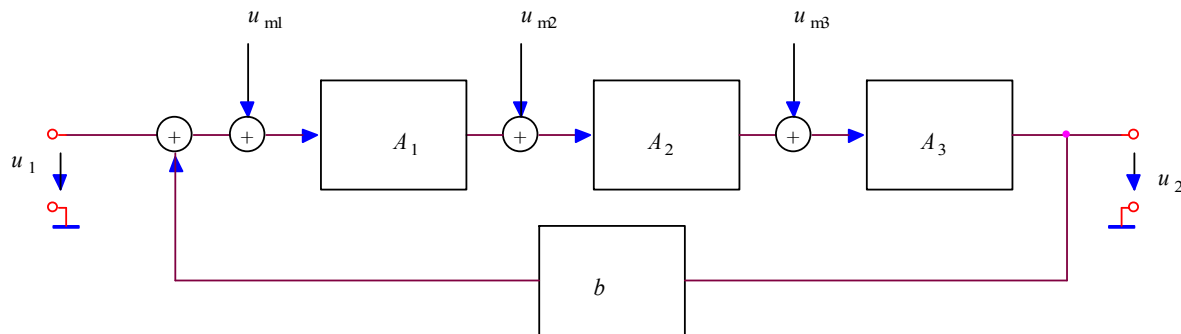
$$X = \frac{F_B}{F_A} = \frac{A}{\sqrt{A_A}}, \quad (104)$$

ki je vedno večje od 1. Pomeni, da je **učinkovitejša povratna vezava preko več stopenj**. Slednje velja, če ojačenja niso frekvenčno odvisna. Če pa so, nam fazni zasuki lahko spremenijo naravo povratne vezava, kar lahko vodi do nestabilnosti.

4.2.3 Zmanjšanje motenj in popačenja

V izhodnem signalu ojačevalnika pogosto dobimo neželene komponente, ki so posledica šumov, popačenj in motenj v ojačevalniku.

Vzemimo večstopenjski ojačevalnik in reducirajmo motnje v nadomestne generatorje $u_{m1}(t)$, $u_{m2}(t)$ in $u_{m3}(t)$. Vezje z negativno povratno vezavo prikazuje slika 4.4.



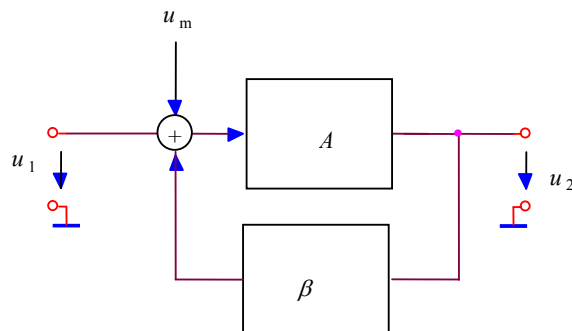
Slika 4.4: Vezje z negativno povratno vezavo in reduciranimi motnjami na vhode stopenj.

Izhodni signal ojačevalnika brez povratne vezave je:

$$\begin{aligned} u_2 &= (u_1 + u_{m1})A_1A_2A_3 + u_{m2}A_2A_3 + u_{m3}A_3 = \\ &= A_1A_2A_3 \left(u_1 + u_{m1} + \frac{u_{m2}}{A_1} + \frac{u_{m3}}{A_1A_2} \right) \end{aligned} \quad (105)$$

Če v vezje dodamo povratno vezavo je izhodne napetost enaka:

$$\begin{aligned} u_2 &= \frac{A_1A_2A_3}{1 - \beta A_1A_2A_3} \left(u_1 + u_{m1} + \frac{u_{m2}}{A_1} + \frac{u_{m3}}{A_1A_2} \right) \\ &= \frac{A_1A_2A_3}{1 - \beta A_1A_2A_3} (u_1 + u_m) \end{aligned} \quad (106)$$



Slika 4.5: Reducirane motnje na vhod vezja s PV.

Razmerje med želenim signalom in motnjami se ni spremenilo.

Vendar pa lahko z uporabo povratne vezave skoraj **poljubno povečujemo ojačenje posameznih stopenj**. S tem s zmanjšajo motnje reducirane na vhod.

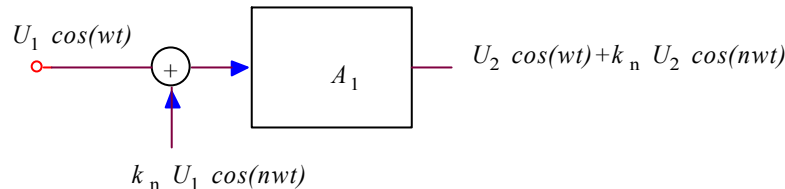
Posebno učinkovito je **povečanje ojačenja A_1** .

Želimo, da je ojačenje A_1 **čim večje** in motnja u_{m1} **čim manjša**.

Nelinearno popačenje je posledica nelinearnih karakteristik aktivnih elementov in je posebej veliko tam, kjer je **izkrmiljenje ojačevalnikov veliko**.

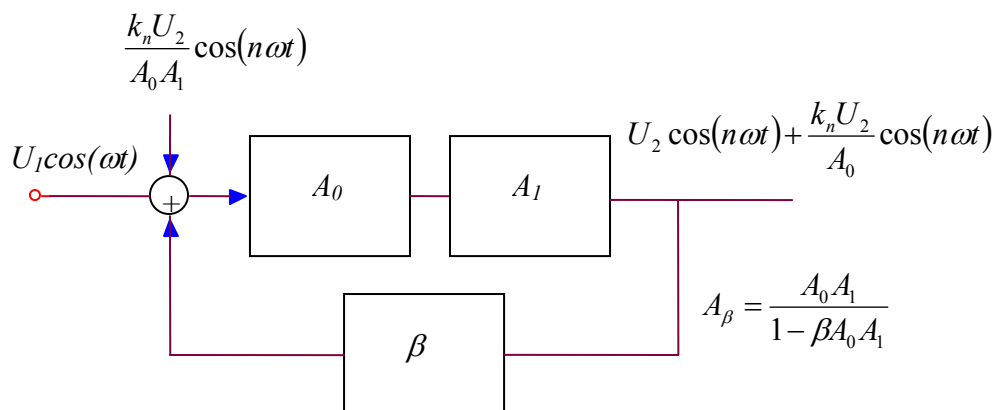
Pri določenem ojačevalniku dobimo na izhodu harmonična popačenja določena s faktorji popačenja k_n . Tako dobimo pri krmiljenju s harmoničnim signalom $U_1 \cos(\omega t)$ na izhodu signal:

$$u_2(t) = A_1 U_1 (\cos(\omega t) + k_2 \cos(2\omega t) + k_3 \cos(3\omega t) + \dots), \quad (107)$$



Slika 4.6: Harmonična popačenja.

Pri vezju s povratno vezavo bomo na osnovi zaključkov o zmanjšanju motenj na vhod pred močno izkrmiljeno stopnjo (npr.: A_1) vezali dodatni ojačevalnik z ojačenjem, ki bo reduciral motnje višjih harmoničnih komponent:



Slika 4.7: Redukcija harmoničnih popačenj s povratno vezavo.

S povratno vezavo **zmanjšamo ojačenje vezja na A_1** .

- Ker imamo v ojačevalniku A_0 **opravka z malim izkrmiljenjem** lahko pričakujemo, **da ta ojačevalnik ne bo prispeval popačenja**.
- **Zmanjšanj popačenj je enako ojačenju A_0** . Pri tem mora biti A_0 **popolnoma linearen**.

4.2.4 Razširitev frekvenčnega območja

Povratna vezava načelno razširja pasovno širino ojačevalnika.

Definicija negativne povratne vezave temelji na zahtevi, da povratna vezava zmanjša ojačenje osnovne vezave. To velja v določenem frekvenčnem pasu v katerem zahtevamo določeno ojačenje.

Predpostavimo da faktor povratne vezave β frekvenčno neodvisen. Frekvenčna odvisnost ojačenje $A(j\omega)$ je enaka frekvenčni odvisnosti ojačenja odprte zanke $T(j\omega)$.

Razlika med njima je le v konstantnem faktorju β .

Vzemimo npr. enostopenjski ojačevalnik z enim polom ter frekvenčno neodvisnim faktorjem povratne vezave β . Funkcija ojačevalnika $A(j\omega)$ je:

$$A(j\omega) = \frac{A_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_m}} \quad (108)$$

Ojačenje sklenjene zanke pa je:

$$\begin{aligned} A_\beta(j\omega) &= \frac{A(j\omega)}{1 - \beta A(j\omega)} \\ &= \frac{A_0}{1 - \beta A_0 - j \frac{\omega}{\omega_m}} \\ &= \frac{A_0}{(1 - \beta A_0)} \left(\frac{1}{1 + j \frac{\omega}{\omega_m(1 - \beta A_0)}} \right) \end{aligned} \quad (109)$$

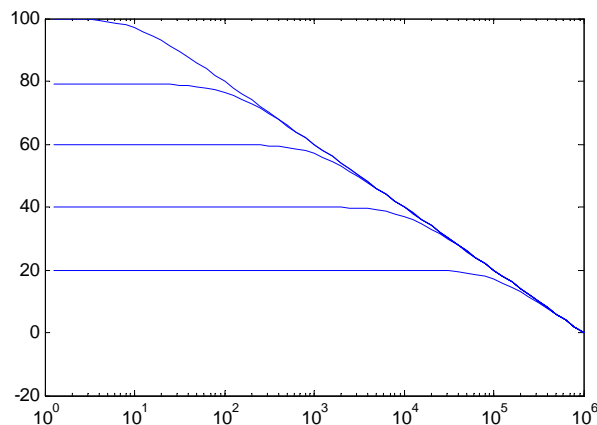
Označimo mejno frekvenco ojačevalnika s povratno vezavo z $\omega_{m\beta}$ in ojačenje ojačevalnika pri $\omega = 0$ z $A_{\beta 0}$. Sledi:

$$A_\beta(j\omega) = \frac{A_{\beta 0}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_{\beta m}}} \quad (110)$$

Frekvenčno neodvisna povratna vezava poskrbi, da je

- **funkcija ojačenja sklenjene zanke A_β še vedno prvega reda** z lego pola, ki je za faktor $F_0 = 1 - \beta A_0$ premaknjen k višjim frekvencam.
- Za isti faktor se zmanjša ojačenje pri $\omega = 0$.
- Sledi, da se ohranja produkt ojačenja in pasovne širine ojačevalnika:

$$A_0 \omega_m = A_{\beta 0} \omega_{\beta m} \quad (111)$$



Slika 4.8: Potek ojačenja $|A_\beta|$ za različne vrednosti faktorja F_0 .

Vse to seveda **velja samo** za primer, kadar imamo karakteristiko ojačenja $A(j\omega)$ prvega reda.

4.2.5 Vpliv povratne vezave na vhodno in izhodno impedanco

V splošnem povratna vezava **spremeni vhodno in izhodno impedanco ojačevalnika**. Kakšna pa je ta sprememba je odvisno od vrste povratne vezave.

Izhodna upornost

Pri NN in NT povratni vezavi je **napetost na PV sorazmerna napetosti na bremenu**. Ker NPV ohranja napetost na bremenu, kar ustreza napajanju bremena z napetostnim generatorjem, se kaže vezje z NPV **kot napetostni generator**.

Sklepamo, da NPV zmanjšuje izhodno upornost ne glede na to, kako je PV pripeljana na vhod ojačevalnika. **Izhodna upornost se zmanjša za stopnjo povratne vezave F** . Kar zapišemo z:

$$\begin{aligned} R_{izh\beta NN} &= \frac{R_{izh}}{F} \\ R_{izh\beta NT} &= \frac{R_{izh}}{F} \end{aligned} \quad (112)$$

Pri TN in TT je signal povratne vezave sorazmeren toku skozi breme. NPV pri dovolj velikem faktorju F ohranja tok skozi breme in **se izhod ojačevalnika obnaša kot tokovni vir**. Negativni povratni vezavi TN in TT povečujeta izhodno upornost ojačevalnika in sicer za stopnjo povratne vezave F . Kar zapišemo z:

$$\begin{aligned} R_{izh\beta TN} &= R_{izh} F \\ R_{izh\beta TT} &= R_{izh} F \end{aligned} \quad (113)$$

Vhodna upornost

Signal povratne vezave lahko pripeljemo na **vhod vzporedno ali zaporedno k signalu krmilnega generatorja**. Zaporedno ga pripeljemo v primerih NN in TN PV in mora imeti **vezje β naravo napetostnega generatorja**. Ta generator zmanjšuje vhodne toke in s tem povečuje vhodno upornost. Sledi:

$$\begin{aligned} R_{vh\beta TN} &= R_{vh} F \\ R_{vh\beta NN} &= R_{vh} F \end{aligned} \quad (114)$$

Pri vzporedni vezavi PV k krmilnemu generatorju pa mora imeti β naravo tokovnega generatorja. To nastopi pri NT in TT PV. Pri teh vezavah se vhodna upornost vezja s povratno vezavo zmanjša za stopnjo povratne vezave F .

$$\begin{aligned} R_{vh\beta TT} &= \frac{R_{vh}}{F} \\ R_{vh\beta NT} &= \frac{R_{vh}}{F} \end{aligned} \quad (115)$$

Iz omenjenega sledi, da so **vhodne in izhodne upornosti vezja s PV odvisne od:**

- vhodne in izhodne upornosti ojačevalnika,
- stopnje povratne vezave F .

VAJA:

4.3 Stabilnost ojačevalnikov s povratno vezavo

4.3.1 Stabilnost ter fazna in amplitudna varnost

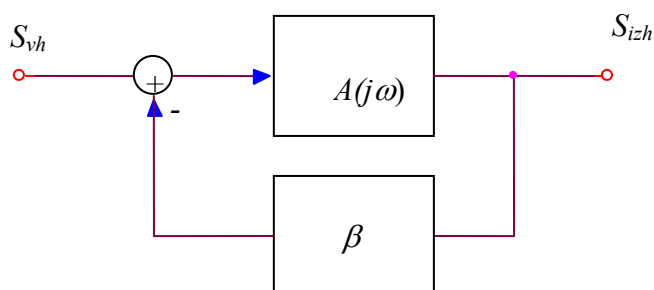
Prevajalna funkcija stabilnega sistema $A_{\beta}(p)$ mora imeti vse pole v levi polravnini kompleksne spremenljivke p . Za lege ničel ni omejitev.

Za določitev ali je sistem stabilen, poznamo več postopkov. Tako lahko analitično ugotovimo ali se kateri od polov funkcije $A_{\beta}(p)$ nahaja v desni polravnini ter s tem ugotovimo ali je sistem stabilen ali ne. Od grafični postopkov sta največkrat uporabljena Nyquistov in Bodejev diagram.

Pri prvem rišemo **celotni frekvenčni potek ojačenja odprte zanke $T(j\omega)$ v kompleksni ravnini**. Pri drugem postopku pa rišemo **ločeno frekvenčni potek absolutne vrednosti ojačenja odprte tanke $|T(\omega)|$ in potek faznega kota v odvisnosti od frekvence $\varphi(\omega)$** .

Pri tem dobimo $T(j\omega)$ tako, da Laplaceov operator $p = \sigma + j\omega$ zamenjamo z Fourierjevim operatorjem $p \rightarrow j\omega$.

Predpostavimo, da je osnovno ojačenje ojačevalnika brez povratne vezave $A(j\omega)$ frekvenčno odvisno in ima pri frekvenci $\omega = 0$ pozitivno vrednost. Vpeljimo sedaj negativno povratno vezavo. Da dobimo negativno povratno vezavo (pri $\omega = 0$) se mora signal povratne vezave odšteti od vhodnega signala. Tak primer prikazuje slika.



Slika 4.9: Model ojačevalnika z negativno povratno vezavo.

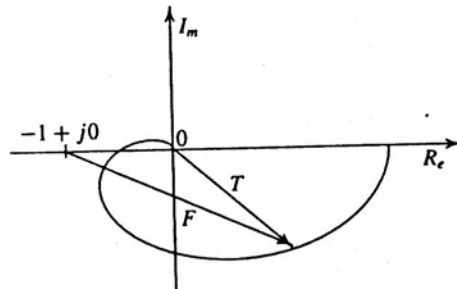
Ojačenje ojačevalnika s sklenjeno povratno vezavo zapišemo z:

$$\begin{aligned} A_{\beta}(j\omega) &= \frac{A(j\omega)}{1 + \beta A(j\omega)} \\ &= \frac{A(j\omega)}{1 + T(j\omega)} \end{aligned} \quad (116)$$

Zaradi frekvenčne odvisnosti ojačenja $A(j\omega)$ oziroma frekvenčne odvisnosti faznega kota se lahko, pri določeni frekvenci, negativna povratna vezava spremeni v pozitivno. Do nestabilnega delovanja bo prišlo pri frekvenci ω_k - kritična frekvenca, kjer je $T(j\omega_k) = -1$. Ker je $T(j\omega)$ kompleksna vrednost pomeni da mora biti $|T(\omega_k)| = 1$ in $\varphi(\omega_k) = -180^\circ$.

4.3.2 Analiza stabilnosti s pomočjo Nyquistovega diagrama

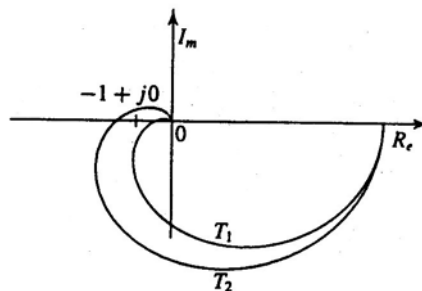
Nek poljuben primer poteka $T(j\omega)$ prikazuje Nyquistov diagram na sliki:



Slika 4.10: Nyquistov diagram z vrisanim potekom $F(j\omega)$.

Pri tem vektor iz točke $(0, j0)$ do krivulje predstavlja $T(j\omega)$ in vektor iz točke $(-1, j0)$ predstavlja $F(j\omega)$.

Nyquistov kriterij stabilnosti temelji na zahtevi, da krivulja $T(j\omega)$ ne sme skozi kritično točko $(-1, j0)$ ali je objeti. Za oba primera doseže v kritični točki F vrednost $F = 0$, kar povzroči da gre $A_\beta \rightarrow \infty$. Vezje oscilira z frekvenco, ki jo določa kritična točka.



Slika 4.11: Nyquistov diagram za stabilni in nestabilni sistem.

Stopnjo stabilnosti določata amplitudna (T_m) in fazna (φ_m) varnost.

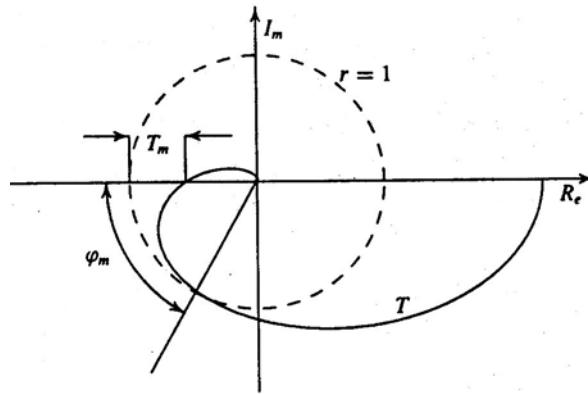
- **Amplitudna varnost** T_m pove za koliko moramo povečati ojačenje zanke, da sistem zaniha. Definirana je z:

$$T_m = -20 \log |T(\omega)| \quad \text{pri} \quad \angle T(j\omega) = -180^\circ. \quad (117)$$

- **Fazna varnost** φ_m je določena s kotom, za katerega moramo dodatno zasukati $T(j\omega)$, ko ta izpolnjuje amplitudni pogoj nestabilnosti $|T(\omega)| = 1$, da nastopi nestabilnost sistema. Definirana je z:

$$\varphi_m = \angle T(j\omega) + 180^\circ \quad \text{pri} \quad |T(\omega)| = 1. \quad (118)$$

Amplitudno in fazno varnost predstavlja slika:



Slika 4.12: Amplitudna in fazna varnost.

Stopnja stabilnosti je povezana tudi z **obliko časovnega odziva** vezja s povratno zanko na **vzbujanje s stopnično obliko signala na vходу**. Le ta je lahko s prenehajem ali brez njega. Obstaja enostavna empirična povezava med fazno varnostjo in velikostjo prenehaja časovnega odziva izhodnega signala:

$$\Delta = 70^\circ - \varphi_m \text{ [%]}. \quad (119)$$

Če torej želimo časovni potek stopničnega odziva brez prenehaja, moramo imeti fazno varnost vsaj $\varphi_m = 70^\circ$.

4.3.3 Risanje Bodejevega diagrama

V Bodejevem diagramu **rišemo ločeno potek amplitude in potek faze od frekvence** Pri tem rišemo v logaritmskem merilu in **namesto dejanskih rišemo asimptotske poteke**.

Poglejmo si postopek risanja Bodejevega digrama za primer ojačenja $A(j\omega)$ z enim polom. $A(j\omega)$ zapišemo z:

$$A(j\omega) = \frac{A_0}{\left(1 + j \frac{\omega}{\omega_1}\right)} \quad (120)$$

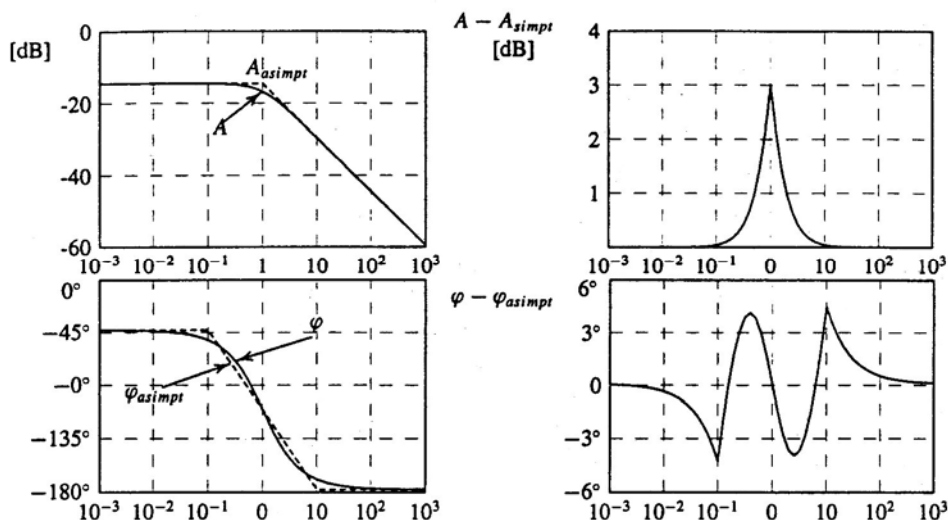
Frekvenčni potek ojačenja v logaritmskem merilu zapišemo z:

$$|A(\omega)| [dB] = 20 \log_{10} |A_0| - 20 \log_{10} \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_1}\right)^2} [dB] \quad (121)$$

in frekvenčni potek faze z:

$$\begin{aligned} \varphi(\omega) &= \text{Arctg} \frac{\text{Im}\{A(j\omega)\}}{\text{Re}\{A(j\omega)\}} \\ &= \text{Arctg} \frac{0}{A_0} - \text{Arctg} \frac{1}{\omega/\omega_1} \end{aligned} \quad (122)$$

Normirana asimptotska poteka amplitude in faze kaže slika:



Slika 4.13: Odstopanje med dejanskima ter asimptotskima potekoma potekom amplitude in faze v odvisnosti od normirane krožne frekvence ω/ω_1 .

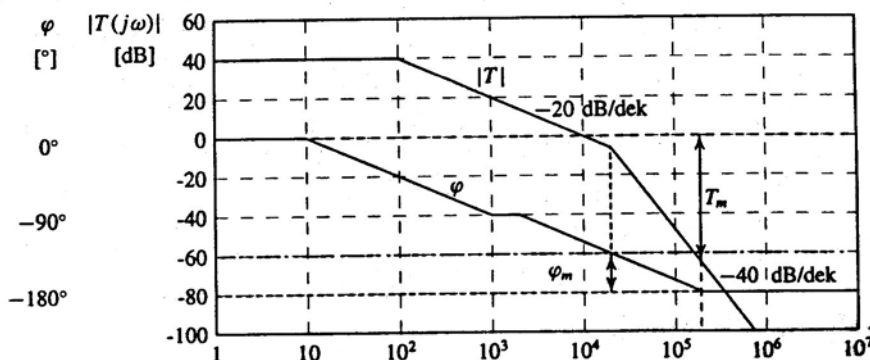
Asimptotska poteka odstopata od dejanskih:

- asimptotski potek ojačenja za maksimalno 3 dB pri $\omega = \omega_1$ in
- asimptotski potek faze za maksimalno $5,7^\circ$ pri $\omega = 0,1\omega_1$ oz. $\omega = 10\omega_1$.

4.3.4 Analiza stabilnosti s pomočjo Bodejevega diagrama

Stabilnost analiziramo s pomočjo Bodejevega diagrama tako, da v njem narišemo amplitudni in fazni potek ojačenja odprte zanke $T(j\omega)$ od frekvence.

Predpostavimo, da imamo opravka s sistemom drugega reda in da je Bodejev diagram ojačenja odprte zanke T kot ga prikazuje slika:



Slika 4.14: Bodejev diagram ojačenja odprte zanke T .

Sistem ojačevalnika s povratno vezavo je stabilen saj fazni zasuk T ne preseže -180° pri ojačenju $T \geq 0$. Posledično imata amplitudna varnost in fazna varnost vrednost večjo od nič.

Dodatni fazni zasuk zaradi frekvenčne odvisnosti povratne vezave se prišteva k osnovnemu faznemu zasuku -180° zaradi negativnega značaja PV. Zato je v točki $\angle T(j\omega) = -180^\circ$ signal povratne zanke v fazi z vhodnim signalom - ga podpira. **Dobimo pozitivno povratno vezavo.**

In v kolikor je signal povratne zanke po amplitudi večji kot vhodni signal (kar je slučaj, ko je $|T| > 1$) vezje ni stabilno (na izhodu dobimo oscilirajoči signal). Že motnja na vходу je dovolj, da prične izhodni signal oscilirati.

4.3.5 Načrtovanje karakteristike ojačenja $T(j\omega)$

Fazna varnost precizneje določa, kako stabilen je ojačevalnik kot amplitudna varnost. Glede na to dejstvo, kakor tudi glede na ugodno in enostavno relacijo med fazno varnostjo in prenehanjem časovnega odziva na stopnično vzbujanje (119) je načrtovanje karakteristike ojačenja $T(j\omega)$ pogosteje izvedeno glede na zahtevo po določeni fazni kot amplitudni varnosti.

V bistvu gre pri takšnem načrtovanju za določitev ustreznega faktorja povratne vezave β v mejah $0 < \beta \leq 1$, glede na zahtevano fazno varnost φ_m . Faktorja β ne moremo poljubno povečevati proti vrednosti 1 in s tem zmanjševati ojačenja A_β , saj lahko postane sistem nestabilen. Problem je torej zmanjšati ojačenje A_β in s tem povečati zgornjo frekvenčno mejo ter obdržati določeno stopnjo stabilnosti določeno s fazno varnostjo.

Poglejmo si postopek načrtovanja $T(j\omega)$ na primeru tristopenjskega ojačevalnika s tremi poli. Zapišimo ojačenje oj. brez PV z:

$$A(j\omega) = \frac{A_0}{\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_1}\right)\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_2}\right)\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_3}\right)} \quad (123)$$

$$= \frac{10.000}{\left(1 + j\frac{\omega}{10^6}\right)\left(1 + j\frac{\omega}{10^7}\right)\left(1 + j\frac{\omega}{10^8}\right)}$$

Odvisnost amplitude od frekvence v zapišemo z:

$$|A(\omega)| = \frac{|A_0|}{\sqrt{\left(1 + \left(\frac{\omega}{\omega_1}\right)^2\right)\left(1 + \left(\frac{\omega}{\omega_2}\right)^2\right)\left(1 + \left(\frac{\omega}{\omega_3}\right)^2\right)}} \quad (124)$$

$$= \frac{10.000}{\sqrt{\left(1 + \left(\frac{\omega}{10^6}\right)^2\right)\left(1 + \left(\frac{\omega}{10^7}\right)^2\right)\left(1 + \left(\frac{\omega}{10^8}\right)^2\right)}}$$

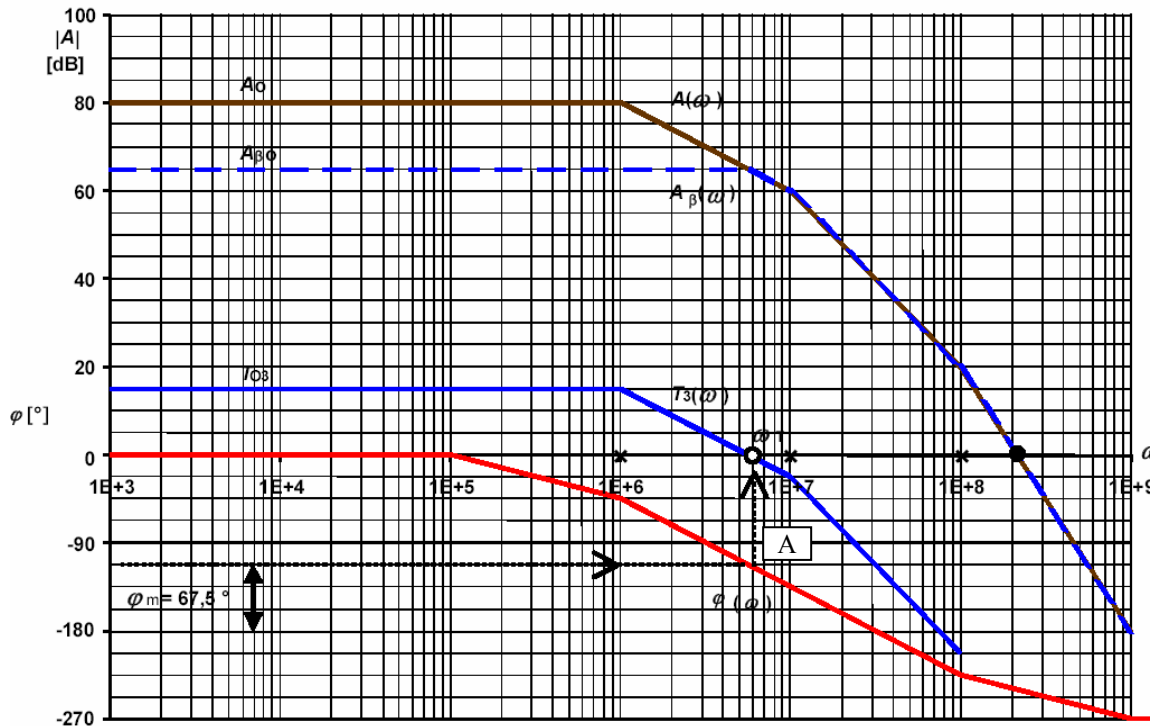
in potek faze z:

$$\varphi(\omega) = \text{Arctg} \frac{0}{A_0} - \text{Arctg} \frac{1}{\omega/\omega_1} - \text{Arctg} \frac{1}{\omega/\omega_2} - \text{Arctg} \frac{1}{\omega/\omega_3}. \quad (125)$$

V logaritemskem merilu zapišemo A z:

$$\begin{aligned}
 |A(\omega)| [dB] &= 20 \log_{10} |A_0| - 20 \log_{10} \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_1}\right)^2} - 20 \log_{10} \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_2}\right)^2} - 20 \log_{10} \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_3}\right)^2} \\
 &= 80 - 20 \log_{10} \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{10^6}\right)^2} - 20 \log_{10} \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{10^7}\right)^2} - 20 \log_{10} \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{10^8}\right)^2} \quad [dB]
 \end{aligned}
 \tag{126}$$

Bodejev diagram za $A(j\omega)$ prikazuje slika 4.15.



Slika 4.15: Zagotavljanje stabilnosti glede na fazno varnost.

Postopek določitve ustreznega faktorja povratne vezave β lahko opišemo v naslednjih točkah:

- Narišimo Bodejev diagram za A . Glej sliko 4.15 - rjava in rdeča krivulja.
- Glede na fazno varnost φ_m (npr.: $\varphi_m = 67,5^\circ$) določimo točko A na krivulji poteka faze.
- Potek amplitude $|A(\omega)|$ premaknemo vzporedno navzdol tako, da je pri frekvenci, ki jo določa točka A ojačenje odprte zanke $|T(\omega)| = 0$ dB. Premaknitev $|A(\omega)|$ navzdol v logaritemskem merilu je dejansko dušenje A z β , ki je realna vrednost v intervalu (0, 1) in velja:

$$\begin{aligned}
 T[dB] &= A[dB] + \beta[dB], \\
 \beta[dB] &< 0 \text{ dB, ker je } \beta < 1
 \end{aligned}
 \tag{127}$$

- Iz grafa odčitamo $T_0[dB]$ in $A_{\beta 0}[dB]$ ter narišemo $A_\beta[dB]$. Ker je $F = 1 + T$, je dokler je $T > 1$ oz. $T[dB] > 0$ dB $A_\beta[dB]$ približno:

$$\begin{aligned}
 A_\beta[dB] &= A[dB] - F[dB] \\
 &\approx A[dB] - T[dB].
 \end{aligned}
 \tag{128}$$

Ko pa je $T \text{ [dB]} = 0 \text{ dB}$ ali manj, je $F \text{ [dB]} \approx 0 \text{ dB}$. Kar pomeni, da od karakteristike $A_\beta \text{ [dB]}$ odštevamo $T \text{ [dB]}$ dokler krivulja ne doseže vrednosti 0 dB . V tej točki imata $A_\beta \text{ [dB]}$ in $A \text{ [dB]}$ enako vrednost. Od te točke naprej sta poteka $A_\beta \text{ [dB]}$ in $A \text{ [dB]}$ enaka saj od $A \text{ [dB]}$ odštevamo 0 dB , da dobimo $A_\beta \text{ [dB]}$.

- Iz $A_0 \text{ [dB]}$ in $T_0 \text{ [dB]}$ določimo β z:

$$\beta \text{ [dB]} = T_0 \text{ [dB]} - A_0 \text{ [dB]} \quad \text{in} \quad (129)$$

$$\beta = 10^{\frac{\beta \text{ [dB]}}{20}}$$

Faktor povratne vezave je določen z elementi (običajno upori) povratne vezave, katerih vrednosti določimo glede na faktor β .

Glede na dosedanja spoznanja lahko ugotovimo, **da poli ojačenje odprte zanke $T(j\omega)$ ne smejo biti preblizu skupaj** saj dobimo v **razmeroma ozkem frekvenčnem območju močno sukanje faze**.

Slednje lahko privede do primera $\angle T(j\omega) = -180^\circ$, čeprav ojačenje še ni padlo pod 0 dB . Zato je ugodno, da je $T(j\omega)$ določen s prvim polom – dominantni pol in da ostali poli nastopajo šele, ko ojačenje T pade pod vrednost 0 dB .

V kolikor temu ni tako frekvenčno karakteristiko ojačevalnika preoblikujemo. Preoblikovanju frekvenčne karakteristike ojačevalnika tako, da je pri priključitvi povratne vezave novo nastalo ojačenje stabilno z želeno amplitudno ali fazno varnostjo imenujemo **frekvenčna kompenzacija**. Frekvenčno kompenzacijo dosežemo z dodajanjem ali premikanjem dominantnega pola in tak postopek imenujemo **frekvenčna kompenzacija z dominantnim polom**.

Frekvenčno kompenzacijo z dominantnim polom lahko izvedemo na dva načina:

- **dodamo novi dominantni pol** (število polov se poveča za 1),
- **Najnižje ležeči pol v ojačevalniku premaknemo** za toliko na levo stran frekvenčne osi, da postane dominanten (število polov ostane enako).

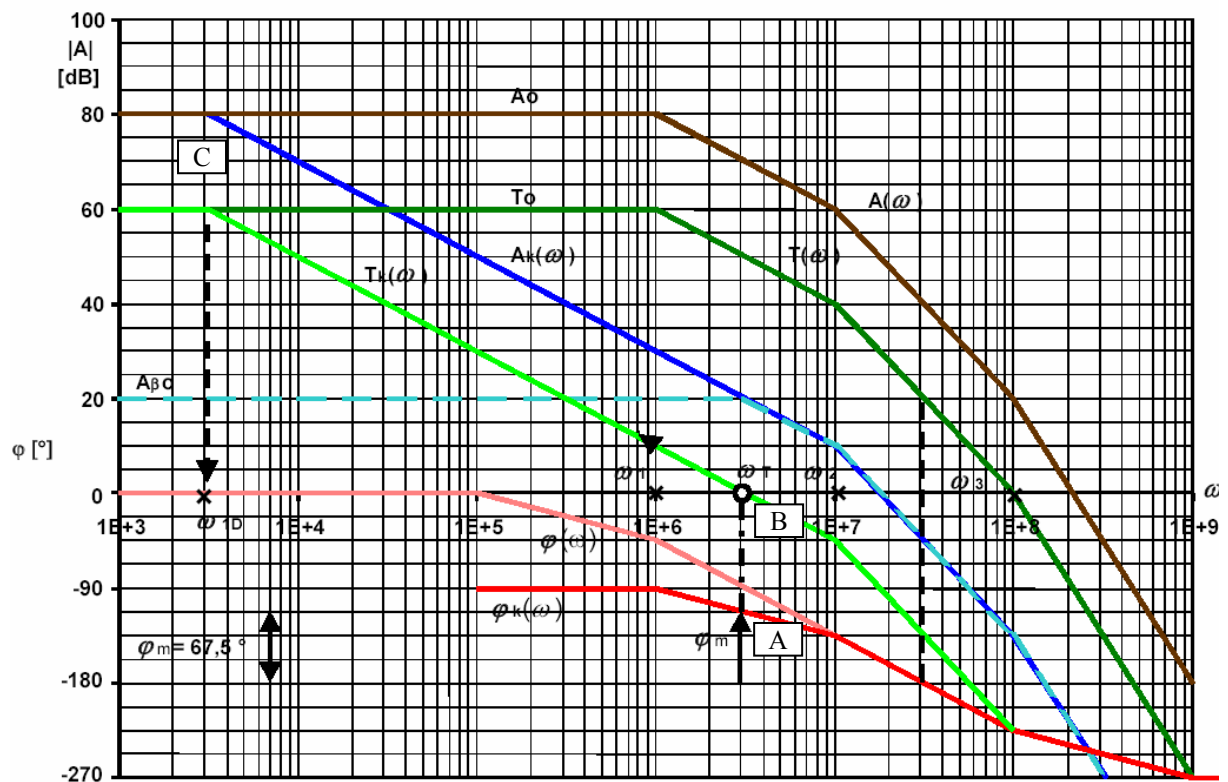
Grafični postopek frekvenčne kompenzacije z dominantnim polom kjer prvi pol premaknemo v levo kaže slika 4.16.

Postopek frekvenčne kompenzacije lahko strnemo v naslednje točke:

- Narišimo Bodejev diagram za A . Glej sliko 4.15 - rjava krivulja in krivulja rožnate barve.
- Narišemo fazni potek $\varphi_k(\omega)$. Pri tem upoštevamo, da je prvi pol premaknjen v levo oz. začnemo risati z zasukom -90° - rdeča krivulja.
- Glede na zahtevano fazno varnost φ_m določimo točko A na $\varphi_k(\omega)$.
- Glede na točko A določimo točko B pri 0 dB . Skozi točko B narišemo $T_k(\omega)$ – svetlo zelena krivulja. In sicer levo od točke B potegnemo premico z naklonom -20 dB/dek do točke C, ki je določena z ojačenjem frekvenčno kompenziranega ojačevalnika –

razdalja med točko C in $A_0[\text{dB}]$ je $A_{\beta k}[\text{dB}]$. Desno od točke B rišemo potek kot ga določajo preostali poli, ki jih nismo premaknili.

- Krožna frekvenca ω_D v točki C je kr. frekvenca pri kateri moramo vgraditi dominantni pol.
- Narišemo še ojačenje kompenziranega ojačevalnika brez PV tako, da T_k premaknemo navzgor do $A(\omega)$ – modra krivulja.
- Razlika med $A_k[\text{dB}]$ in $T_k[\text{dB}]$ je $A_{\beta k}[\text{dB}]$ –svetlo modra. Pri frekvenci, ki jo določa točka B, $A_{\beta k}[\text{dB}]$ trči v $A_k[\text{dB}]$ oz. imata enak potek.



Slika 4.16: Frekvenčna kompenzacija tristopenjskega ojačevalnika.

VAJE:

[Prosojnice za predavanja.](#)

5 Krmiljeni viri in impedančni pretvorniki

Pričujoče poglavje zajema:

- krmiljene napetostne vire,
- krmiljene tokovne vire in
- pretvorniška vezja:
 - vezja za prilagoditev vhodnih in izhodnih imedanc ali upornosti. in
 - negativni impedančni pretvorniki (NIC) in žiratorji.

Pri tem je **osnovni gradnik** za izvedbo krmiljenih virov in pretvornikov **običajno operacijski ojačevalnik**. Želene lastnosti večinoma dosežemo z uporabo **negativne povratne vezave (PV)**. Izjema sta **NIC in žirator**, kjer je uporabljena tudi **pozitivna PV**.

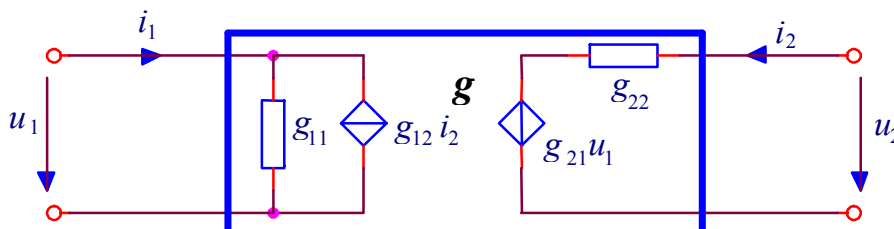
Z uporabo **negativne PV** dosežemo spremembo parametrov in **linearizacijo karakteristik**, zato vezja v večini primerov obravnavamo kot linearna in je **zveza med vhodno in izhodno veličino določena z linearno obliko prenosne funkcije**. Pri tem je seveda **področje linearnosti omejeno z izbiro elementov in baterijsko napetostjo**.

5.1 Napetostno krmiljeni napetostni vir

Napetostno krmiljeni napetostni vir (NKNV) je označen s tem, da je izhodna napetost na bremenu $u_b = u_2$ določena predvsem z vhodno krmilno napetostjo u_1 . Splošni zapis dvo-vhodnega vezja z hibridnimi g parametri določata naslednji enačbi:

$$\begin{aligned} i_1 &= g_{11}u_1 + g_{12}i_2 \\ u_2 &= g_{21}u_1 + g_{22}i_2 \end{aligned} \quad (130)$$

Vezje prikazuje slika:



Slika 5.1: Model dvo-vhodnega napetostno krmiljenega napetostnega vira.

Pri tem so parametri g :

- g_{11} je vhodna prevodnost

$$g_{11} = \left. \frac{i_1}{u_1} \right|_{i_2=0} = \frac{1}{r_{vh}},$$

- g_{12} je koeficient tokovne povratne vezave

$$g_{12} = \left. \frac{i_1}{i_2} \right|_{u_1=0} = \beta_i,$$

- g_{21} je napetostni ojačevalni faktor

$$g_{21} = \left. \frac{u_2}{u_1} \right|_{i_2=0} = a_u,$$

- g_{22} izhodna upornost

$$g_{22} = \left. \frac{u_1}{i_2} \right|_{u_1=0} = r_{izh}.$$

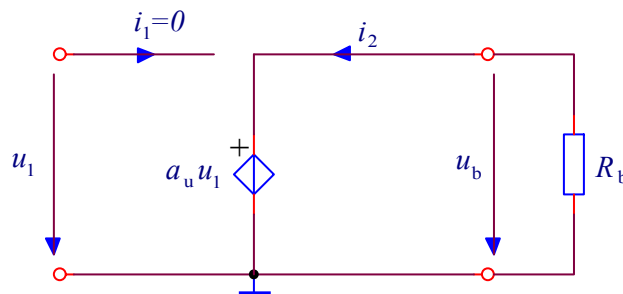
Pri idealnem vezju je krmilni signal le napetost u_1 , tako da je vhodni tok i_1 enak nič in gre vhodna upornost proti neskončnosti $r_{vh} \rightarrow \infty$.

Izhodna napetost je določena le s krmilno napetostjo in z napetostnim ojačevalnim faktorjem in je nedvisna od velikosti bremenskega toka. Sledi, da je izhodna upornost enaka nič $r_{izh} = 0$.

Tako od enačb (130) ostane le:

$$u_b = u_2 = a_u u_1 \quad (131)$$

Nadomestno vezje idealnega napetostno krmiljenega napetostnega vira predstavlja slika:

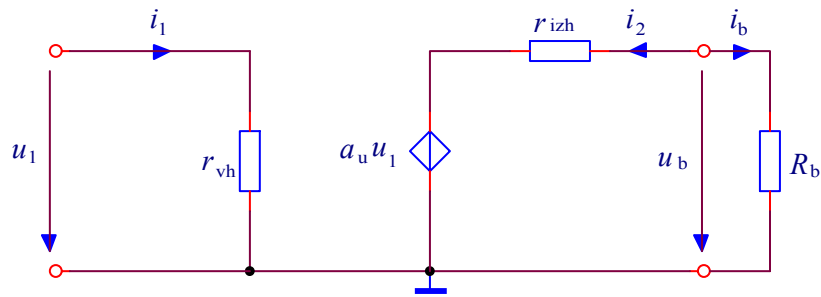


Slika 5.2: Model idealnega napetostno krmiljenega napetostnega vira.

V praksi se idealnemu modelu bolj ali manj približamo. Običajno pa **upoštevamo je zanemarljiv le vpliv izhodnega toka na vhodni tok**, ki je določen s koeficientom tokovne povratne vezave g_{12} ali β . Tedaj dobimo:

$$\begin{aligned} i_1 &= \frac{1}{r_{vh}} u_1 \\ u_2 &= a_u u_1 + r_{izh} i_2 \end{aligned} \quad (132)$$

Nadomestno vezje prikazuje slika:

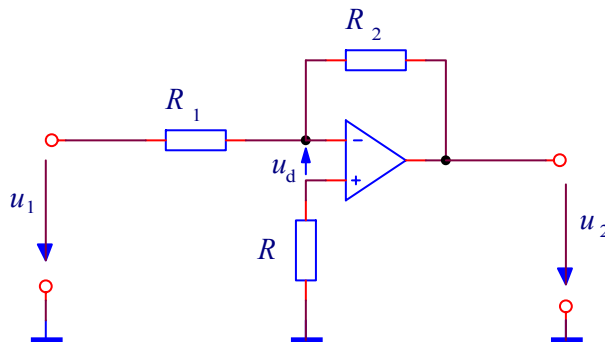


Slika 5.3: Model realnega napetostno krmiljenega napetostnega vira.

Praktični vezji bomo realizirali z OPA in sicer poznamo invertirajoče in neinvertirajoče vezje.

5.1.1 Invertirajoči napetostno krmiljeni napetostni vir

Invertirajoči napetostno krmiljeni napetostni vir prikazuje slika.



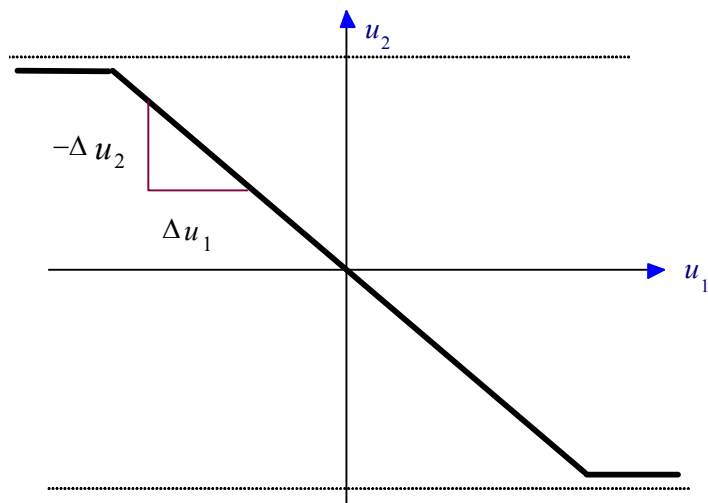
Slika 5.4: Invertirajoči napetostno krmiljeni napetostni vir.

Z upoštvanjem, da je OPA idealen ($A_0 \rightarrow \infty, R_{vh} \rightarrow \infty, R_{izh} = 0$) sledi:

- **Prenosna funkcija**

$$u_2 = A_u u_1 = -\frac{R_2}{R_1} u_1, \quad (133)$$

kjer je A_u napetostno ojačenje. Prenosno karakteristiko kaže slika:



Slika 5.5: Prenosna karakteristika invertirajočega vezja.

- **Vhodna upornost** vezja je z upoštevanjem virtualne ničelne napetosti na invertirajoči vhodni sponki operacijskega ojačevalnika $u_n = 0$, enostavno določena z:

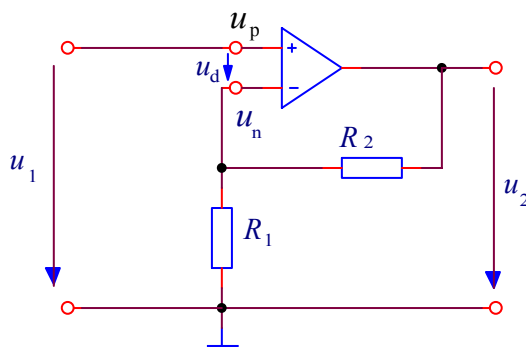
$$R_{vhv} = R_1, \quad (134)$$

- **Izhodna upornost** vezja izračunamo iz splošne oblike vezja.

$$R_{izhv} = \frac{R_{izh}}{1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} A_0}, \quad (135)$$

5.1.2 Neinvertirajoči napetostno krmiljeni napetostni vir

Vezje neinvertirajočega napetostno krmiljenega napetostnega vira je prikazuje slika:



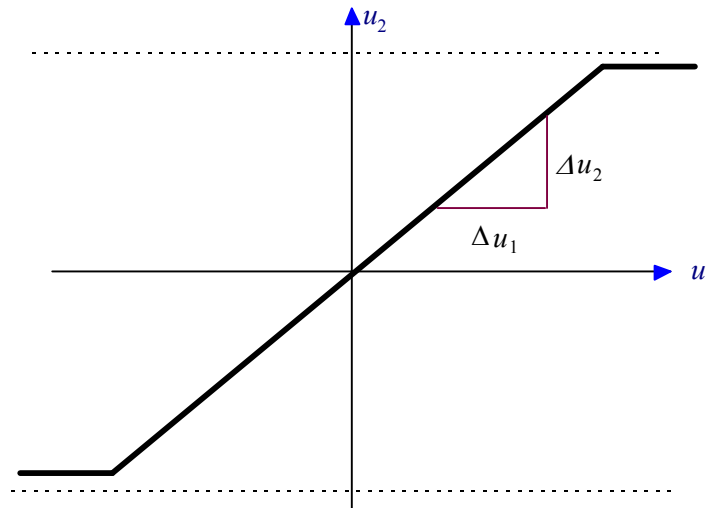
Slika 5.6: Vezje neinvertirajočega napetostno krmiljenega napetostnega vira

Z upoštevanjem parametrov idealnega operacijskega ojačevalnika sledi:

- **prenosna karakteristika** določena z izrazom:

$$u_2 = A_u u_1 = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) u_1, \quad (136)$$

Prenosno karakteristiko prikazuje slika:



Slika 5.7: Prenosna karakteristika neinvertirajočega vezja.

- **vhodna upornost** za diferenčne vhodne signale se zaradi povratne vezave zelo poveča tako, da moramo upoštevati še upornosti za sofazne vhodne signale in v območju višjih frekvenc še frekvenčno odvisnost vhodne impedance:

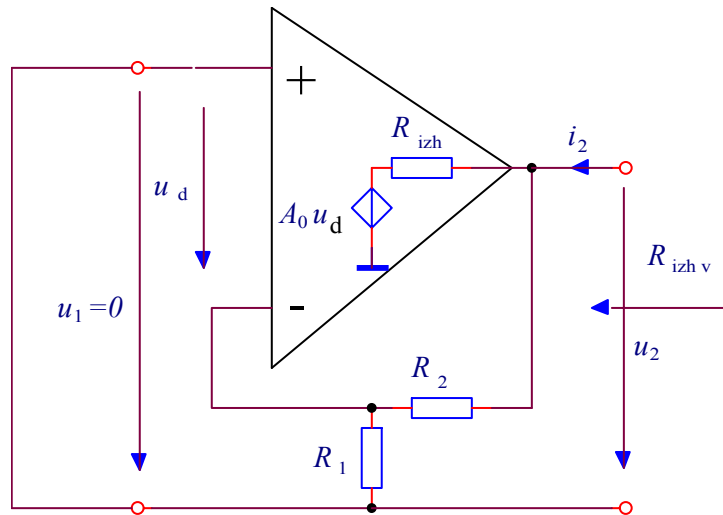
$$R_{vhv} = R_{d\beta} \parallel R_s \parallel \frac{1}{j\omega C_p}, \quad (137)$$

pri tem je $R_{d\beta}$ vhodna upornost za diferenčne signale povečana zaradi vpliva negativne povratne vezave, R_s je vhodna upornost za sofazne signale in C_p je skupna parazitna kapacitivnost (glej vaje pri poglavju 2).

- **izhodno upornost** določimo s pomočjo osnovne definicije za določitev izhodne upornosti:

$$R_{izhv} = \left. \frac{u_2}{i_2} \right|_{u_1=0}, \quad (138)$$

oz. s pomočjo modela:



Slika 5.8: Model neinvertirajočega ojačevalnika za določitev $R_{izh v}$.

Sledi:

$$\begin{aligned}
 R_{izh v} &= \left. \frac{u_2}{i_2} \right|_{u_1=0} \\
 &= \frac{R_{izh}}{1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} A_0}, \quad (139)
 \end{aligned}$$

kar je popolnoma enak izraz kot pri prejšnjem vezju. Slednje je pričakovano saj pri pogoju pogoju $u_1 = 0$ sta s stališča izhodnih razmer obe vezji enaki.

VAJA:

Krmiljeni viri in pretvorniki str 23.

5.2 Tokovno krmiljeni napetostni viri

Tokovno krmiljeni napetostni vir je označen s tem, da je izhodni signal napetost na bremenu, $u_2 = u_b$, ki je določena predvsem z vhodnim, krmilnim tokom i_1 .

Splošne enačbe, ki opisujejo dvo-vhodno vezje tokovno krmiljenega napetostnega vira so:

$$\begin{aligned} u_1 &= z_{11}i_1 + z_{12}i_2 \\ u_2 &= z_{21}i_1 + z_{22}i_2 \end{aligned} \quad (140)$$

Pri tem so parametri z :

- z_{11} je vhodna upornost

$$z_{11} = \left. \frac{u_1}{i_1} \right|_{i_2=0} = r_{vh} ,$$

- z_{12} je koeficient tokovno napetostne povratne vezave

$$z_{12} = \left. \frac{u_1}{i_2} \right|_{i_1=0} = \beta_r ,$$

- z_{21} je transimpedančni ojačevalni faktor

$$z_{21} = \left. \frac{u_2}{i_1} \right|_{i_2=0} = a_r ,$$

- z_{22} izhodna upornost

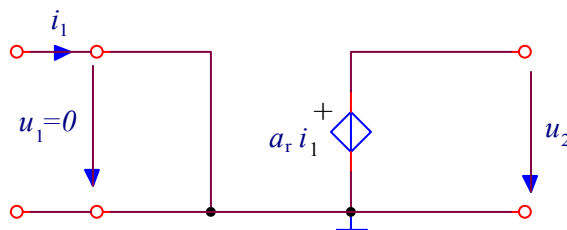
$$z_{22} = \left. \frac{u_2}{i_2} \right|_{i_1=0} = r_{izh} .$$

Pri idealnem vezju je krmilni signal le tok i_1 in je napetost u_1 enaka 0. Torej je tudi $r_{vh} = 0$. Napetost na bremenu je neodvisna od velikosti bremena oz. od izhodnega toka i_2 , ker je izhodna upornost $r_{izh} = 0$.

Tedaj od enačb (140) ostane:

$$u_b = u_2 = a_r i_1 . \quad (141)$$

ki predstavlja prenosno funkcijo idealnega tokovno krmiljenega napetostnega vira. Na osnovi enačbe (141) narišemo model idealnega NKTV:



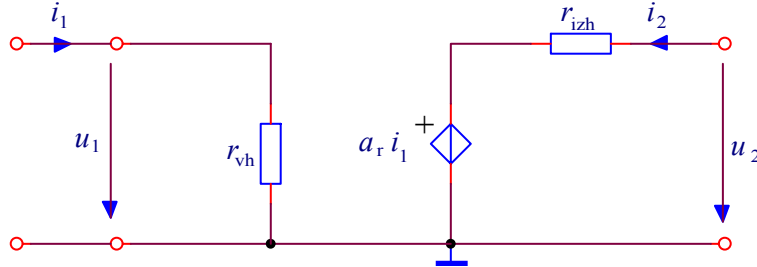
Slika 5.9: Model idealnega tokovno krmiljenega napetostnega vira.

V praksi se bolj ali manj približamo lastnostim idealnega NKTV. Običajno lahko predpostavimo le, da je koeficient tokovno napetostne povratne vezave enak nič, $\beta_r = 0$.

Dobimo relni model vezja z enačbami:

$$\begin{aligned} u_1 &= r_{vh} i_1 \\ u_2 &= a_r i_1 + r_{izh} i_2 \end{aligned} \quad (142)$$

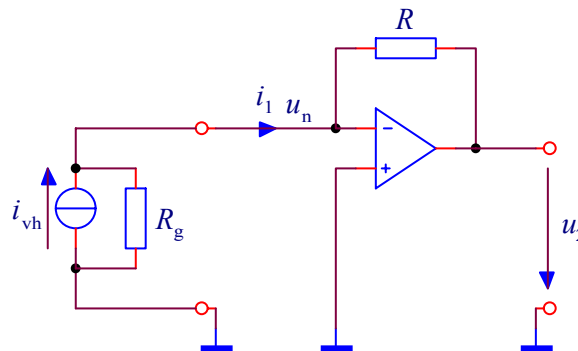
in nadomestnim vezjem:



Slika 5.10: Model realnega tokovno krmiljenega napetostnega vira.

5.2.1 Osnovno vezje tokovno krmiljenega napetostnega vira

Osnovno vezje tokovno krmiljenega napetostnega vira prikazuje slika.



Slika 5.11: Tokovno krmiljeni napetostni vir.

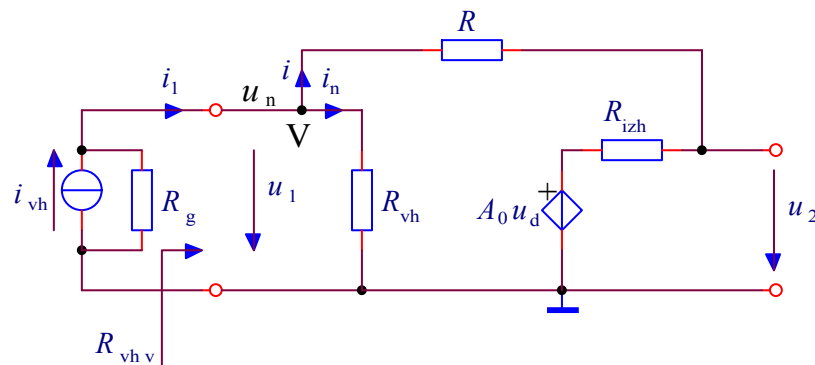
Z upoštevanjem idealnih parametrov operacijskega ojačevalnika je napetost $u_n = 0$ in je:

- **prenosna funkcija** določena z

$$u_2 = -R i_1, \quad (143)$$

če je enosmerni tok OPA I_B zanemarljivo majhen glede vhodni tok i_1 .

- **vhodno upornost** določimo s pomočjo modela:



Slika 5.12: Model vezja za določitev R_{vhv}

Vozliščna enačba vozlišča V

$$i_1 - i - i_n = 0, \quad (144)$$

Velja:

$$\begin{aligned} u_d &= -u_n \\ i_n &= \frac{u_n}{R_{vh}}, \\ i &= \frac{u_n + A_0 u_n}{R + R_{izh}} \end{aligned} \quad (145)$$

Upoštevamo še $u_n = u_1$ in $R_{izh} \ll R$. Iz (144) sledi:

$$\frac{u_1}{i_1} = R_{vhv} = \frac{RR_{vh}}{R + R_{vh}(1 + A_0)}, \quad (146)$$

oz. ker je običajno $A_0 R_{vh} \gg R_{vh} + R$ je

$$R_{vhv} \approx \frac{R}{A_0}, \quad (147)$$

- **Izhodna upornost** je določena enako kot pri NKNP le da je nemesto R_1 v vezju prisotna R_g in sledi:

$$R_{izhv} = \frac{R_{izh}}{1 + \frac{R_g}{R_g + R} A_0}, \quad (148)$$

5.3 Napetostno krmiljeni tokovni viri

Napetostno krmiljeni tokovni vir je označen s tem, da je izhodni signal bremenski tok, $i_b = -i_2$, predvsem določen z vhodno, krmilno napetostjo u_1 . Splošni zapis vezja v četveropolni obliki je podan z y modelom:

$$\begin{aligned} i_1 &= y_{11}u_1 + y_{12}u_2 \\ i_2 &= y_{21}u_1 + y_{22}u_2 \end{aligned} \quad (149)$$

Pri tem so parametri z :

- y_{11} je vhodna prevodnost

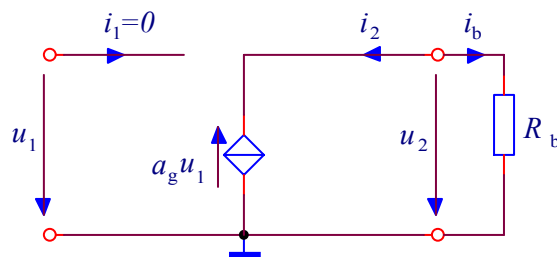
$$y_{11} = \left. \frac{i_1}{u_1} \right|_{u_2=0} = \frac{1}{r_{vh}},$$

- y_{12} je koeficient napetostno tokovne povratne vezave, $y_{12} = \left. \frac{i_1}{u_2} \right|_{u_1=0} = \beta_g$,
- y_{21} je transkonduktančni ojačevalni faktor $y_{21} = \left. \frac{i_2}{u_1} \right|_{u_2=0} = -a_g$,
- y_{22} izhodna prevodnost $y_{22} = \left. \frac{i_2}{u_2} \right|_{u_1=0} = \frac{1}{r_{izh}}$.

Pri idealnem vezju je vhodni krmilni signal samo napetost u_1 , vhodni tok i_1 je enak nič, vhodna upornost je neskončno velika $r_{vh} \rightarrow \infty$. Tok v breme $i_b = -i_2$ je odvisen samo od vhodne napetosti in je neodvisen od izhodne napetosti, ker je izhodna upornost vira neskončno velika:

$$i_b = -i_2 = a_g u_1. \quad (150)$$

Ustrezni model vezja prikazuje slika:

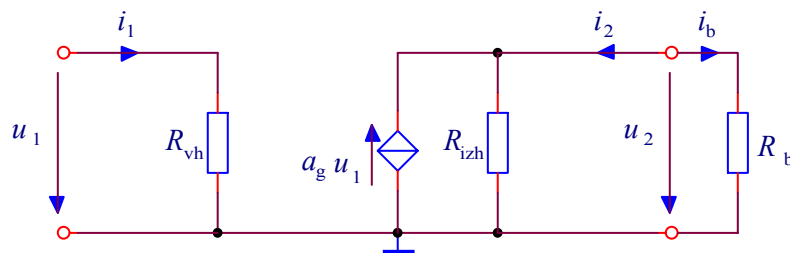


Slika 5.13: Model idealnega napetostno krmiljenega tokovnega vira.

S praktičnim vezjem se idealnim lastnostim približamo bolj ali manj dobro. Običajno lahko zanemarimo le koeficient napetostno tokovne povratne vezave $\beta_g = 0$. Splošna oblika realnega NKTP je sedaj:

$$\begin{aligned} i_1 &= \frac{1}{r_{vh}} u_1 \\ i_b &= a_g u_1 - \frac{1}{r_{izh}} u_2 \end{aligned} \quad (151)$$

in njegovo nadomestno vezje:



Slika 5.14: Model realnega napetostno krmiljenega tokovnega vira.

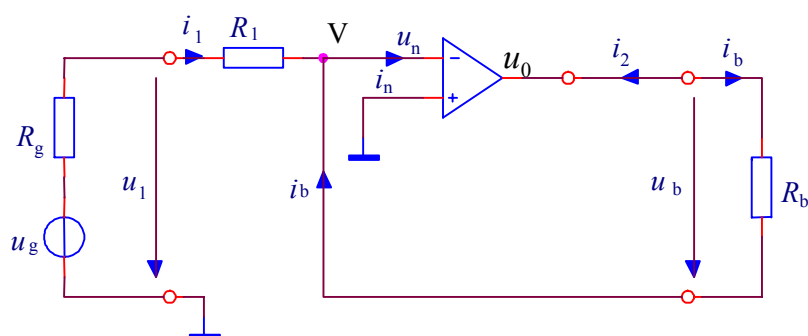
Praktičnih izvedb je več. Če potrebujemo večji izhodni tok uporabimo tranzistor. V osnovi pa ličimo vire:

- za plavajoča bremena in
- za ozemljena bremena.

5.3.1 Tokovni viri za plavajoča bremena

5.3.1.1 Invertirajoče vezje napetostno tokovnega pretvornika

Invertirajoče vezje napetostno tokovnega pretvornika prikazuje slika:



Slika 5.15: Vezje invertirajočega napetostno tokovnega pretvornika.

Če zanemarimo i_n sledi:

$$i_b = -i_1 = -\frac{u_1 - u_n}{R_1}, \quad (152)$$

Napetost na izhodnih sponkah operacijskega ojačevalnika je:

$$\begin{aligned} u_b &= u_0 - u_n \\ &= u_0 + \frac{u_0}{A_0} \\ &= u_0 \left(\frac{1 + A_0}{A_0} \right). \end{aligned} \quad (153)$$

Ker je $u_0 = u_n/A_0$ sledi:

$$u_n = \frac{u_b}{1 + A_0}. \quad (154)$$

Iz (152) sedaj sledi:

$$i_b = -\frac{u_1}{R_1} - \frac{u_b}{R_1(1 + A_0)}. \quad (155)$$

Če je ojačenje A_0 dovolj veliko, **lahko zanemarimo drugi člen** in sledi:

$$i_b = -\frac{u_1}{R_1}. \quad (156)$$

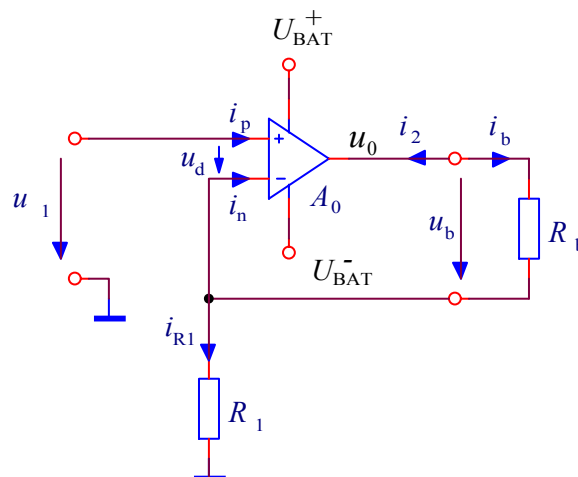
- **Vhodna upornost** za invertirajoče vezje ni velika $R_{vh} \approx R_1$.
- **Izhodno upornost** dobimo iz enačbe (155) s pomočjo definicije:

$$R_{izhv} = \left. \frac{u_2}{i_2} \right|_{u_1=0} = R_1(1 + A_0). \quad (157)$$

Izhoda upornost je velika vrednost vendar pa slednje velja le za nizke frekvence, saj je ojačenje A_0 frekvenčno odvisno.

5.3.1.2 Neinvertirajoči napetostno tokovni pretvornik

Vezje neinvertirajočega napetostno tokovnega pretvornika ali napetostno krmiljenega tokovnega vira je prikazuje slika:



Slika 5.16: Neinvertirajoči napetostno krmiljeni tokovni vir.

Ob upoštevanju končno velikega ojačenja $A_0 \neq \infty$ in zanemarljivega toka $i_n = 0$ zapišemo bremenski tok z:

$$i_b = i_{R1} = \frac{u_1 - u_d}{R_1}. \quad (158)$$

Pri tem je:

$$u_d = \frac{u_0}{A_0}. \quad (159)$$

Napetost u_0 dobimo iz zanke enačbe:

$$u_0 - u_b + u_d - u_1 = 0. \quad (160)$$

Z upoštevanjem (159) sledi:

$$u_0 = u_b - \frac{u_0}{A_0} + u_1. \quad (161)$$

Enačbo uredimo in dobimo:

$$u_d = \frac{u_b + u_1}{1 + A_0}. \quad (162)$$

ter vstavimo v (158):

$$i_b = \frac{u_1}{R_1} - \frac{u_b}{R_1(1 + A_0)} - \frac{u_1}{R_1(1 + A_0)}. \quad (163)$$

Kadar gre A_0 proti neskončno dobimo **idealno prenosno funkcijo**:

$$i_b = \frac{1}{R_1} u_1. \quad (164)$$

- **Vhodna upornost** neinvertirajočega vezja je velika. Upoštevati moramo tudi sofazno vhodno upornost R_{vhs} in parazitno kapacitivnost C_p .

$$R_{vhv} = R_{vhd} \parallel R_{vhs} \parallel \frac{1}{j\omega C_p}. \quad (165)$$

- **Izhodna upornost** dobimo na enak način kot v vezji invertirajočega napetostno krmiljenega tokovnega vira in sledi:

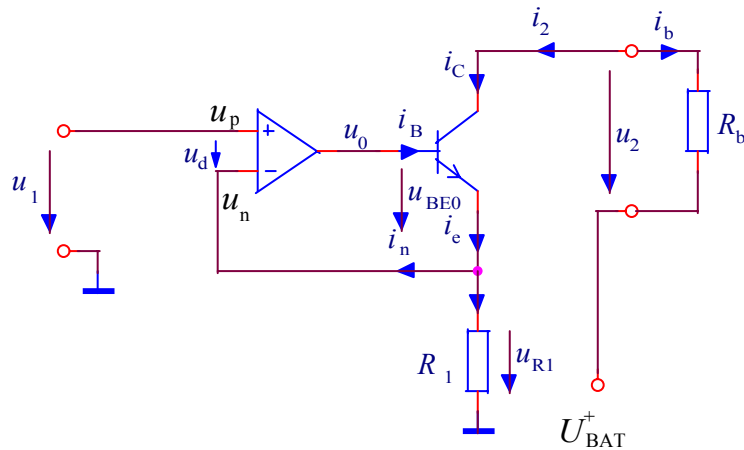
$$R_{izhv} = R_1(1 + A_0). \quad (166)$$

5.3.2 Napetostno tokovni pretvornik za večje tokove

Izhodni tok operacijskega ojačevalnika je običajno omejen s tokovno zaščito izhodne stopnje. Povečanje izhodnega toka dosežemo z dodatnimi zunanji tranzistorji BJT ali FET. Pri tem lahko z ustrezni vezjem zagotovimo tudi bipolarno delovanje in ozemljitev bremena.

5.3.2.1 Unipolarno vezje z izhodnim bipolarnim tranzistorjem

Vezje prikazuje slika:



Slika 5.17: Napetostno krmiljeni tokovni vir z BJT tranzistorjem na izhodu

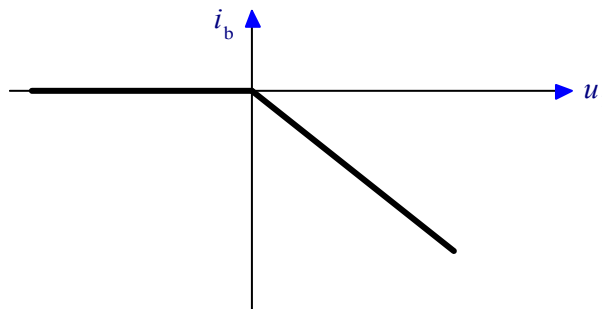
Iz vezja vidimo da je $i_C = -i_b$ in da je:

$$\begin{aligned}
 i_C &= i_E - i_B \\
 &= \frac{u_1}{R_1} \left(1 - \frac{1}{h_{FE}} \right).
 \end{aligned} \tag{167}$$

Sledi, da **prenosno karakteristiko** opisuje enačba:

$$i_b = -\frac{u_1}{R_1} \left(1 - \frac{1}{h_{FE}} \right). \tag{168}$$

Prenosno karakteristiko prikazuje slika:



Slika 5.18: Prenosna funkcija napetostno krmiljenega tokovnega vira z BJT tranzistorjem na izhodu

Izhodna upornost tranzistorske stopnje z emitterskim uporom je določena z izrazom:

$$R_{izhv} = r_{CE} \left(1 + \frac{h_{FE} R_1}{r_{BE} + R_1} \right). \tag{169}$$

Kadar je $r_{BE} \ll R_1$ se izraz poenostavi v obliko:

$$R_{izhv} = r_{CE} \left(1 + \frac{h_{FE} R_1}{r_{BE}} \right) = r_{CE} (1 + g_m R_1) \quad (170)$$

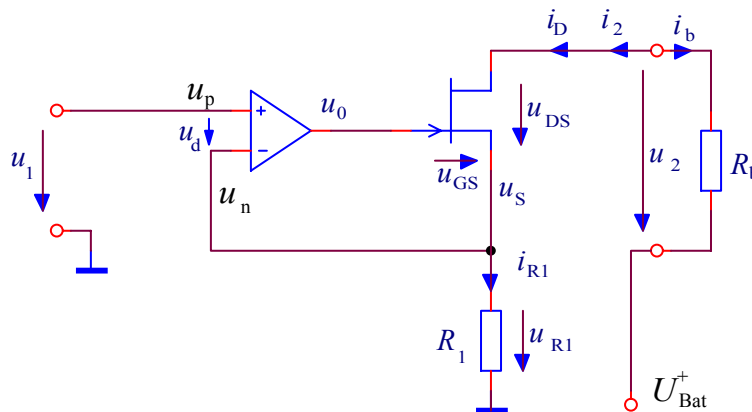
Če pa je $r_{BE} \gg R_1$ je R_{izhv} odvisna le od parametrov tranzistorja:

$$R_{izhv} = r_{CE} (1 + h_{fe}). \quad (171)$$

Ob takem pogoju dosežemo največjo izhodno upornost, ki pa je manjša od tiste pri vezju brez BJT. Ker so parametri (še zlasti r_{CE}) odvisni od toka i_C , je tokovno odvisna tudi R_{izhv} . Z večanjem toka i_B izhodna upornost pada.

5.3.2.2 Invertirajoče unipolarno vezje z izhodnim n-kanalnim FET tranzistorjem

Vezje prikazuje slika:



Slika 5.19: Napetostno krmiljeni tokovni vir s FET tranzistorjem na izhodu.

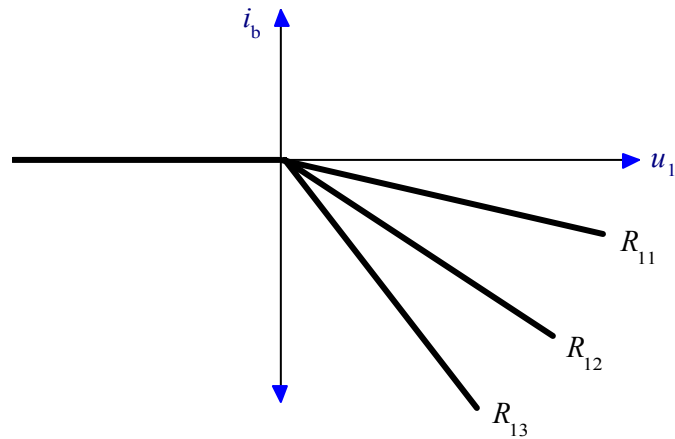
Tudi tukaj je $u_1 = u_{R1}$. Normalno delovanje je mogoče le za pozitivne vhodne napetosti. Bremenski tok je določen z:

$$i_b = -i_D = -i_{R1} = \frac{u_1}{R_1}. \quad (172)$$

Glede na $u_1 = u_{R1}$ sledi enačba, ki opisuje **prenosno funkcijo** vezja:

$$i_b = -\frac{1}{R_1} u_1, \quad u_1 > 0. \quad (173)$$

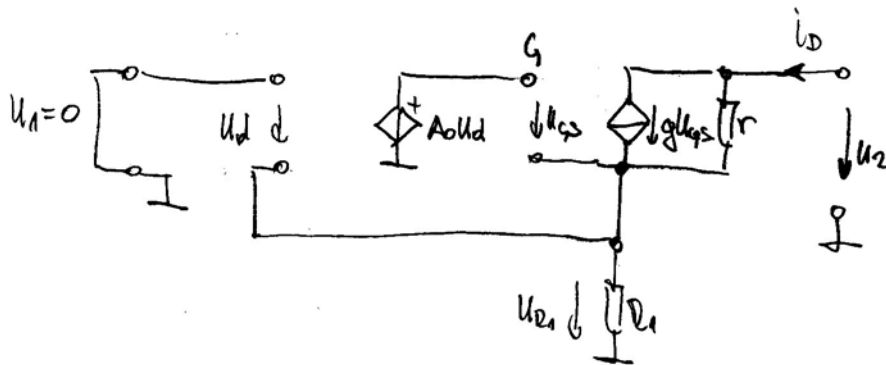
Prenosno funkcijo za različne primere upornosti $R_{11} < R_{12} < R_{13}$ prikazuje slika:



Slika 5.20: Prenosna funkcija napetostno krmiljenega tokovnega vira s FET tranzistorjem na izhodu.

- Izhodna upornost vezja je določena z:

$$R_{izhv} = \left. \frac{u_{DS}}{i_D} \right|_{u_1 = 0} \quad (174)$$



Slika 5.21: Nadomestno vezje za izračun R_{izhv} .

Ker je:

$$i_D = g u_{GS} + \frac{1}{r} u_{DS} \quad (175)$$

in je

$$\begin{aligned} u_{GS} &= u_d A_0 + u_d \\ &= -u_{R1} (1 + A_0) \\ &= -i_D R_1 (1 + A_0) \end{aligned} \quad (176)$$

ter

$$\begin{aligned} u_{DS} &= u_2 - u_{R1} \\ &= u_2 + u_d \end{aligned} \quad (177)$$

sledi iz (174)

$$i_D = -gR_1(1 + A_0)i_D + \frac{1}{r}(u_2 + u_d). \quad (178)$$

Enačbo uredimo:

$$i_D(1 + gR_1(1 + A_0)) = \frac{1}{r}(u_2 + u_d). \quad (179)$$

Če je $A_0 \gg 1$ je $u_d \ll u_2$ in sledi:

$$R_{izhv} = \frac{u_2}{i_D} = r(1 + gR_1A_0). \quad (180)$$

Če upoštevamo še $1 \ll gR_1A_0$ sledi:

$$R_{izhv} = rgR_1A_0. \quad (181)$$

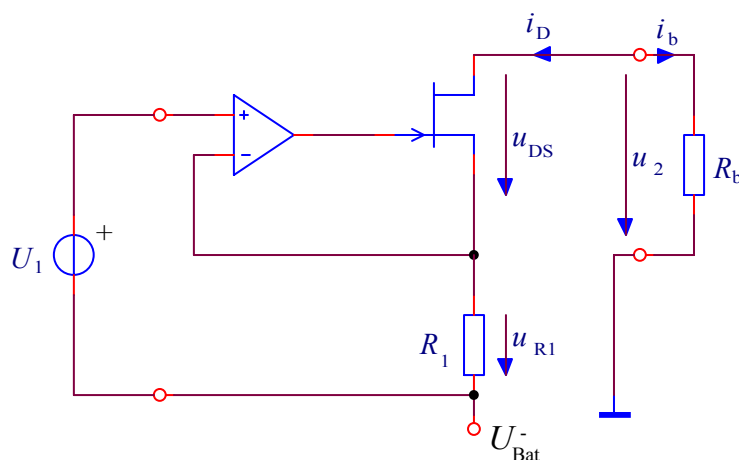
Izhodna upornost stopnje s tranzistorjem FET se poveča za rg -krat. Brez težav dosežemo upornosti v območju $10 \text{ G}\Omega$.

Zaradi frekvenčne odvisnosti ojačenja OPA zapišemo izhodno impedanco vezja z:

$$Z_{izhv} = rgR_1 \frac{A_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_m}}, \quad (182)$$

pri tem ω_m predstavlja mejno frekvenco ojačevalnika OPA.

Z majhno spremembo vezja na sliki 5.21 dobimo **invertirajoče vezje z ozemljenim bremenom**. Vezje prikazuje slika:

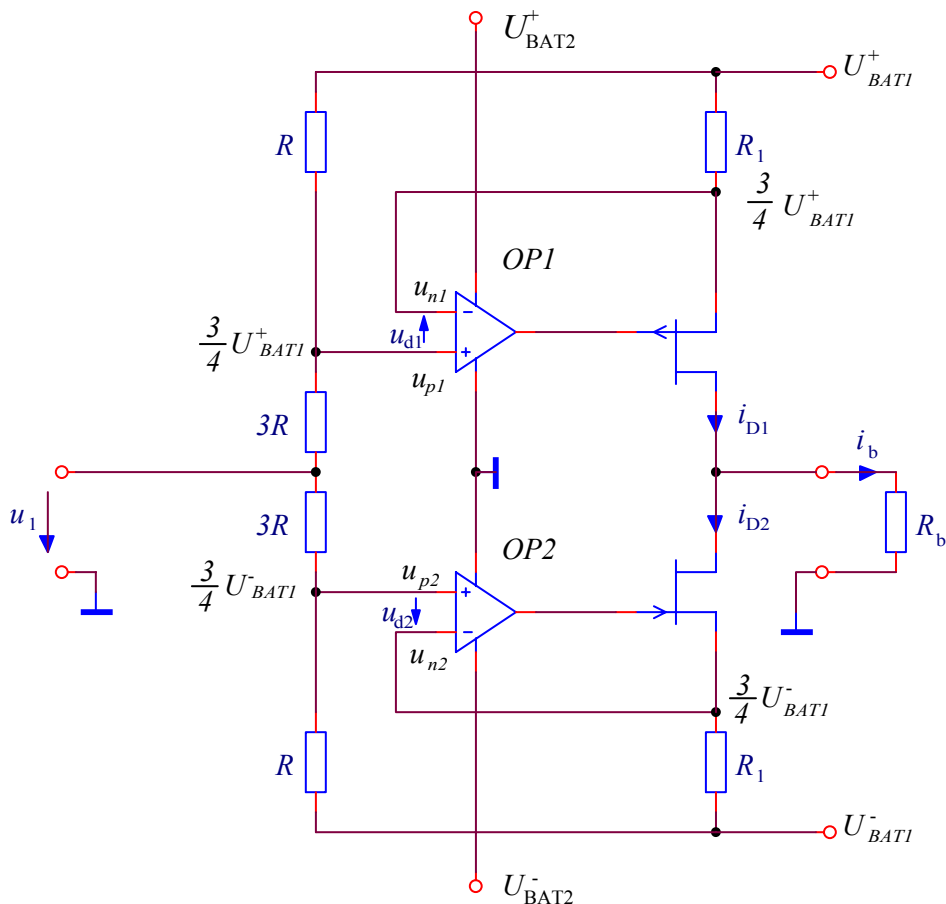


Slika 5.22: Tokovni vir z ozemljenim bremenom.

Vendar smo ozemljitev bremena dosegli za ceno priključitve vhodne napetosti u_1 proti napajalni napetosti U_{bat}^- .

5.3.3 Bipolarni napetostno krmiljeni viri za večje tokove

S pomočjo vezja na sliki 5.21 ter n in p-kanalnim JFET tranzistorjem lahko dosežemo prevajanje toka skozi breme v obeh straneh. Primer bipolarnega napetostno krmiljenega vira z ozemljenim bremenom kaže slika:



Slika 5.23: Osnovni bipolarni napetostno krmiljeni tokovni vir.

V mirovnem stanju vezja je pri ničelni vhodni napetosti, $u_1 = 0$, na neinvertirajočih vhodnih sponkah obeh operacijskih ojačevalnikov prisotna napetost $u_{p1} = \frac{3}{4} U_{bat1}^+$ in $u_{p2} = \frac{3}{4} U_{bat1}^-$. Pri **predpostavki** $A_0 \rightarrow \infty$ **gre** $u_d \rightarrow \infty$ in napetostni potenciali z neinvertirajočih vhodov se prenesejo tudi na invertirajoča vhoda in s tem tudi na oba upora R_1 v izhodnem delu vezja.

Tokova ponorov tranzistorjev sta določena z:

$$I_{D1} = \frac{U_{Bat1}^+}{4R_1}, \quad (183)$$

$$I_{D2} = \frac{-U_{Bat1}^-}{4R_1}$$

Če sta baterijski napetosti enaki je razlika tokov I_{D1} in I_{D2} enaka nič. Sledi, da je $i_b = 0$.

Če se u_1 poveča se zmanjša I_{D1} za:

$$\Delta I_{D1} = -\frac{u_1}{4R_1}, \quad (184)$$

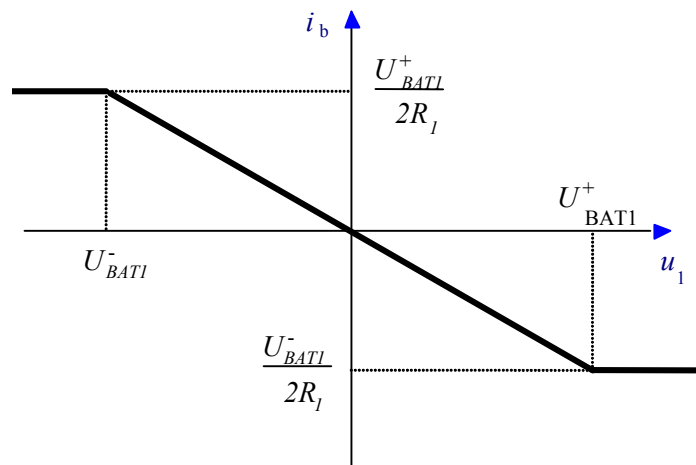
I_{D2} pa se za enako vrednost poveča:

$$\Delta I_{D2} = \frac{u_1}{4R_1}. \quad (185)$$

Skozi breme steče tok:

$$\begin{aligned} i_b &= \Delta I_{D1} - \Delta I_{D2} \\ &= -\frac{1}{2R_1} u_1. \end{aligned} \quad (186)$$

Prenosno funkcijo vezja prikazuje slika:



Slika 5.24: Prenosna funkcija bipolarnega napetostno tokovnega pretvornika.

V kolikor želimo, da je **uporabno območje vhodnih napetosti** $U_{bat1}^+ \geq u_1 \geq U_{bat1}^-$ mora biti napetost na vrati tranzistorjev JFET večja od U_{bat1}^+ oz. manjša od U_{bat1}^- za **pragovno napetost** U_p FET tranzistorjev. Zato moramo OPA napajati z $|U_{bat2}|$, ki je večja od $|U_{bat1}|$.

5.4 Tokovno krmiljeni tokovni viri

Tokovno krmiljeni tokovni vir je označen s tem, da je izhodni signal bremenski tok, i_b , ki je predvsem določen z vhodnim, krmilnim tokom i_1 . Splošni zapis vezja v četverpolni obliki je podan s h modelom:

$$\begin{aligned} u_1 &= h_{11}i_1 + h_{12}u_2 \\ i_2 &= h_{21}i_1 + h_{22}u_2 \end{aligned} \quad (187)$$

Pri tem so parametri h :

- h_{11} je vhodna upornost

$$h_{11} = \left. \frac{u_1}{i_1} \right|_{u_2=0} = r_{vh} ,$$

- h_{12} je koeficient napetostne povratne vezave,

$$h_{12} = \left. \frac{u_1}{u_2} \right|_{i_1=0} = \beta_u ,$$

- h_{21} je tokovni ojačevalni faktor

$$h_{21} = \left. \frac{i_2}{i_1} \right|_{u_2=0} = -a_i ,$$

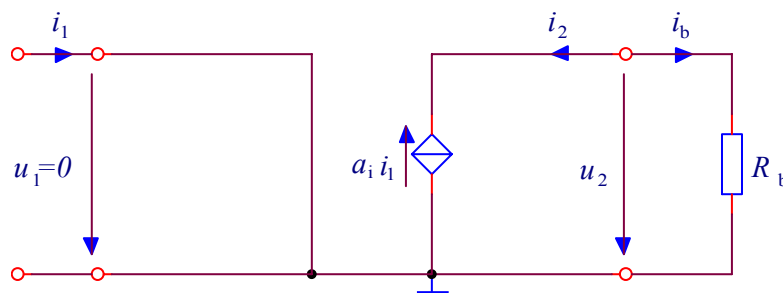
- h_{22} izhodna prevodnost

$$h_{22} = \left. \frac{i_2}{u_2} \right|_{i_1=0} = \frac{1}{r_{izh}} .$$

Pri idealnem vezju je vhodni krmilni signal samo tok i_1 , napetost na vhodnih sponkah u_1 je enaka nič, vhodna upornost je enaka nič $r_{vh} = 0$. Tok v breme $i_b = -i_2$ je odvisen samo od vhodnega toka in je neodvisen od izhodne napetosti, ker je izhodna upornost vira neskončno velika:

$$i_b = -i_2 = a_i i_1 . \quad (188)$$

Ustrezni model vezja prikazuje slika:

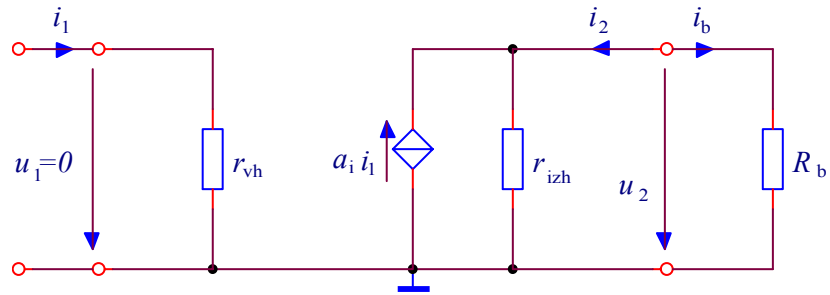


Slika 5.25: Model idealnega tokovno krmiljenega tokovnega vira.

S praktičnim vezjem se idealnim lastnostim približamo bolj ali manj dobro. Običajno lahko zanemarimo le koeficient napetostne povratne vezave $\beta_u = 0$. Splošna oblika realnega TKTP je sedaj:

$$\begin{aligned} u_1 &= r_{vh} i_1 \\ i_b &= a_i u_1 - \frac{1}{r_{izh}} u_2 , \end{aligned} \quad (189)$$

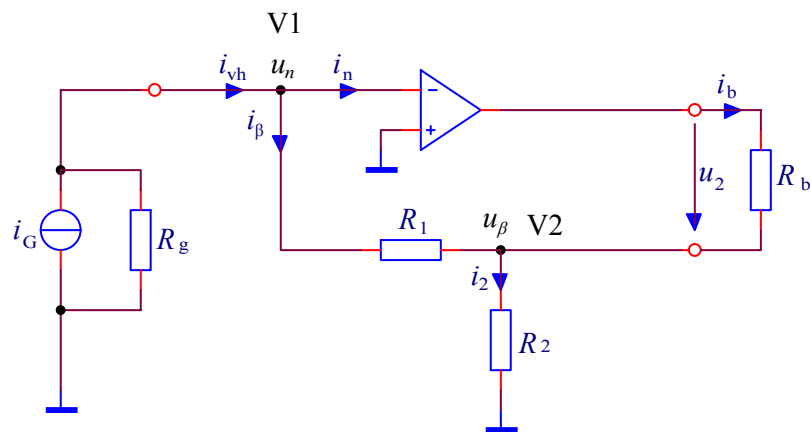
in njegovo nadomestno vezje:



Slika 5.26: Model realnega tokovno krmiljenega tokovnega vira.

5.4.1 Tokovni ojačevalnik

Tokovno krmiljeni tokovni vir ali tokovni ojačevalnik izvedemo tudi s klasično tokovno-tokovno negativno povratno vezavo v vezju z operacijskim ojačevalnikom. Vezje prikazuje slika:



Slika 5.27: Tokovni ojačevalnik.

Zapišimo vozliščni enačbi za vozlišči V1 in V2:

$$\begin{aligned} i_{vh} - i_n - i_\beta &= 0 \\ i_\beta + i_b - i_2 &= 0 \end{aligned} \quad (190)$$

V kolikor je $i_n = 0$ je $i_{vh} = i_\beta$ in je:

$$\begin{aligned} i_{vh} &= i_\beta \\ i_b &= \frac{u_\beta}{R_2} - i_{vh} \end{aligned} \quad (191)$$

Zaradi virtualne ničle $u_n = 0$ je:

$$u_\beta = -i_{vh} R_1, \quad (192)$$

in sledi **prenosna karakteristika** vezja:

$$i_b = -i_{vh} \left(\frac{R_1}{R_2} + 1 \right). \quad (193)$$

VAJA

5.5 Negativni impedančni pretvorniki

Negativni impedančni pretvorniki so vezja, ki omogočajo pretvorbo običajne impedance v njeno negativno vrednost. Omejimo se na negativno upornost.

Negativno upornost potrebujemo v oscilatorjih, v posebnih primerih načrtovanja napetostnih virov za zmanjšanje ali kompenzacijo notranje upornosti, za kompenzacijo upornosti dolgih linij, po katerih prenašamo signale, ter v posebnih aktivnih vezjih, ki tudi potrebujejo negativno upornost.



Slika 5.28: Prikaz razmer na pozitivni in negativni upornosti.

Negativna upornost je pri dvopolnih elementih prisotna v statični karakteristiki elementa (tunelska dioda, tiristor) pri četverpolnih vezjih pa v dinamični karakteristiki vezja. Ker je negativna upornost povezana z generiranjem energije oziroma zmožnostjo pretvorbe enosmerne energije v izmenično, je področje z negativno upornostjo pri dvopolnih in četverpolnih vezjih omejeno.

Z aktivnimi vezji v četverpolni obliki lahko izvedemo dve vrsti negativnih impedančnih pretvornikov:

- napetostne negativne impedančne pretvornike (UNIC vezja), kjer dosežemo spremembo smeri napetosti med vhodnimi in izhodnimi sponkami brez vpliva na smer tokov, in
- tokovne negativne impedančne pretvornike (INIC vezja), pri katerih dosežemo spremembo smeri tokov na vhodnih ali izhodnih sponkah in ne vplivajo na smer napetosti.

5.5.1 Tokovni negativni impedančni pretvornik

Tokovni negativni impedančni pretvorniki so enostavnejše izvedbe kot napetostni. Pri opisu vezja izhajamo iz splošne četverpolne oblike s T verižnimi parametri:

$$\begin{aligned} u_1 &= Au_2 - Bi_2 \\ i_1 &= Cu_2 - Di_2 \end{aligned} \quad (194)$$

Verižni parametri so:

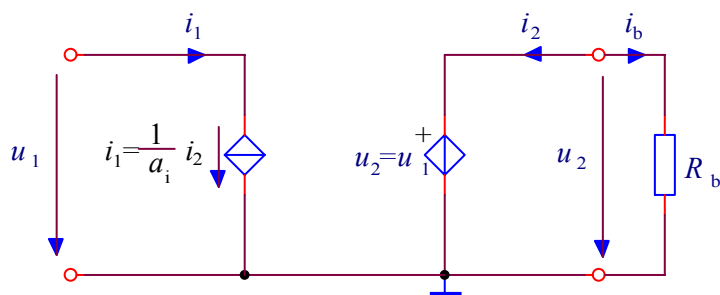
- A je brezdimenzijska napetostna prenosna funkcija, $h_{11} = \frac{u_1}{u_2} \Big|_{i_2=0}$,
- B je kratkostična prenosna impedanca, $B = \frac{u_1}{i_2} \Big|_{u_2=0}$,
- C je prenosna admitanca odprtih spenk, $C = \frac{i_1}{u_2} \Big|_{i_2=0}$,
- D je brezdimenzijska tokovna prenosna funkcija, $D = \frac{i_1}{i_2} \Big|_{u_2=0}$.

Pri idealnem negativnem tokovnem impedančnem pretvorniku sta vrednosti parametrov B in C enaki nič, $B = C = 0$, parameter A je enak enici, $A = 1$, parameter D pa je enak $D = -1/a_i$, kjer je z a_i označen tokovni ojačevalni koeficient, ki ima pozitivno vrednost, $a_i > 0$.

Za idealni negativni tokovni impedančni pretvornik sledi:

$$\begin{aligned} u_1 &= u_2 \\ i_1 &= \frac{1}{a_i} i_2 \end{aligned} \quad (195)$$

Nadomestno vezje idealnega tokovnega negativnega impedančnega pretvornika prikazuje slika:



Slika 5.29: Nadomestno vezje idealnega tokovnega negativnega impedančnega pretvornika.

Če upoštevamo, da je

$$\begin{aligned} u_2 &= i_b R_b \quad \text{in} \\ i_b &= -i_2, \end{aligned} \quad (196)$$

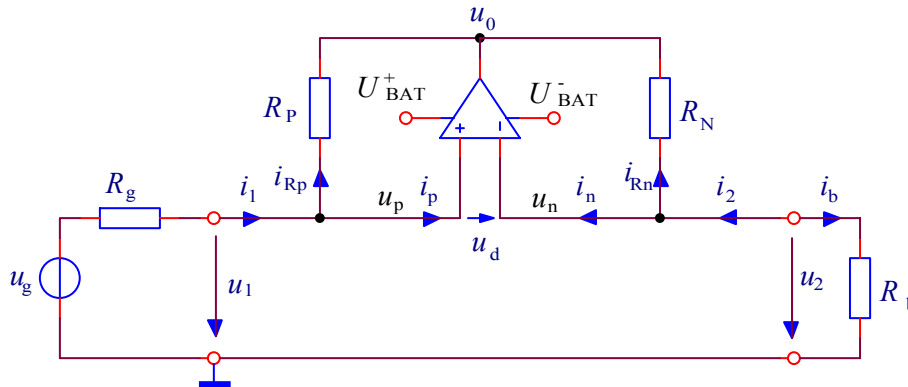
je

$$i_2 = -\frac{u_2}{R_b} \quad (197)$$

in

$$i_1 = -\frac{u_1}{R_b}. \quad (198)$$

Primer izvedbe negativnega impedančnega pretvornika prikazuje slika:



Slika 5.30: Vežje tokovnega negativnega impedančnega pretvornika

Vsebuje **pozitivno povratno vezavo** preko upornosti R_p in **negativno povratno vezavo** preko upornosti R_n .

Pri analizi vezja praviloma upoštevamo poenostavljen, idealen model operacijskega ojačevalnika, ko velja:

$$\begin{aligned} u_d &= 0 && \text{ker gre } A_0 \rightarrow \infty \\ i_p &= i_n = 0 && \text{ker gre } R_{vh} \rightarrow \infty \end{aligned} \quad (199)$$

Na vhodu naj bo priključena napetost u_1 . Ker deluje operacijski ojačevalnik v linearnem režimu je $u_d = 0$ in je:

$$u_1 = u_2. \quad (200)$$

Poglejmo še tokovne razmere:

$$\begin{aligned} i_{Rp} &= i_1 \\ &= \frac{u_1 - u_0}{R_p} \\ &= \frac{u_2 - u_0}{R_p} \end{aligned} \quad (201)$$

Zapišimo še u_0 , če je $i_p = 0$:

$$u_0 = u_2 + i_b R_n. \quad (202)$$

Vstavimo v (201) in zapišemo i_1 z:

$$i_1 = -\frac{R_N}{R_p} i_b. \quad (203)$$

Z razmerjem R_N/R_p je določen recipročna vrednost koeficienta a_i .

Če sta upornosti R_N in R_p enaki $R_N = R_p = R$ sledi:

$$i_1 = -i_b. \quad (204)$$

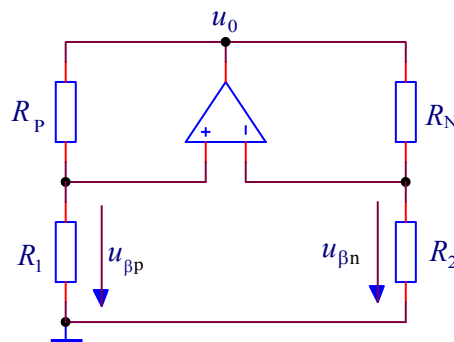
Ker pozitivna napetost u_1 pomeni tudi pozitivno napetost u_2 to pomeni, da bo v vezje tekel tok i_1 , ki je negativen in določen z vrednostjo i_b .

5.5.1.1 Stabilnost vezja

Vezje bo normalno delovalo kot pretvornik, kadar bo stabilno oz. bo negativna povratna vezava prevladala na pozitivno. Če z β_n označimo faktor negativne povratne vezave in z β_p faktor pozitivne povratne vezave mora biti za stabilno delovanje izpolnjen pogoj:

$$\beta_n > \beta_p. \quad (205)$$

To pomeni, da bo signal negativne povratne vezave $u_{\beta n}$ večji od signala pozitivne povratne vezave $u_{\beta p}$. Za analizo stabilnosti uporabimo izmenični model vezja na sliki 5.30:



Slika 5.31: Vezava INIC vezja za analizo stabilnosti.

Ker je:

$$\beta_n = \frac{R_1}{R_1 + R_N} \quad \text{in} \quad (206)$$

$$\beta_p = \frac{R_2}{R_2 + R_p}$$

mora za pogoj $\beta_n > \beta_p$ veljati:

$$\frac{R_2}{R_1} > \frac{R_N}{R_p} \quad \text{oz.} \quad (207)$$

$$a_i R_2 > R_1.$$

Stabilnost vezja je določena smo z razmerjem uporov in ni odvisna od amplitude vhodnega signala. Če je $a_i = 1$ je pogoj, da je vezje stabilno:

$$R_2 > R_1. \quad (208)$$

Vezje negativnega impedančnega pretvornika je simetrično zasnovano in lahko **vhod in izhod vezja brez škode zamenjamo**. Delovanje vezja se zaradi tega ne spremeni. Upoštevati moramo le na novo nastale stabilnostne pogoje. To pomeni, da bomo imeli stabilne razmere, če bomo:

- neinvertirajoči vhod krmilili z virom, ki je napetostnega značaja, ko je

$$R_1 = R_g < R_b \frac{R_p}{R_N} \quad \text{in je } R_b = R_2, \quad \text{in} \quad (209)$$

- invertirajoči vhod krmilili z virom, ki je tokovnega značaja, ko je

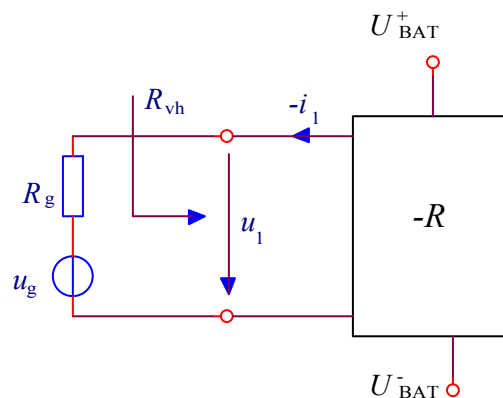
$$R_2 = R_g > R_b \frac{R_N}{R_p} \quad \text{in je } R_b = R_1. \quad (210)$$

Kadar pogoj za stabilno delovanje ni izpolnjen, dobimo regenerativno vezje, v katerem prevladuje pozitivna povratna vezava, in operacijski ojačevalnik pride v eno ali drugo stanje zasičenja.

5.5.2 Primeri uporabe negativnih impedančnih pretvornikov

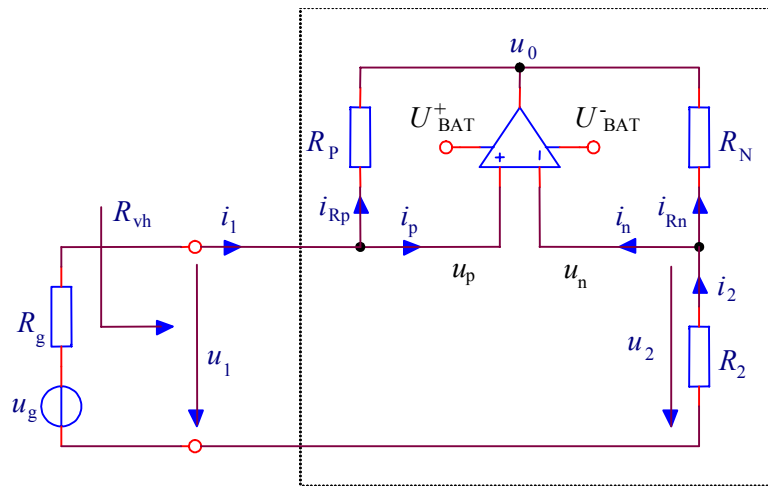
5.5.2.1 Dvopolno vezje z negativno upornostjo

Osnovno vezje z negativno upornostjo prikazuje slika:



Slika 5.32: Dvopolno vezje z negativno upornostjo.

Praktično vezje z negativnim impedančnim pretvornikom prikazuje slika:



Slika 5.33: Praktično dvopolno vezje z negativno upornostjo.

Vezje je prikazano na sliki 5.33 in je praktično enako tistemu na sliki 5.30. Pri tem smo uporabili krmiljenje z vhodno napetostjo u_1 oz. R_g zadošča pogoju $R_g < R_2$. Če sta upora R_P in R_N enaka, $R_P = R_N = R$, je:

$$\begin{aligned}
 i_1 &= -i_b \\
 &= -\frac{u_2}{R_2} \\
 &= -\frac{u_1}{R_1}
 \end{aligned} \tag{211}$$

in sledi, da je vhodna upornost:

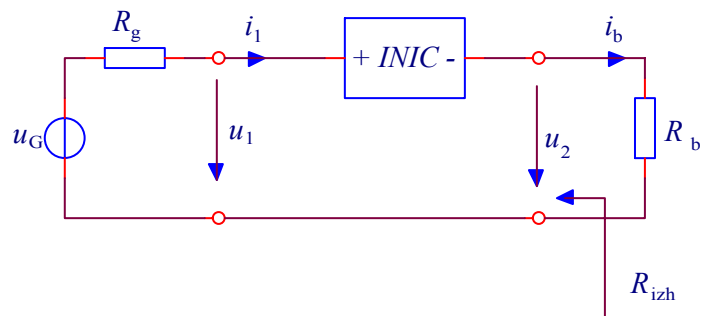
$$\begin{aligned}
 R_{vh} &= \frac{u_1}{i_1} \\
 &= -R_2
 \end{aligned} \tag{212}$$

Enačba velja le v linearnem področju delovanja operacijskega ojačevalnika.

$$U_{sat}^+ \beta_n > u_1 > U_{sat}^- \beta_n \tag{213}$$

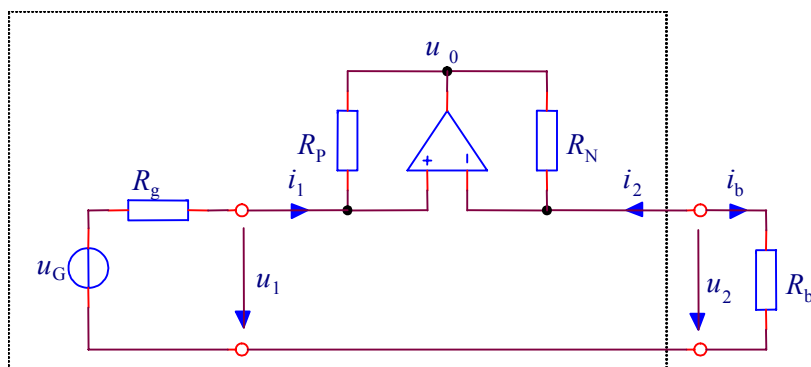
5.5.2.2 Napetostni vir z negativno notranjo upornostjo

Z negativnim impedančnim pretvornikom lahko izvedemo napetostni vir z negativno notranjo upornostjo:



Slika 5.34: Napetostni vir z negativno notranjo upornostjo z INIC vezjem.

Realno vezje z INIC prikazuje slika:



Slika 5.35: Napetostni vir z negativno notranjo upornostjo.

Napetost u_1 je določena z:

$$u_1 = u_G - i_1 R_g \quad (214)$$

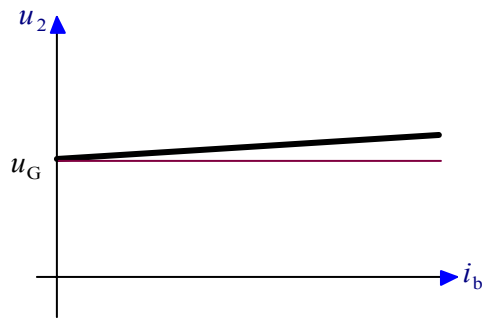
Z upoštevanjem napetostnega pogoja $u_1 = u_2$ in tokovnega pogoja

$$i_1 = -\frac{R_N}{R_p} i_b \quad (215)$$

sledi:

$$u_2 = u_G + i_b R_g \frac{R_N}{R_p} \quad (216)$$

Izhodna napetost tako dopoljenega napajalnika z **obremenitvijo narašča**, kot prikazuje slika:



Slika 5.36: Izhodna napetost napetostnega napajalnika z negativno upornostjo v odvisnosti od obremenitve.

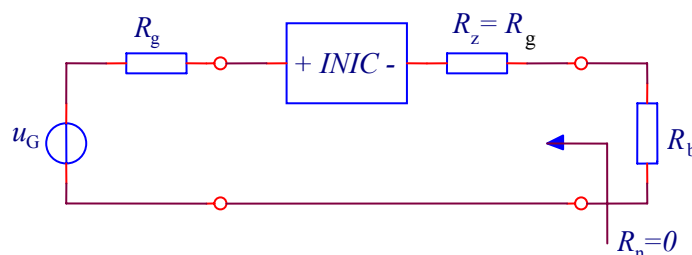
Sledi, da ima vezje negativno upornost, ki jo izrazimo s pomočjo osnovne definicije za izhodno upornost četrverpolnega vezja in z upoštevanjem $i_b = -i_2$:

$$R_{izh} = \left. \frac{\Delta u_2}{\Delta i_2} \right|_{\Delta u_G = 0} = -R_g \frac{R_N}{R_P} \quad (217)$$

Vezje negativnega impedančnega pretvornika je priključeno tako, da je stabilnost zagotovljena pri pogoju $R_b > R_g$. Ob upoštevanju pogoja stabilnosti lahko negativno notranjo upornost napetostnega vira povečamo še z dodatnim uporom R_1 , ki ga vežemo zaporedno z R_g . Napetostni vir z negativno notranjo upornostjo uporabljamo pri **kompensaciji upornosti dolgih linij**. Dosežemo lahko celo, da bo na koncu takšne linije prisotna **napetost z ničelno notranjo upornostjo**.

Idealni napetostni vir

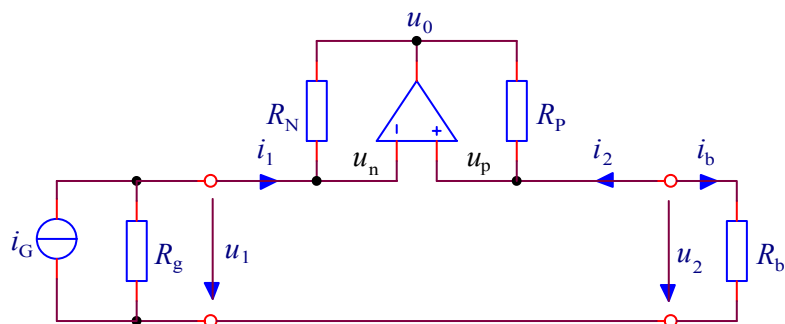
Zmanjšanje negativne izhodne upornosti dosežemo z dodatno zaporedno upornostjo R_z , ki jo vežemo v izhodni tokokrog napajalnika pred bremenom. Pri izbiri $R_z = R_g$ lahko tudi povsem kompenziramo negativno notranjo upornost in tako poskrbimo za idealni napetostni vir z $R_n = 0 \Omega$. Model takšne izvedbe kaže slika:



Slika 5.37: Model idealnega napetostnega napajalnika.

5.5.2.3 Tokovni vir z negativno notranjo upornostjo

Tokovni vir z negativno notranjo upornostjo bomo dobili s **priključitvijo vhodnega vira na invertirajoči priključek negativnega impedančnega pretvornika** in s priključitvijo bremena na neinvertirajoči priključek. Vezje prikazuje slika:



Slika 5.38: Tokovni vir z negativno notranjo upornostjo.

Glede na vezje napetostnega vira z negativno notranjo upornostjo sta zamenjana invertirajoči in neinvertirajoči priključek operacijskega ojačevalnika.

Da bo vezje INIC stabilno mora veljati:

$$R_b < R_g. \quad (218)$$

Vezje bo normalno delovalo tudi v primeru kratkega stika na izhodu.

Tokovni vir i_G z notranjo upornostjo R_g pretvorimo v napetostnega z napetostjo $u_G = i_G R_g$ in notranjo upornostjo R_g . Izrazimo vhodno napetost:

$$u_1 = i_G R_g - i_1 R_g. \quad (219)$$

Upoštevajmo, da je:

$$i_1 = -i_b \frac{R_P}{R_N}, \quad (220)$$

in iz (219) sledi:

$$u_1 = \left(i_G + i_b \frac{R_P}{R_N} \right) R_g. \quad (221)$$

Upoštevajmo, da je $u_2 = u_1$ in izrazimo i_b :

$$i_b = \frac{R_N}{R_P R_g} (u_2 - i_G R_g). \quad (222)$$

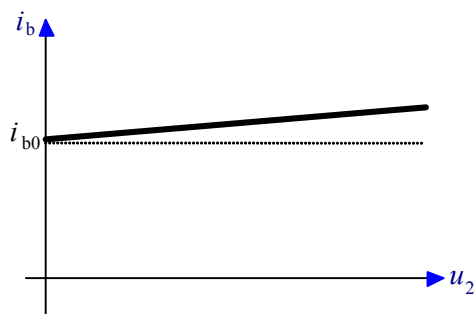
Iz (222) lahko določimo kratkostični bremenski tok i_{b0} , ki bo tekkel na izhodu, ko je $u_2 = 0$ oz. $R_b = 0 \Omega$:

$$\begin{aligned} i_{b0} &= -\frac{R_N}{R_P} i_G \\ &= -\frac{R_N}{R_P R_g} u_G \end{aligned} \quad (223)$$

Sedaj lahko (222) zapišemo tudi drugače:

$$i_b = i_{b0} + \frac{R_N}{R_p R_g} u_2. \quad (224)$$

Iz enačbe sledi, da bo izhodni tok i_b naraščal z naraščanjem $u_2 > 0$ in bo večji od kratkostičnega toka i_{b0} . **Torej se z razbremenitvijo vezja tok poveča.** Odvisnost izhodnega toka i_b od napetosti u_2 prikazuje slika:



Slika 5.39: Izhodne razmere pri tokovnem viru z negativno notranjo upornostjo.

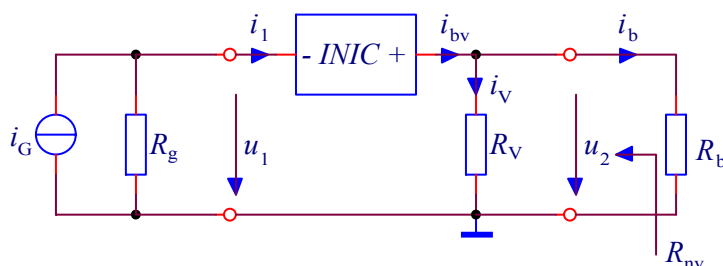
Izhodno upornost tokovnega vira z negativno upornostjo dobimo podobno kot pri napetostnem viru z negativno notranjo upornostjo. Glede na definicijo sledi iz (222):

$$R_{izh} = \left. \frac{\Delta u_2}{\Delta i_2} \right|_{\Delta i_G = 0} = -R_g \frac{R_p}{R_N} \quad (225)$$

Idealni tokovni vir

Tokovni vir z neskončno veliko notranjo upornostjo dobimo tedaj, če **obremenimo izhod tokovnega vira** z negativno notranjo upornostjo z **vzporedno vezano upornostjo** R_V , s katero kompenziramo notranjo negativno upornost. **S tem postane bremenski tok neodvisen od obremenitve vezja oziroma od spremembe izhodne napetosti u_2 .**

Idealni tokovni vir prikazuje slika:



Slika 5.40: Idealni tokovni vir.

Dejanski bremenski tok je sedaj:

$$\begin{aligned}
 i_b &= i_{b_v} - i_v \\
 &= i_{b_0} + \frac{R_N}{R_g R_p} u_2 - \frac{u_2}{R_v}
 \end{aligned}
 \tag{226}$$

Izhodna upornost vira je enaka neskončno, v kolikor izhodni tok oz. tok skozi breme i_b ni odvisen od izhodne napetosti u_2 . Iz (226) sledi, da mora R_v biti:

$$R_v = R_g \frac{R_p}{R_N}. \tag{227}$$

Takrat je izhodni tok konstanten in ima vrednost:

$$i_b = i_{b_0} = -\frac{R_N}{R_p} i_G. \tag{228}$$

5.5.3 Žirator

Žirator je vezje, ki omogoča pretvorbo **poljubne impedance v njeno dualno obliko** ali **inverzno vrednost**. To pomeni spremembo upornosti **R** v **vrednost 1/R** oziroma spremembo **kapacitivnosti C** v **induktivnost L**. Posebej pomembni so prav zaradi pretvorbe kapacitivnosti v induktivnost. Z njimi enostavno izvedemo velike induktivnosti, z vrednostmi tudi do 1000 H in z majhnimi izgubami.

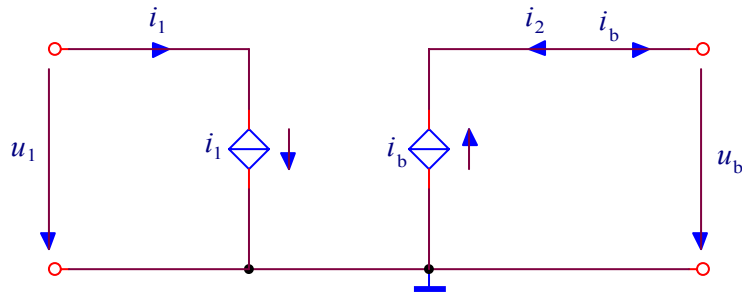
S pomočjo žiratorjev lahko izdelamo **visokokvalitetne nihajne kroge** in **selektivna pasovna sita**. **Slaba stran** tako izvedenih tuljav je le v tem, da imajo **omejeno napetostno področje delovanja**, ki ga določa aktivno področje negativnega impedančnega pretvornika oziroma operacijskega ojačevalnika. **To področje je praktično omejeno z velikostjo napajalne napetosti** in napetosti zasičenja operacijskega ojačevalnika.

Pri opisu vezja izhajamo iz splošne četverpolne oblike z y parametri, od katere pa v idealnih razmerah ostaneta le enačbi

$$i_1 = \frac{1}{R_z} u_2 \quad \text{in} \tag{229}$$

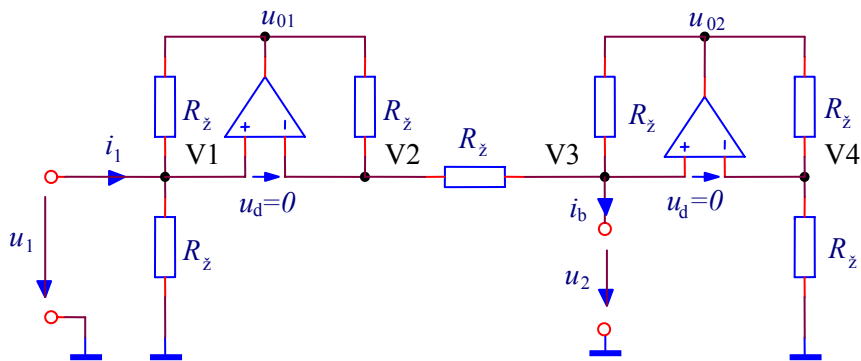
$$i_2 = -\frac{1}{R_z} u_1, \tag{230}$$

pri tem je R_z žiratorjeva upornost. Ker sta vhodni in izhodni tok sorazmerna izhodni in vhodni napetosti, izvedemo žirator z dnema napetostno krmiljenima tokovnima viroma. Nadomestno vezje idealnega žiratorja prikazuje slika:



Slika 5.41: Nadomestno vezje idealnega žiratorja.

Praktično izvedbo žiratorja z dvema INIC vezjema prikazuje slika:



Slika 5.42: Izvedba žiratorja z dvema INIC vezjema.

Za določitev prenosne funkcije vezja zapišimo vozliščne enačbe:

$$V1 \quad \frac{u_{o1} - u_1}{R_z} + i_1 - \frac{u_1}{R_z} = 0, \quad (231)$$

$$V2 \quad \frac{u_{o1} - u_1}{R_z} + \frac{u_2 - u_1}{R_z} = 0, \quad (232)$$

$$V3 \quad \frac{u_{o2} - u_2}{R_z} + \frac{u_1 - u_2}{R_z} - i_b = 0, \quad (233)$$

$$V4 \quad \frac{u_{o2} - u_2}{R_z} - \frac{u_2}{R_z} = 0. \quad (234)$$

Z izločitvijo u_{o1} in u_{o2} dobimo izraza

$$i_1 = \frac{u_2}{R_z} \quad \text{in} \quad (235)$$

$$i_b = \frac{u_1}{R_z}, \quad (236)$$

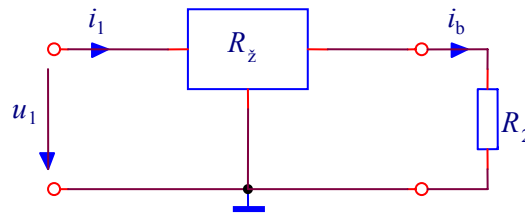
ki se ujemata z (229).

5.5.3.1 Primeri uporabe žiratorjev

Najbolj preprosta uporaba žiratorja je **uporovni pretvornik**, ki omogoča pretvorbo znane upornosti v invertirano vrednost. **Najbolj zanimiva** uporaba žiratorja je **pretvorba kapacitivnosti v induktivnost**.

Uporovni pretvornik

Če na izhodne sponke priključimo upor R_2 , dobimo vezje, ki ga v simbolični obliki kaže slika:



Slika 5.43: Uporovni pretvornik.

Za izhodne sponke velja zveza:

$$i_b = \frac{u_2}{R_2}. \quad (237)$$

Zgornjo enačbo vstavimo v (230) in sledi:

$$u_1 = i_b R_z = \frac{u_2}{R_2} R_z. \quad (238)$$

Iz (235) upoštevajmo, da je $u_2 = R_z i_1$ in vstavimo v (238). Sledi:

$$u_1 = \frac{i_1 R_z}{R_2} R_z. \quad (239)$$

S tem smo dobili enačbo, ki omogoča **določitev vhodne upornosti**, ki je

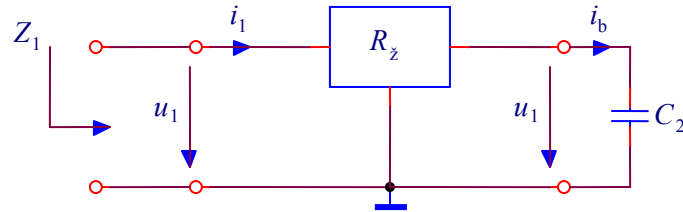
$$\begin{aligned} R_{vh} &= \frac{u_1}{i_1} \\ &= \frac{R_z^2}{R_2} \end{aligned} \quad (240)$$

Vhodna upornost vezja je **proporcionalna invertirani vrednosti R_2** .

Opisani postopek velja tudi, če na izhod priključimo splošno impedanco $Z_2(j\omega)$.

Induktivni pretvornik

Namesto R_2 na priključimo kondenzator C_2 , kot kaže slika:



Slika 5.44: Induktivni pretvornik.

Impedanca na vhodnih sponkah ima sedaj induktiven značaj.

Pri

$$Z_2(j\omega) = \frac{1}{j\omega C_2} \quad (241)$$

bo

$$i_b = u_2 j\omega C_2 \quad (242)$$

Ker je $i_b = u_1/R_z$ in $i_1 = u_2/R_z$ sledi:

$$u_1 = R_z i_1 R_z j\omega C_2. \quad (243)$$

Vhodna impedanca je sedaj:

$$Z(j\omega) = R_z^2 j\omega C_2, \quad (244)$$

in ima induktivni značaj. Induktivnost na vhodnih sponkah je določena z:

$$L = R_z^2 C_2. \quad (245)$$

S pomočjo žiratorja lahko dosežemo tudi velike induktivnosti z majhnimi izgubami.

VAJE:

6 Aktivna električna sita

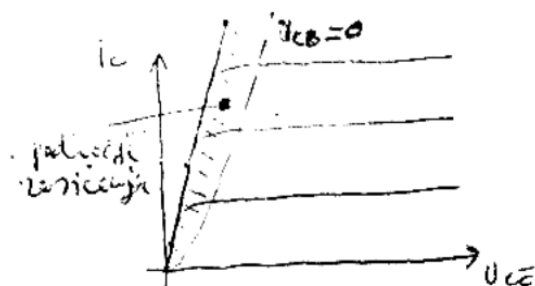
Gradivo na listu.

VAJE:

7 Preklopna vezja

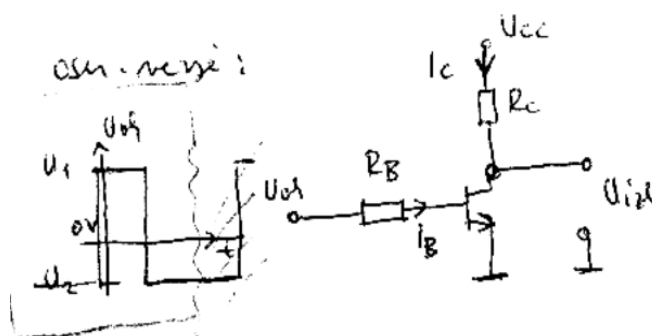
7.1 Preklopni časi stikala s tranzistorjem BJT

Tranzistor obravnavamo kot stikalni element, ko ga krmilimo iz enega stanja (OFF-zapora) v drugo (ON-zasičenje) in obratno. Pri tem želimo, da je prehod čez aktivno področje čim hitrejši. V področju zasičenja sta oba pn stika BE in BC prevodno polarizirana. Razmere v izhodni karakteristiki tranzistorja $i_C(u_{CE})$ prikazuje slika:



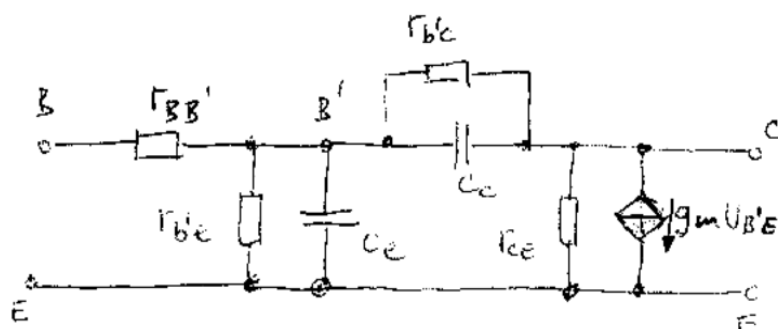
Slika 7.1: Področje zasičenja omejuje navidezna krivulja $u_{CB} = 0$ V.

Osnovno vezje stikala z tranzistorjem BJT in obliko vhodnega-krmilnega signala prikazuje slika:



Slika 7.2: Osnovno vezje stikala s tranzistorjem BJT.

Preklop izhodne napetosti ni trenuten. Za analizo preklopnih časov uporabljamo visokofrekvenčni π model tranzistorja v orientaciji s skupnim E kot ga prikazuje slika:



Slika 7.3: Visokofrekvenčni π model tranzistorja BJT v orientaciji skupni E.

Pri tem predstavlja:

$r_{b'b}$ upornost med zunanjim priključkom baze do aktivnega področja, ki ni fizično dosegljiv
 $r_{b'b} = h_{ie} - r_{b'e}$ (tipična vrednost: 10 - 100 Ω)

g_m strmina

$$g_m = \frac{h_{fe}}{1 + h_{fe}} \frac{I_E}{\eta U_T} \approx \frac{I_E}{25mV} = 40I_C = \frac{h_{fe}}{h_{ie}} = \frac{1}{r_E} . \quad (246)$$

$$\eta = 1$$

$r_{b'e}$ dinamična upornost pn spoja med bazo in emitorjem (tipična vrednost: 1 k Ω)

$$r_{b'e} = \frac{1}{g_{b'e}} = \frac{h_{fe}}{g_m} \approx h_{ie} . \quad (247)$$

$r_{b'c}$ upornost kot posledica Earlyevega efekta (tipična vrednost: 4 M Ω)

$$r_{b'c} = \frac{r_{b'e}}{h_{re}} . \quad (248)$$

r_{ce} dinamična upornost med C in E tranzistorja določena s strmini izhodnih karakteristik CE (tipična vrednost: 82 k Ω)

$$g_{ce} = \frac{1}{r_{ce}} = h_{oe} - (1 + h_{fe})g_{b'c} . \quad (249)$$

C_C kapacitivnost kolektorskega spoja (tipična vrednost: 1 pF)

$$C_c = C_{b'c} = C_{ob} \quad \text{pri} \quad I_E = 0 . \quad (250)$$

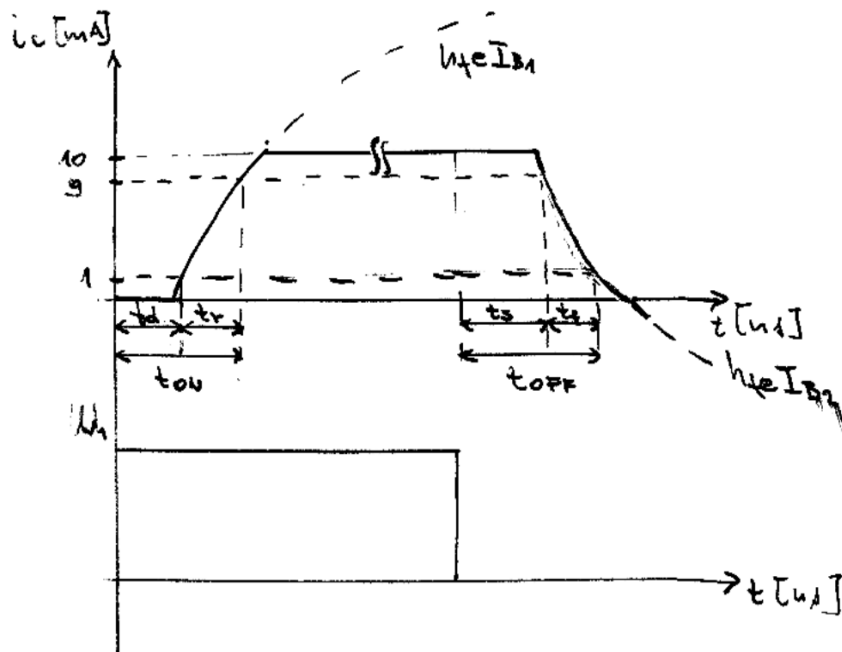
C_E je lahko spojna kapacitivnost, ko je pn spoj BE zaporno polariziran (C_{TE}) in je lahko difuzijska kapacitivnost, kadar je pn spoj BE prevodno polariziran (C_{DE} , tipična vrednost: 50 pF)

$$C_{DE} \approx \frac{g_m}{2\pi f_T} . \quad (251)$$

Preklopni časi stikala z BJT so definirani glede na časovni potek vhodne napetosti in kolektorskega toka. Časovni potek vhodne napetosti in toka I_C prikazuje slika 7.4.

Pri tem so:

$t_d = t_{d1} + t_{d2} +$	čas zakasnitve vzpona
t_r	čas naraščanja, čas vzpona
$t_{ON} = t_d + t_r$	vklopni čas, čas vklopa
$t_s = t_{s1} + t_{s2}$	čas zaradi kopičenja naboja
t_f	čas upadanja
$t_{OFF} = t_s + t_f$	izklopni čas, čas izklopa



Slika 7.4: Časovni potek toka I_C in vhodne napetosti.

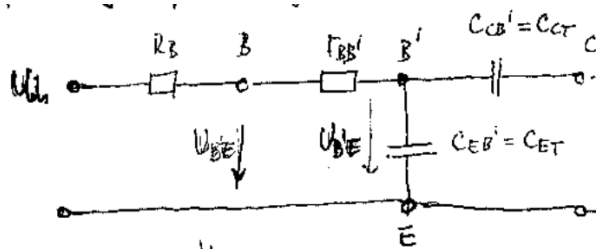
Določitev časa zakasnitve t_d

Čas zakasnitve pogojujejo trije časi:

1. t_{d1} je čas, ki je potreben, da tranzistor privedemo iz zapore na rob prevajanja. Čas potreben za polnjenje kapacitivnosti C_E in C_C .
2. t_{d2} je čas preleta manjšinskih nosilcev preko področja baze.
3. t_{d3} čas do trenutka, ko kolektorski tok doseže 10 % nazivne vrednosti (toka zasičenja I_{CS}).

Določitev t_{d1}

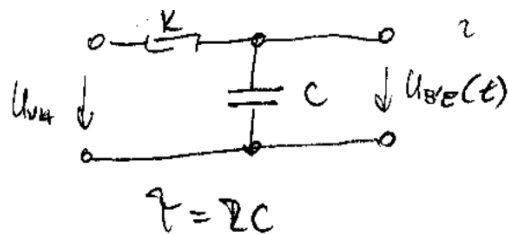
Pred prihodom pozitivnega napetostnega impulza u_1 je tranzistor zaprt zaradi negativne napetosti na bazi. pn stika BE in BC sta zaporno polarizirana. Za tranzistor uporabimo π nadomestno vezje, ki je za zaporno področje močno poenostavljeno in narišemo nadomestno vezje stikala z BJT na sliki 7.3 z:



Slika 7.5: Nadomestno vezje stikala z BJT ko je tranzistor zaprt.

Parazitni kapacitivnosti sta spojni kapacitivnosti (C_{CT} in C_{ET}), saj sta oba pn stika BE in BC zaporno polarizirana. Ker je C_{CT} majhna kapacitivnost bo ob spremembi napetosti na bazi stekel razmeroma majhen tok preko C_{CT} in se napetost na kolektorju ne bo bistveno

spreminjala. Zato smo poenostavili nadomestno vezje in nismo upoštevali še upora R_C . Nadomestno vezje lahko sedaj poenostavimo na enostaven RC člen kot to prikazuje slika:



Slika 7.6: Vezje za določitev časovne konstante τ_D .

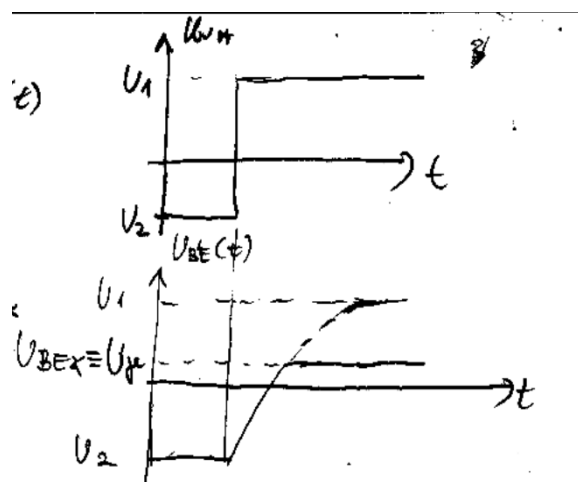
Časovna konstanta s katero se spreminja napetost u_{BE} je:

$$\begin{aligned} \tau_D &= RC \\ &= (R_B + r_{bb})(C_{ET} + C_{CT}). \\ &\approx R_B(C_{ET} + C_{CT}) \end{aligned} \quad (252)$$

Spojni kapacitivnosti sta odvisni od velikosti zapornih napetosti u_{EB} in u_{CB} . Dejansko je spojna kapacitivnost obratno-sorazmerna kvadratnemu korenu vrednosti zaporne napetosti, kot sledi:

$$C_{ET} = f\left(\frac{1}{\sqrt{u_{EB}}}\right). \quad (253)$$

Po prihodu pozitivnega impulza pa tranzistor ne odpre hipoma, ampak se mora najprej sprazniti naboj emitorskega pn stika tako, da postane prevodno polariziran. Približni časovni potek napetosti na u_{BE} prikazuje slika:



Slika 7.7: Časovni potek napetosti na u_{BE} .

Napetost spoja BE na meji med zaporo in prevajanjem bomo označili z U_{BEK} oz. U_{γ} . Čas v katerem napetost na bazi naraste iz U_2 do napetosti praga prevajanja U_{γ} označimo s t_{d1} in izračunamo po enačbi:

$$t_{d1} = \tau_D \ln \left(\frac{U_2 - U_1}{U_2 - U_\gamma} \right). \quad (254)$$

Določitev t_{d2}

Za čas preleta velja izkustvena enačba:

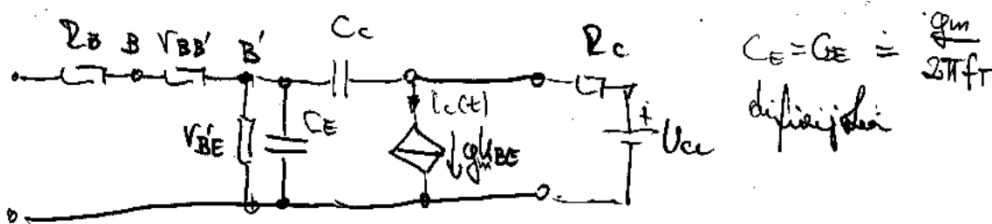
$$t_{d2} = \frac{1}{3\omega_i}. \quad (255)$$

Določitev t_{d3}

Tranzistor prehaja v aktivno področje. V bazo teče tok:

$$I_{B1} = \frac{U_2 - U_\gamma}{R_B}. \quad (256)$$

Časovni potek kolektorskega toka $i_C(t)$ določimo s pomočjo nadomestnega vezja:

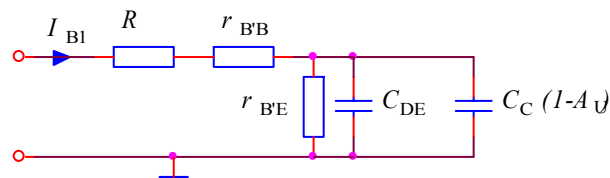


Slika 7.8: Nadomestno vezje stikala z BJT ko je tranzistor v aktivnem področju.

Pri tem je C_E difuzijska kapacitivnost in velja:

$$C_E = C_{DE} \approx \frac{g_m}{2\pi f_T}. \quad (257)$$

Kapacitivnost C_C po Millerjevem teoremu preslikamo na vhod kot prikazuje slika:



Slika 7.9: Določitev časovne konstante τ_R .

Časovno konstanto naraščanja toka $i_B(t)$ in s tem tudi $i_C(t)$ določimo z:

$$\tau_R = RC. \quad (258)$$

Pri tem je

$$\begin{aligned}
R &= r_{B'E} \parallel (R_B + r_{B'B}) \\
&\approx r_{B'E} \\
&\approx h_{ie}
\end{aligned} \tag{259}$$

in

$$\begin{aligned}
C &= C_{DE} + C_C(1 - A_u) \\
&\approx \frac{g_m}{\omega_t} + C_C \frac{R_C}{r_E} \\
&= \frac{1}{\omega_t r_E} + C_C \frac{R_C}{r_E} \\
&= \frac{1}{r_E} \left(\frac{1}{\omega_t} + R_C C_C \right)
\end{aligned} \tag{260}$$

Sledi, da je τ_R :

$$\begin{aligned}
\tau_R &= \frac{h_{ie}}{r_E} \left(\frac{1}{\omega_t} + C_C R_C \right) \\
&= h_{fe} \left(\frac{1}{\omega_t} + C_C R_C \right)
\end{aligned} \tag{261}$$

Odvisnost toka $i_C(t)$ lahko zapišemo sedaj z:

$$i_C(t) = h_{FE} I_{B1} \left(1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau_R}\right) \right) \tag{262}$$

Pri tem je h_{FE} tokovni ojačevalni faktor za velike signale in velja:

$$h_{FE} < h_{fe} \tag{263}$$

Sedaj lahko določimo t_{d3} z:

$$\begin{aligned}
t_{d3} &= t_{10\%} \\
&= \tau_R \ln \left(\frac{h_{FE} I_{B1}}{h_{FE} I_{B1} - 0,1 I_{CS}} \right) \\
&= \tau_R \ln \left(\frac{N_1}{N_1 - 0,1} \right)
\end{aligned} \tag{264}$$

pri tem sta I_{CS} kolektorski tok zasičenja definiran z:

$$I_{CS} = \frac{U_{BAT} - U_{CES}}{R_C} \tag{265}$$

in N_1 faktor prekrmljenja ob vklopu, ki je definiran z:

$$N_1 = \frac{h_{FE} I_{B1}}{I_{CS}} \quad (266)$$

Določitev časa vklopa t_r

Za določitev t_r velja enako nadomestno vezja kot za določitev t_{d3} . Na osnovi enačbe 262 zapišemo sedaj:

$$\begin{aligned} t_r &= t_{90\%} - t_{10\%} \\ &= \tau_R \left(\ln \left(\frac{h_{FE} I_{B1}}{h_{FE} I_{B1} - 0,9 I_{CS}} \right) - \ln \left(\frac{h_{FE} I_{B1}}{h_{FE} I_{B1} - 0,1 I_{CS}} \right) \right) \\ &= \tau_R \ln \left(\frac{h_{FE} I_{B1} - 0,1 I_{CS}}{h_{FE} I_{B1} - 0,9 I_{CS}} \right) \\ &= \tau_R \ln \left(\frac{N_1 - 0,1}{N_1 - 0,9} \right) \end{aligned} \quad (267)$$

Določitev časa zaradi kopičenja naboja t_s

Pri vklopu smo tranzistor pognali v zasičenje. V področju baze se je nakopičil naboj, ki ga moramo sedaj sprazniti iz baze. Po izklopu vhodnega impulza nam ta odvečni naboj še nekaj časa vzdržuje kolektorski tok na maksimumu. Ločimo dva časa zaradi kopičenja naboja.

1. t_{s1} čas odvajanja naboja iz baze
2. t_{s2} čas v katerem izhodni impulz upade iz 100 % na 90 %.

Določitev časa t_{s1}

Podajmo le končno enačbo:

$$t_s = \tau_s \ln \left(\frac{I_{B2} - I_{B1}}{I_{B2} - I_{BA}} \right). \quad (268)$$

Pri tem je I_{B2} tok v bazo ob izklopu podan z:

$$I_{B2} = \frac{U_2 - U_{BES}}{R_B}, \quad (269)$$

I_{BA} je bazni tok, ki privede tranzistor na mejo zasičenja definiran z:

$$I_{BA} = \frac{I_{CS}}{h_{FE}}, \quad (270)$$

ter τ_s je srednja vrednost časa življenja nosilcev v področju baze, ko je tranzistor v zasičenju. Za stikalne tranzistorje je to kataloški podatek. Približno pa lahko τ_s ocenimo tudi iz ω_T po enačbi:

$$\tau_S \approx \frac{h_{FE}}{\omega_T}. \quad (271)$$

Določitev časa t_{s2}

Tranzistor se sedaj nahaja v aktivnem področju, tako da čas t_{s2} izračunamo podobno kot t_{d3} . Nadomestno vezje je enako, razlikujejo se le robni pogoji. To so začetne, končne in napetosti v trenutku opazovanja. Analogno glede na (264) zapišemo:

$$\begin{aligned} t_{s2} &= t_{100\%} - t_{90\%} \\ &= \tau_F \ln \left(\frac{h_{FE} I_{B2} - I_{CS}}{h_{FE} I_{B2} - 0,9 I_{CS}} \right) \\ &= \tau_F \ln \left(\frac{N_2 - 1}{N_2 - 0,9} \right) \end{aligned} \quad (272)$$

Pri tem je časovna konstanta ob izklopu τ_F enaka časovni konstanti ob vklopu τ_R in N_2 je faktor izkrmiljenja ob izklopu definiran z:

$$N_2 = \frac{h_{FE} I_{B2}}{I_{CS}}. \quad (273)$$

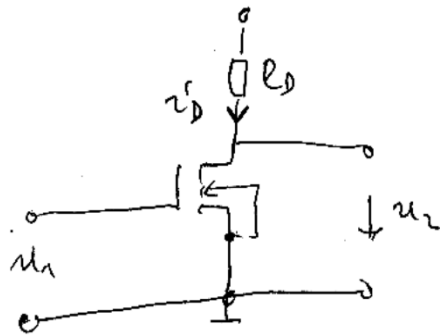
Določitev časa upadanja t_f

Glede na to da se tranzistor še zmeraj nahaja v aktivnem področju sledi:

$$\begin{aligned} t_f &= t_{90\%} - t_{10\%} \\ &= \tau_r \ln \left(\frac{h_{FE} I_{B2} - I_{CS}}{h_{FE} I_{B2} - 0,1 I_{CS}} \right) - \tau_r \ln \left(\frac{h_{FE} I_{B2} - I_{CS}}{h_{FE} I_{B2} - 0,9 I_{CS}} \right) \\ &= \tau_r \ln \left(\frac{h_{FE} I_{B2} - 0,9 I_{CS}}{h_{FE} I_{B2} - 0,1 I_{CS}} \right) \\ &= \tau_r \ln \left(\frac{N_2 - 0,9}{N_2 - 0,1} \right) \end{aligned} \quad (274)$$

7.2 Preklopni časi stikala s tranzistorjem FET

Pri tranzistorju FET teče tok zaradi večinskih nosilcev. Časovno dogajanje je v glavnem odvisno od časov, ki so potrebni za polnjenje in praznjenje parazitnih kapacitivnosti samega elementa. Osnovno vezje stikala z MOS tranzistorjem oz. MOS inverter prikazuje slika:



Slika 7.10: Osnovno vezje stikala z MOS tranzistorjem oz. MOS inverter.

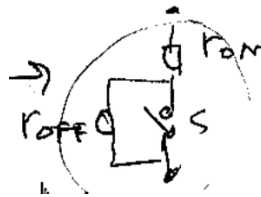
Za razliko od tranzistorja BJT so impedance npr. GD ali GS mnogo večje. Prav tako z MOS tranzistorjem praviloma dosegamo za razred manjše strmine g_m ($\sim 10\times$). Zato so za isto ojačenje potrebne za razred večje bremenske upornosti ($\sim 10\times$). Pri tem je napetostno ojačenje definirano po enačbi:

$$A_u = -g_m R_{NAD}. \quad (275)$$

Ojačenje namreč določa strmino preklopa oz. strmino preklopne karakteristike v delu, ki ustreza delovanju tranzistorja v aktivnem področju.

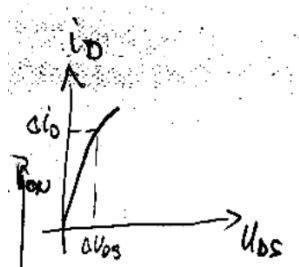
Za oceno preklopnih časov razmere močno poenostavimo, kar pomeni:

- upoštevali bomo le eno koncentrirano parazitno kapacitivnost. Slednja bo zajemala tako parazitne kapacitivnosti tranzistorja kot kapacitivnost bremena.
- upornost R_D je konstantna.
- MOS tranzistor bomo predstavili z modelom stikala z vklopno in izklopno upornostjo, kot to prikazuje slika:



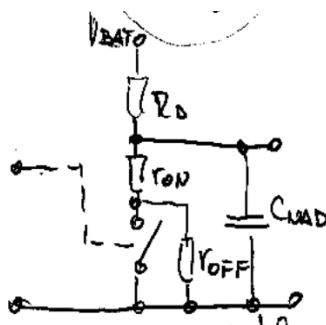
Slika 7.11: Model MOS tranzistorja kot stikalo.

Pri tem predstavlja r_{OFF} izklopno upornost, ki je zelo visoka, idealno $r_{OFF} \rightarrow \infty$ in r_{ON} je vklopna upornost oz. upornost prevodnega kanala med D in S ko je tranzistor MOS v linearnem področju. Upornost r_{ON} določa strmina karakteristik $i_D(u_{DS})$ v linearnem področju, kot to prikazuje slika:



Slika 7.12: Določitev upornosti r_{ON} MOS tranzistorja.

Nadomestno vezje stikala s tranzistorjem MOS oz. MOS inverterja sedaj narišemo kot prikazuje slika:

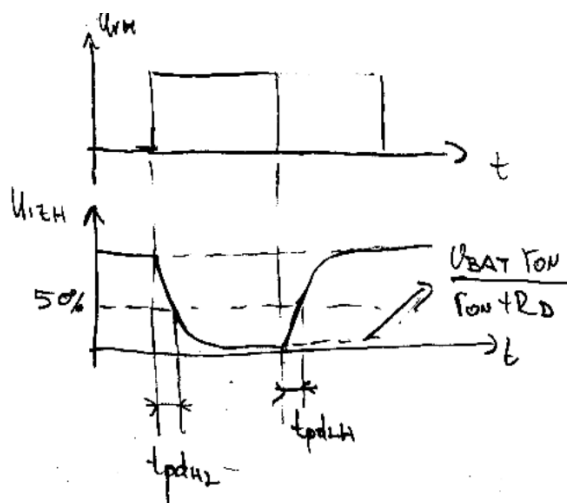


Slika 7.13: Nadomestno vezje stikala s tranzistorjem MOS oz. MOS inverterja.

Iz vezja na sliki lahko določimo časovni konstanti naraščanja in upadanja izhodne napetosti ob vklopu in izklopu stikala.

$$\begin{aligned} \tau_{vkl} &= R_D \parallel r_{ON} C_{NAD} \approx r_{ON} C_{NAD} \\ \tau_{izkl} &= R_D \parallel r_{OFF} C_{NAD} \approx R_D C_{NAD} \end{aligned} \quad (276)$$

Približen časovni potek napetosti ob vklopu in izklopu prikazuje slika:



Slika 7.14: Časovna poteka napetosti na vhodu in izhodu ob vklopu in izklopu stikala s tranzistorjem MOS.

Pri tem sta z t_{PDHL} in t_{PDLH} označena **časa logične zakasnitve** signala iz vhoda na izhod vezja za primer prehoda signala na izhodu iz visokega na nizki napetostni nivo in obratno iz nizkega na visoki napetostni nivo. Za logična vezja predstavlja nizek napetostni nivo območje napetosti ki ustrezajo logični ničli in visok napetostni nivo območje napetosti, ki ustrezajo logični enici. Omenjeno velja kadar imamo opravka s pozitivno logiko.

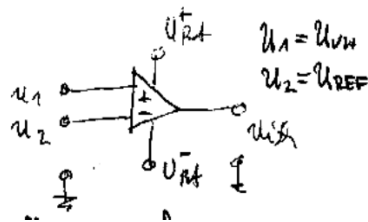
V preteklosti so bili časi logične zakasnitve MOS vrat reda 100 ns predvsem na račun manjše strmine MOS tranzistorjev, kar je omogočala 7-5 μm tehnologija. Z manjšanjem dimenzij (tehnologija 0,13 μm in 0,09 μm) so se tudi časi logične zakasnitve zmanjšali. Dandanes dosegajo red 1ns do 0,1 ns.

VAJE

8 Generiranje in oblikovanje signalov

8.1 Primerjalnik (komparator)

Primerjalnik je analogno stikalo, ki preklopi iz enega napetostnega nivoja (L-low) na drug napetostni nivo (H-high), ko gre vhodni signal, ki je zvezna spremenljivka skozi referenčni nivo. Grafični simbol za primerjalnik je enak tistemu za operacijski ojačevalnik.

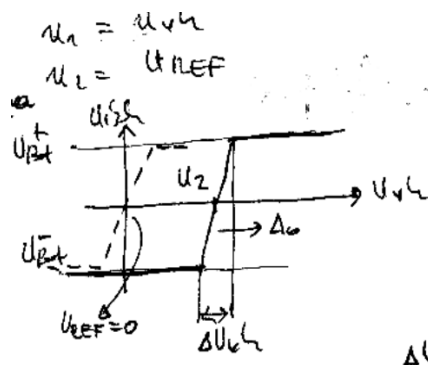


Slika 8.1: Simbol za primerjalnik.

Pri tem sta vhoda u_1 in u_2 uporabljena za primerjano in primerjalno napetost. Za razliko od operacijskega ojačevalnika se primerjalnik uporablja v vezjih brez povratne vezave in mora biti stabilen le v področjih "+" in "-" zasičenja. OPA mora biti stabilen v linearnem področju. Iz omenjenega razloga primerjalnik nima vgrajenega dominantnega pola, ki zagotavlja stabilnost v linearnem področju.

Preklopna karakteristika primerjalnika

Preklopno karakteristiko primerjalnika za dva primera primerjalne napetosti U_{REF} prikazuje slika:



Slika 8.2: Preklopna karakteristika primerjalnika.

Točka preklopa je določena z vrednostjo primerjalne napetosti U_{REF} . Strmina preklopne karakteristike v okolici točke preklopa je končna in je določena z ojačenjem primerjalnika A_0 .

Za primer, ko velja:

$A_0 = 10^6$, $U_{BAT}^+ = 5\text{ V}$ in $U_{BAT}^- = -5\text{ V}$ je potrebna sprememba vhodne napetosti, da izhod preklopi iz "-" v "+" zasičenje enaka:

$$\Delta U_{VH} = \frac{\Delta U_{IZH}}{A_0} = \frac{10}{10^6} = 10 \mu V . \quad (277)$$

Časovna odvisnost izhodne napetosti, časovni odziv

Hitrost preklopa izhodne napetosti je odvisna od hitrosti preklopa vhodne napetosti, kot tudi od faktorja SR. SR je parameter posameznega komparatorja in določa preklopni čas t_{pk} .

Na primer, za primerjalnik s $SR = 1.000V/\mu s$ je preklopni čas potreben za prekop izhodne napetosti iz 0 na 5 V enak:

$$\begin{aligned} t_{pk} &= \frac{\Delta U_{IZH}}{SR} \\ &= \frac{5}{1.000} \mu s . \\ &= 5 ns \end{aligned} \quad (278)$$

Skupni čas preklopa primerjalnika, je odvisen tako od t_{pk} , kot od končne strmine naraščanja vhodne napetosti:

$$t_p = f(t_{pk}, t_{\Delta u}) . \quad (279)$$

Pri tem je:

- $t_{\Delta u}$ čas, ki je potreben za prehod skozi napetostni prag $\Delta U = \Delta U_{VH}$ in
- t_{pk} je odvisnost od preklopnega časa komparatorja.

Dejansko je t_p geometrijska vsota časov $t_{\Delta u}$ in t_{pk} tako, da velja:

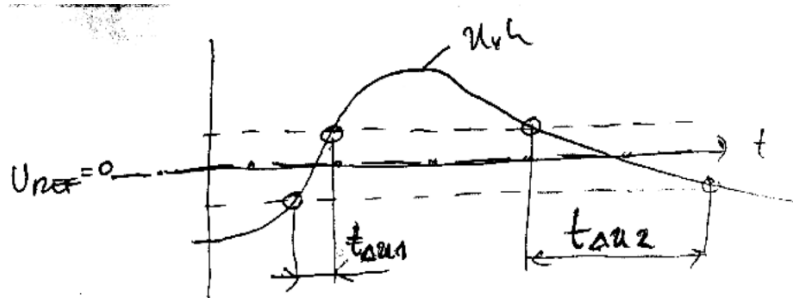
$$t_p = \sqrt{t_{pk}^2 + t_{\Delta u}^2} . \quad (280)$$

Hitre preklope s lahko torej dosežemo z:

- čim manjšo ΔU_{VH} , kar je možno doseči na dva načina: z velikim ojačenjem A_0 in manjšo napajalno napetostjo,
- čim hitrejši primerjalnik, torej primerjalnik z velikim faktorjem SR in
- uporabimo regenerativni primerjalnik, ki je predmet razlage v naslednjem poglavju.

PRIMER:

Na razpolago imamo primerjalnik z naslednjimi s podatki: $SR = 500 V/\mu s$ ali $t_{pk} = 10 ns$ pri $\Delta u = 5V$ in $t_{\Delta u1} = 10 ns$ ter $t_{\Delta u2} = 100 ns$. Časovni potek vhodne napetosti prikazuje slika.



Slika 8.3: Časovni potek vhodne napetosti primerjalnika.

Izračunajte preklopna časa t_{p1} in t_{p2} .

Rešitev:

$$\begin{aligned}
 t_{p1} &= \sqrt{t_{pk}^2 + t_{\Delta u1}^2} \\
 &= \sqrt{10^2 + 10^2} \mu s . \\
 &= 14,14 \mu s
 \end{aligned}
 \tag{281}$$

$$\begin{aligned}
 t_{p2} &= \sqrt{t_{pk}^2 + t_{\Delta u2}^2} \\
 &= \sqrt{10^2 + 100^2} \mu s . \\
 &= 100,5 \mu s
 \end{aligned}
 \tag{282}$$

V primeru t_{p2} vidimo, da je odločilnega pomena hitrost spremembe ΔU .

8.2 Regenerativni komparator - schmittovo preklopno vezje

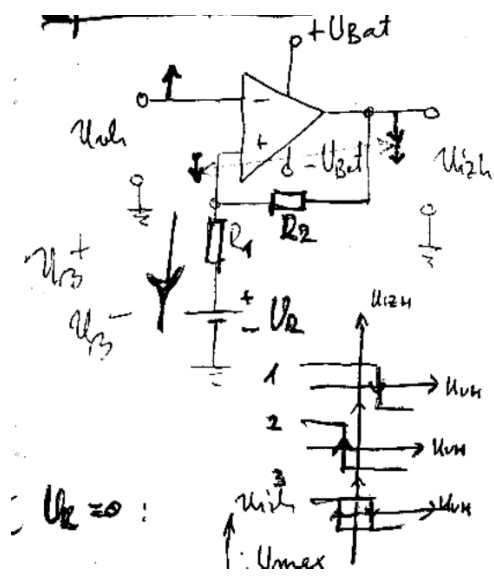
Schmittovo preklopno vezje ali regenerativni komparator uporabljamo za oblikovanje impulzov. Imenujemo ga tudi vezje s histerezo. Bistveni razliki med komparatorjem in schmittovim preklopnim vezjem sta:

- čas preklopa schmittovega preklopnega vezja ni odvisen od oblike oz. hitrosti naraščanja vhodnega signala preko pragovnega nivoja, pač pa samo od lastnosti uporabljenega ojačevalnega elementa
- Schmittovo preklopno vezje ima dve preklopni točki (je vezje s histerezo) medtem ko ima komparator le eno.

Glede na to ali kot vhod uporabljamo invertirajoči ali neinvertirajoči vhod OPA ločimo

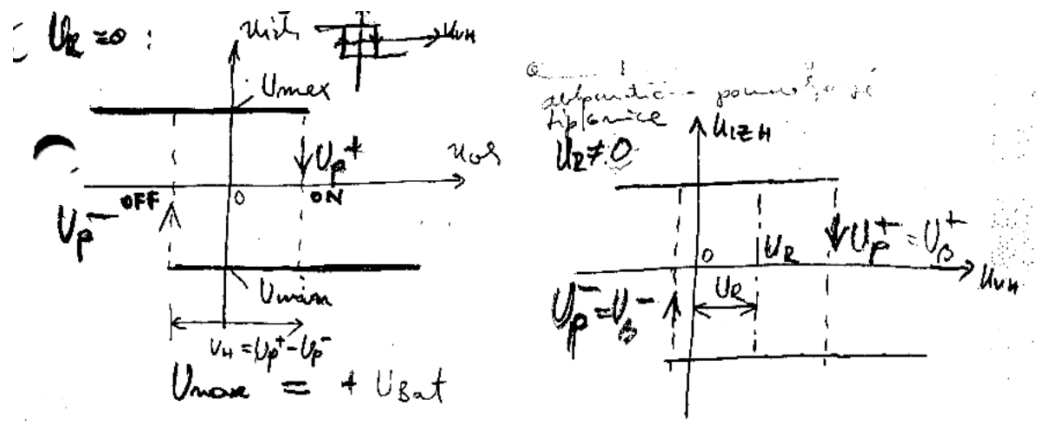
- invertirajoče in
- neinvertirajoče schmittovo preklopno vezje.

Enostavno invertirajoče schmittovo preklopno vezje prikazuje slika:



Slika 8.4: Invertirajoče schmittovo preklopno vezje.

Njegovi preklopni karakteristiki za primera, ko je $U_R = 0$ in $U_R > 0$ prikazuje slika:



Slika 8.5: Preklopna karakteristika invertirajočega schmittovega preklopnega vezja.

Predpostavimo, da je izhod OPA v nasičenju "+", kar pomeni da je $u_d > 0$ in $u_\beta^+ > u_{vh}$. Napetost u_β^+ je določena z napetostjo nasičenja, uporoma R_1 in R_2 ter U_R . Ko u_{vh} doseže u_β^+ oz. je malenkost večja od u_β^+ prične zaradi velikega ojačenja OPA, napetost u_{izh} padati. Posledično se zmanjša u_β^+ in je u_d še bolj negativna. Zaradi tega še hitreje pade u_{izh} in posledično tudi u_β^+ . Preklop je hipen in se zgodi se pri napetosti $u_{vh} = u_p^+ = u_\beta^+$. Po preklopu je OPA v nasičenju "-", saj je $u_d < 0$. Analogno sledi razlaga za preklop iz nasičenja "-" k nasičenju "+" pri vhodni napetosti $u_{vh} = u_p^- = u_\beta^-$, le da je začetno vrednost izhodne napetosti sedaj napetost zasičenja "-". Zato $u_\beta^+ \neq u_\beta^-$ in tudi preklopni napetosti nista pri enakih vhodnih napetostih. Glede na omenjeno sledi, da sta preklopni napetosti:

$$U_p^+ = U_R + \frac{U_{sat}^+ - U_R}{R_1 + R_2} R_1$$

$$= \frac{U_{sat}^+ R_1 - U_R R_2}{R_1 + R_2}$$
(283)

$$U_p^- = U_R + \frac{U_{sat}^- - U_R}{R_1 + R_2} R_1$$

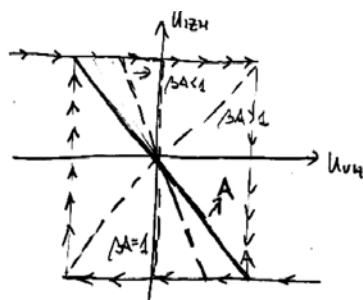
$$= \frac{U_{sat}^- R_1 - U_R R_2}{R_1 + R_2}$$
(284)

in histerezna napetost je

$$U_H = U_p^+ - U_p^-$$

$$= \frac{R_1}{R_1 + R_2} (U_{sat}^+ - U_{sat}^-)$$
(285)

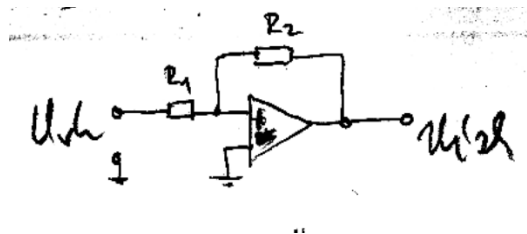
Če vezje opazujemo, kot vezje s povratno vezavo lahko rečemo, da je to vezje s pozitivno povratno vezavo in ojačenjem odprte zanke večjim od ena. Slika 24 prikazuje odvisnost preklopne karakteristike od ojačenja odprte zanke T .



pri $\beta A = 1$ je $A_s \rightarrow \infty$
 pri $\beta A < 1$ upr. $A_s = \frac{A}{1 - \beta A} = 2A$
 neklon je bolj strm
 pri $\beta A > 1$ upr. $A_s = \frac{A}{1 - \beta A} = -A$
 neklon je pozitiven

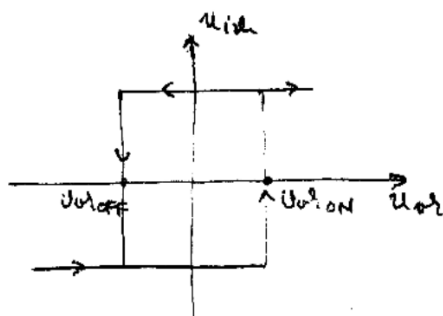
Slika 8.6: Odvisnost preklopne karakteristike schmittovega preklopnega vezja od ojačenja odprte zanke.

Neinvertirajoče vezje pa prikazuje slika:



Slika 8.7: Neinvertirajoče schmittovo preklopno vezje.

Preklopno karakteristiko prikazuje slika:



Slika 8.8: Preklopna karakteristika neinvertirajočega schmittovega preklopnega vezja.

Pri tem so:

- U_{vhON} preklopna napetost za vklop

$$U_{vhON} = -\frac{R_1}{R_2} U_{sat}^- \quad (286)$$

- U_{vhOFF} preklopna napetost za izklop

$$U_{vhOFF} = -\frac{R_1}{R_2} U_{sat}^+ \quad (287)$$

- U_H napetost histereza

$$U_{vhOFF} = -\frac{R_1}{R_2} (U_{sat}^+ - U_{sat}^-) \quad (288)$$

Časovna odvisnost izhodne napetosti, časovni odziv

Preklopni čas regenerativnega komparatorja je odvisen samo preklopnega časa t_{pk} ojačevalnika in nič od strmine naraščanja vhodne napetosti.

$$\begin{aligned} t_p &= f(t_{pk}, 0) \\ &= t_{pk} \end{aligned} \quad (289)$$

Slednjega pa določa faktor SR OPA enako kot pri primerjalniku.

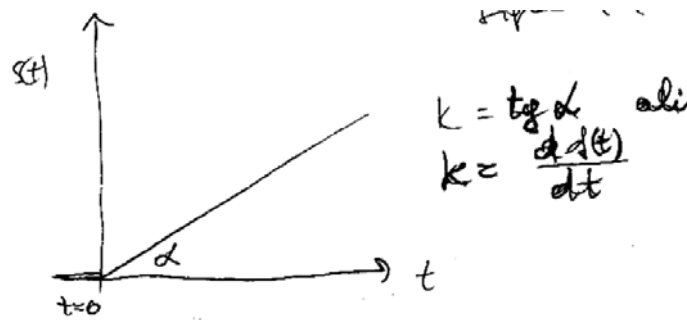
VAJA

8.3 Viri linearnih signalov

Viri linearnih signalov so vezja, naprave, ki generirajo signale katerih napetost ali tok se linearno spreminja od časa:

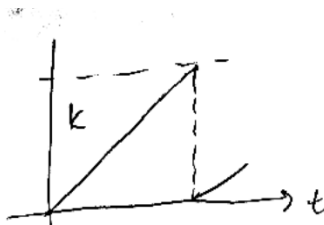
$$s(t) = kt \quad (290)$$

Pri tem je k parameter, ki določa obliko signala (naklon).

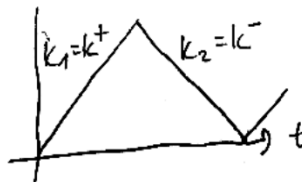


Slika 8.9: Linearno naraščajoči signal.

Teoretično narašča $s(t)$ proti neskončno ko gre t proti neskončno. V praksi pa je amplituda omejena oz. imamo opravka s signalom žagaste ali trikotne oblike kot prikazujeta sliki:



Slika 8.10: Signal žagaste oblike.



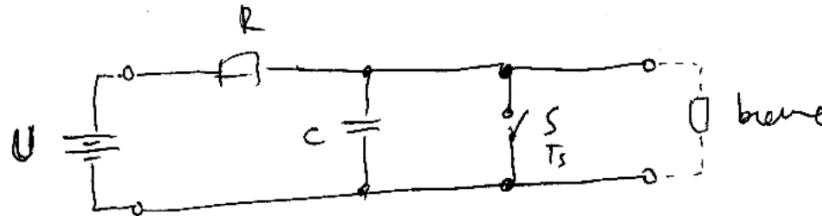
Slika 8.11: Signal trikotne oblike.

8.3.1 Generiranje linearnih signalov

Osnova pri generatorjih linearnih signalov je eksponencialna rast napetosti na kondenzatorju. Ločimo tri možnosti generiranja linearnega signala

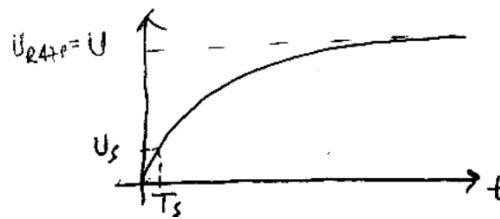
1. Polnjenje kondenzatorja iz vira konstantne napetosti U preko upora R .

Osnovno vezje prikazuje slika:



Slika 8.12: Enostavno vezje generiranja linearno naraščajoče napetosti.

Stikalo S omogoča oblikovanje zelene izhodne linearne napetosti, ki je le del eksponencialno naraščajoče napetosti, kot to prikazuje slika:



Slika 8.13: Eksponentno naraščajoča izhodna napetost.

Enačba, ki opisuje časovni potek napetosti na kondenzatorju je:

$$\begin{aligned} u_{izh}(t) &= U \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}} \right) \\ &= U \left(1 - \left(1 - \frac{t}{RC} + \frac{t^2}{2(RC)^2} + \frac{t^3}{3(RC)^3} + \dots \right) \right) \quad (291) \\ &\approx \frac{U}{RC} t \end{aligned}$$

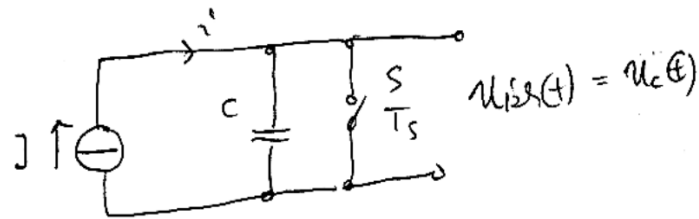
V kolikor opazujemo napetost pri dovolj majhnem času $t = T_S$ lahko prestale člene zaporedja v (291) zanemarimo oz. je potek približno linearen.

2. Polnjenje kondenzatorja iz vira konstantne toka.

Vir konstantnega toka je lahko:

- primarni vir (redkeje): fotocelica, senzorji radioaktivnega sevanja.
- sekundarni viri so umetno napravljeni viri z BJT, FET, s tokovnim zrcalom.

Osnovno vezje za generiranje linearnih signalov s tokovnim virom prikazuje slika:



Slika 8.14: Osnovno vezje za generiranje linearnih signalov s tokovnim virom.

Enačba, ki opisuje časovni potek napetosti na kondenzatorju je:

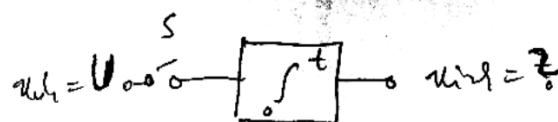
$$\begin{aligned}
 u_c(t) &= \frac{1}{C} \int i(t) dt \\
 &= \frac{1}{C} \int I dt \\
 &= \frac{I}{C} t
 \end{aligned}
 \tag{292}$$

Pri konstantnem toku I bo napetost linearno naraščala, kot to prikazuje slika:



Slika 8.15: Linearno naraščajoča izhodna napetost.

3. Uporaba integratorja
Principialno vezje prikazuje slika:



Slika 8.16: Vir linearnega signala z uporabo integratorja.

Stikalo S omogoča oblikovanje vhodne napetosti. Izhodna napetost u_{izh} je integral vhodne napetosti, kar zapišemo z:

$$\begin{aligned}
 u_{izh}(t) &= \int_0^t u_{vh}(t) dt \\
 &= \int_0^t U dt \\
 &= Ut
 \end{aligned}
 \tag{293}$$

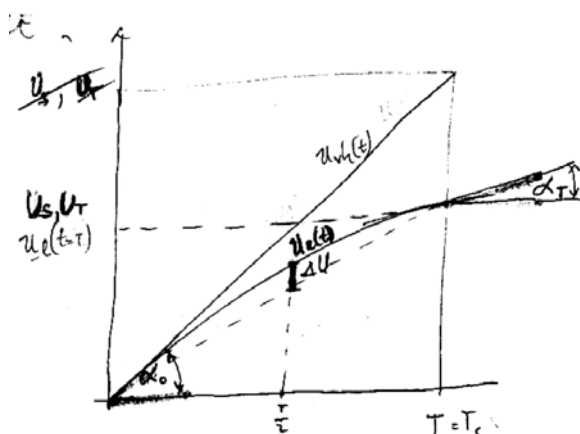
V kolikor je vhodna napetost U konstantna je izhodna napetost linearno narašča s časom t .

8.3.2 Meritev odstopanja od linearne napetosti

Odstopanje od linearne napetosti lahko definiramo z naslednjimi pogreški:

- pogrešek strmine (poznani v napravah, kjer strmina napetosti določa neko drugo veličino npr. linearna časovna baza pri osciloskopu, ...),
- pogrešek razmika,
- pogrešek prenosa (za oceno popačen pri prenosu linearne signala preko vezja, komunikacijskega kanala, ...).

Pogreške bomo definirali na osnovi pričakovanega $u_{vh}(t)$ in dejanskega $u_1(t)$ poteka napetosti.



Slika 8.17: Pričakovani in dejanski potek linearne naraščajoče napetosti. T_S je trenutek v katerem računamo pogreške. Določa ga stikalo.

Pogrešek strmine

Določen je z razmerjem naklonov linearne naraščajoče napetosti v času $t = 0$ in v času opazovanja $t = T_S$, kot sledi

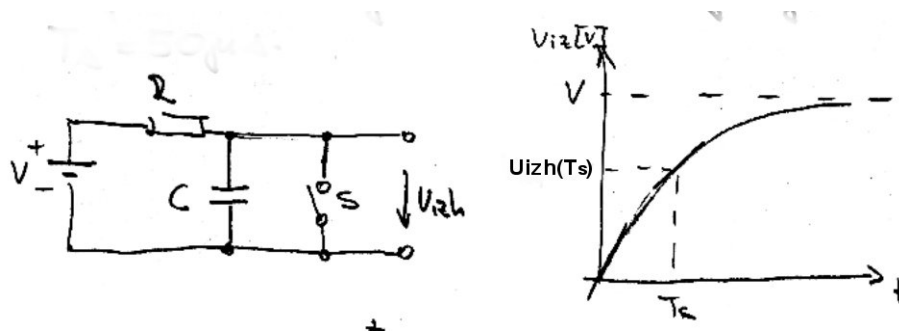
$$d_s = \frac{\tan \alpha_0 - \tan \alpha_T}{\tan \alpha_0} .
 \tag{294}$$

Zgornjo enačbo lahko izrazimo tudi z odvodi napetosti po času in sicer:

$$d_s = \frac{\frac{du_l(t=0)}{dt} - \frac{du_l(t=T_s)}{dt}}{\frac{du_l(t=0)}{dt}} \quad (295)$$

$$= \frac{u_l'(t=0) - u_l'(t=T_s)}{u_l'(t=0)}$$

Pri tem u' predstavlja odvod du/dt . V kolikor generiramo linearno napetost z enostavnim RC vezjem, kot to prikazuje slika:



Slika 8.18: Generiranje linearne naraščajoče napetosti z RC vezjem.

se da pokazati, da je pogrešek strmine linearno (eksponentno) naraščajoče napetosti v trenutku opazovanja $t = T_s$ enak razmerju:

$$d_s = \frac{u_{izh}(t=T_s)}{u_{izh}(t \rightarrow \infty)}$$

$$= \frac{u_{izh}(t=T_s)}{U_{RAZP}} \quad (296)$$

$$= \frac{u_{izh}(t=T_s)}{U}$$

pri tem je U_{RAZP} razpoložljiva napetost oz. napetost proti kateri se polni kondenzator, ko gre $t \rightarrow \infty$. To je napetost baterije U .

Pogrešek razmika

Določen je z razmerjem:

$$d_d = \frac{\Delta u}{U_s} \quad (297)$$

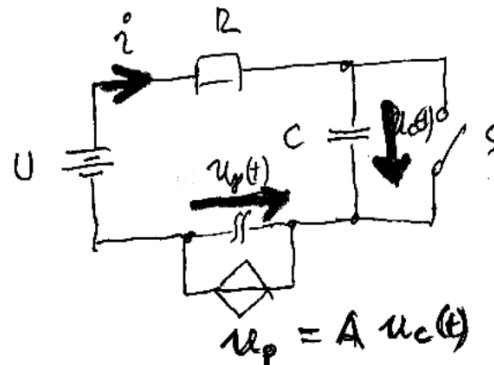
Pogrešek prenosa

Določen je z razmerjem:

$$d_t = \frac{u_{vh}(t=T_S) - u_l(t=T_S)}{u_{vh}(t=T_S)} \quad (298)$$

8.3.3 Boot-strap vezje za generiranje linearne napetosti

Pri Boot-strap vezju s povratno vezavo dosežemo učinek polnjenja kondenzatorja s konstantnim tokom. Nadomestno vezje Boot-strap generatorja linearne napetosti prikazuje slika:

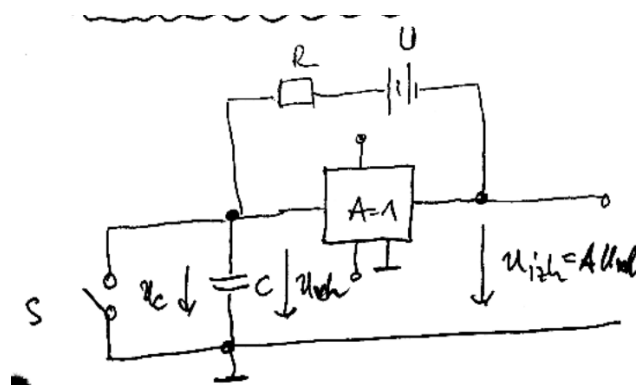


Slika 8.19: Nadomestno vezje Boot-strap generatorja linearne napetosti.

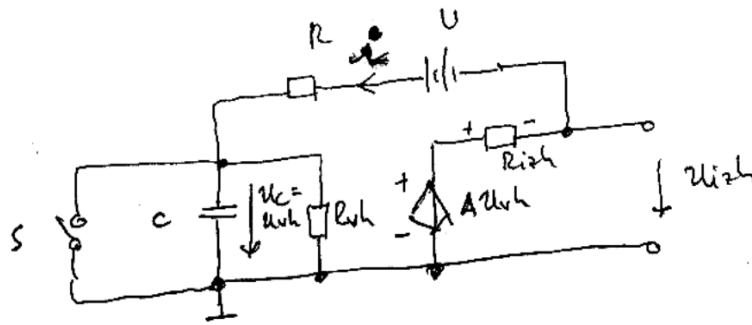
S povratno vezavo vrinemo v tokokrog polnjenja kondenzatorja napetost $u_p(t) = Au_C(t)$, ki se mora od $u_C(t)$ odšteti. Ojačenje A mora biti čim bliže vrednosti ena. Tok polnjena kondenzatorja postane konstanten, če je $A = 1$ in je:

$$\begin{aligned} i &= \frac{U - u_C(t) + u_p(t)}{R} \\ &= \frac{U - u_C(t)(1 - A)}{R} \Big|_{A=1} = \frac{U}{R} \end{aligned} \quad (299)$$

Principialno vezje Boot-strap generatorja linearne napetosti prikazuje slika (8.20) in njegovo nadomestno vezje slika (8.21).



Slika 8.20: Principialno vezje Boot-strap generatorja linearne napetosti.



Slika 8.21: Nadomestno vezje Boot-strap generatorja linearne napetosti.

Pri tem je U pomožna baterija običajno realizirana s kondenzatorjem z dovolj veliko kapacitivnostjo $C_U \gg C$, da se v času generiranja linearne napetosti, napetost na njem ne spremeni bistveno.

Iz vezja na sliki (8.21) lahko izračunamo razpoložljiva izhodna napetost:

$$u_{izh}(t \rightarrow \infty) = \frac{U}{R + R_{vh}(1 - A) + R_{izh}} (AR_{vh} - R_{izh}). \quad (300)$$

V kolikor predpostavimo, da je $R_{vh} \gg R_{izh}$, $R_{vh} > R$ in $A \approx 1$ lahko enačbo poenostavimo:

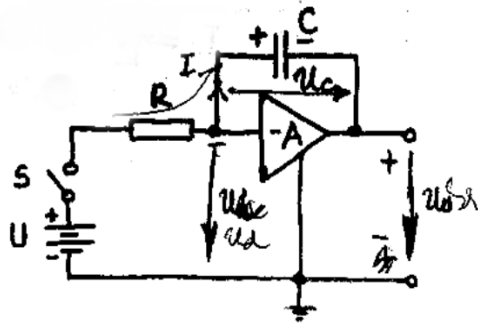
$$u_{izh}(t \rightarrow \infty) = \frac{U}{(1 - A) + \frac{R}{R_{vh}}}. \quad (301)$$

Vstavimo (301) v (295) zapišemo pogrešek strmine Boot-strap generatorja linearne napetosti z :

$$\begin{aligned} d_s &= \frac{u_{izh}(T_S)}{u_{izh}(\infty)} \\ &= \frac{u_{izh}(T_S)}{U} \left(1 - A + \frac{R}{R_{vh}} \right) \\ &= \frac{U_S}{U} \left(1 - A + \frac{R}{R_{vh}} \right). \end{aligned} \quad (302)$$

8.3.4 Millerjev generator linearne napetosti

Pri Millerjevem generatorju generiramo linearne napetosti s pomočjo inetratorja. In sicer je izhodna napetost enaka integralu polnilnega toka. Osnovno vezje prikazuje slika:



Slika 8.22: Millerjev generator linearne napetosti.

Vežje sestavlja RC člen, stikalo in teoretično idealni napetostni ojačevalnik s podatki:

$$\begin{aligned} A &\rightarrow \infty \\ R_{vh} &\rightarrow \infty \\ R_{izh} &= 0 \end{aligned} \quad (303)$$

Opis delovanja

- Dokler je stikalo S odprto sta u_d in u_{izh} enaki nič.
- Z vključitvijo stikala privedemo na vhod konstantno napetost. Steče tok:

$$I = \frac{U}{R} \quad (304)$$

ki polni kondenzator C . Napetost na vhodu ojačevalnika prične rasti. Zaradi negativnega ojačenja A na izhodu ojačevalnika napetost prične padati. Pri predpostavki $A \rightarrow \infty$ je na vhodu ojačevalnika potrebna zelo majhna napetost zato sledi da sta napetosti u_c in u_{izh} po absolutni vrednosti enaki vendar nasprotnega predznaka.

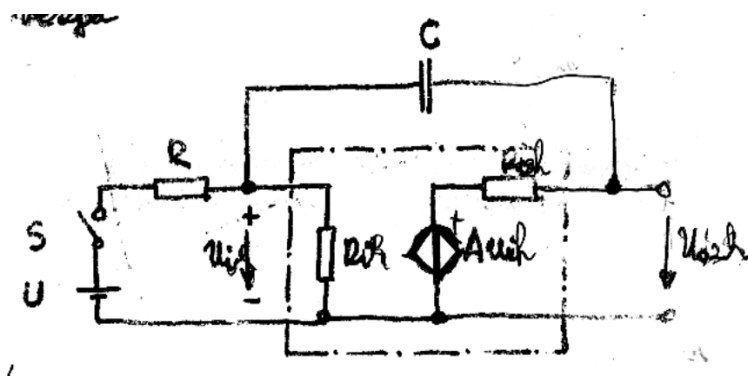
Tok polnjenja kondenzatorja je:

$$i = \frac{U - u_c - u_{izh}}{R} \Big|_{u_{izh} = -u_c} = \frac{U}{R} \quad (305)$$

in je izhodna napetost:

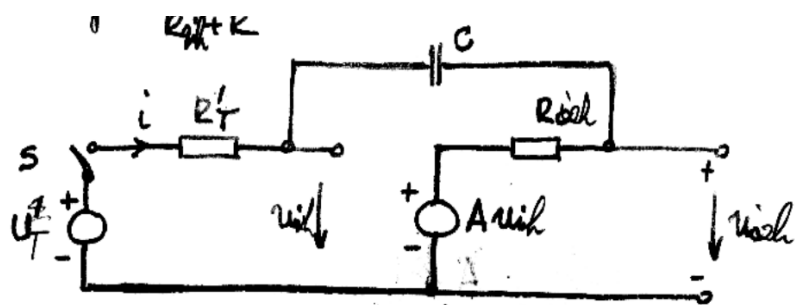
$$\begin{aligned} u_{izh}(t) &= -u_c(t) \\ &= -\frac{1}{C} \int i dt \\ &= -\frac{U}{CR} t. \end{aligned} \quad (306)$$

Pogrešek strmine določimo iz nadomestnega vezja:



Slika 8.23: Nadomestno vezje Millerjevega generatorja linearne napetosti.

Z upoštevanjem Theveninovega teorema vezje poenostavimo:



Slika 8.24: Poenostavljeno nadomestno vezje Millerjevega generatorja linearne napetosti.

Pri tem je:

$$U_T' = U \frac{R_{vh}}{R + R_{vh}} \quad (307)$$

$$R_T' = \frac{R_{vh} R}{R + R_{vh}}$$

V kolikor predpostavimo, da je $R_{izh} = 0$ je velja, da je:

$$u_{izh}(t \rightarrow \infty) = AU_T' \quad (308)$$

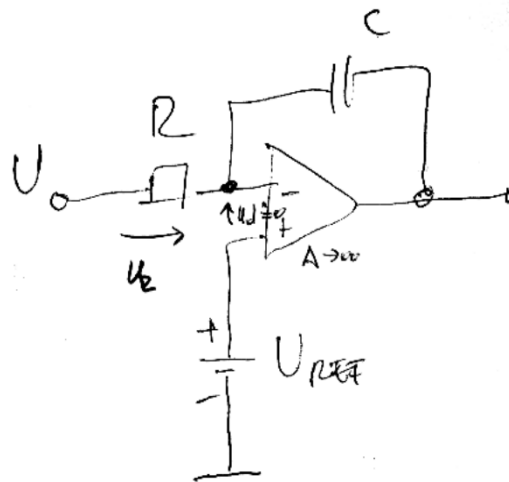
in lahko pogrešek strmine zapišemo z:

$$d_s = \frac{U_s}{u_{izh}(t \rightarrow \infty)}$$

$$= \frac{U_s}{|A| U_T'} \quad (309)$$

$$= \frac{U_s}{|A| U} \left(1 + \frac{R}{R_{vh}} \right)$$

Primer realizacije Millerjevega generatorja z operacijskim ojačevalnikom prikazuje slika:



Slika 8.25: Realizacija Millerjevega generatorja linearne napetosti z U_{REF} .

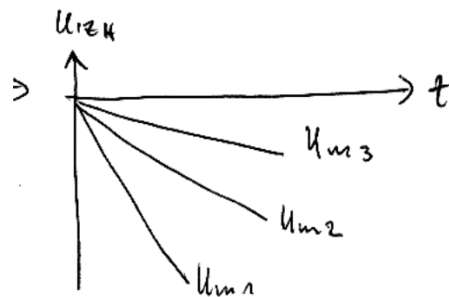
Z napetostjo U_{REF} spreminjamo naklon linearno naraščajoče napetosti saj je:

$$u_{izh}(t) = -\frac{U - U_{REF}}{RC} t \quad (310)$$

Napetost U_{ref} je lahko modulacijska napetost U_m . Odvisnost izhodne napetosti zapišemo z:

$$u_{izh}(t) = -\frac{U - U_m}{RC} t \quad (311)$$

Odvisnost izhodne napetosti od U_m kaže slika:



Slika 8.26: Sprememba strmina izhodne napetosti v odvisnosti od U_m .
Pri tem je $0 < U_{m1} < U_{m2} < U_{m3}$.

VAJA

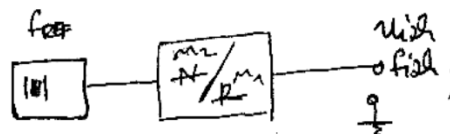
8.4 Frekvenčni sintezatorji

Frekvenčni sintezator je vezje za generiranje večjega števila signalov različnih frekvenc z veliko stabilnostjo frekvence. Omogočajo hiter prehod med frekvencami f_1, f_2, \dots, f_N .

Lastnosti sintezatorjev:

- diskretno porazdeljene frekvence,
- velika stabilnost frekvence: stabilnost referenčnega signala se prenaša na vse frekvence,
- točnost nastavitve,
- fina ločljivost.

Osnovno bločno shemo sintezatorja prikazuje slika:



Slika 8.27: Osnovna bločna shema sintezatorja.

Izhodni signal sintetiziramo iz vhodnega, ki ima frekvenco f_{REF} s pomočjo delilnika frekvence n_1/n_2 . Frekvence izhodnega signala je:

$$f_{izh} = \frac{n_1}{n_2} f_{REF} \quad (312)$$

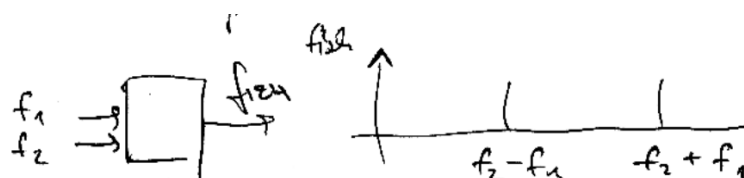
Stabilnost frekvence f_{izh} določa f_{REF} .

Postopki sinteze

1. Direktna sinteza frekvence

Vezje je realizirano na osnovi zgornje bločne sheme. Področja uporabe so za izvedbo:

- množilnikov ($f_{REF} \rightarrow 2f_{REF}, 3f_{REF}, 4f_{REF}, \dots$),
- delilnikov (števci, sekvenčna vezja),
- mešalnih stopenj ($f_1, f_2 \rightarrow f_1 - f_2, f_1 + f_2$)



Slika 8.28: Amplitudni spekter mešalne stopnje.

in
filtrov za filtriranje neželenih frekvenčnih komponent.

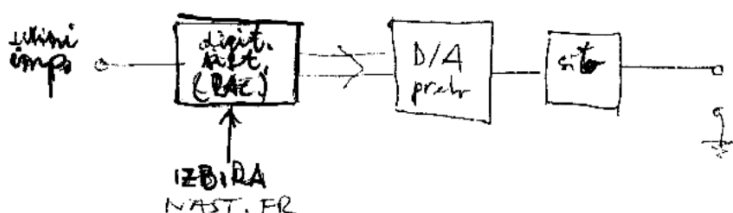
2. Posredna sinteza frekvence

Izhodni signal generira napetostno krmiljeni oscilator (VCO), ki je preko regulacijske zanke sinhroniziran na vir stabilne frekvence f_{REF} .

- Kadar v regulacijski zanki uporabljamo detektor frekvence govorimo o frekvenčno sinhronizirani zanki ali FLL (frequency locked loop).
- Kadar v regulacijski zanki uporabljamo detektor faze govorimo o fazno sinhronizirani zanki ali PLL (phase locked loop).

3. Digitalna sinteza frekvence

Tukaj uporabljamo digitalne sisteme (računalnike), D/A pretvornike in filtre. Principelno blokovno vezje kaže slika:

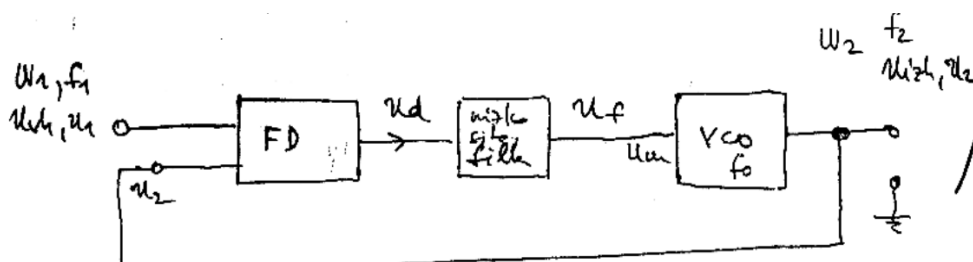


Slika 8.29: Blokovna shema vezja za digitalno sintezo frekvence.

8.5 Fazno sinhronizacijska zanka (PLL)

PLL ustreza regulacijskemu sistemu. In sicer imamo opravka z izravnavanjem oz. regulacijo faznega kota enega oscilatorja z drugim oscilatorjem. Npr. uporabnikovega z referenčnim oscilatorjem.

Proces **izravnavanja (regulacije) v fazi imenujemo tudi fazna sinhronizacija**. Pri tem je pomembno, da pri tem pride tudi do izravnave frekvence, kar je običajno osnovni cilj. V stanju sinhronizacije se faza ne spreminja več, zato dosežemo enakost obeh frekvenc. Praviloma pa je prisotna konstantna razlika v fazi. Ta konstantna razlika v fazi vzdržuje VCO na določeni frekvenci. Blokovno shemo PLL prikazuje slika:



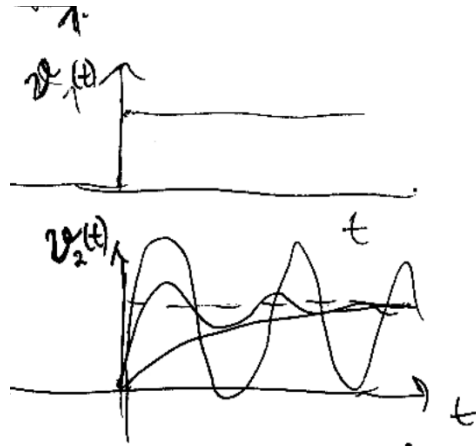
Slika 8.30: Blokovna shema PLL.

Glede na izvedbo faznega detektorja se vezja delijo na:

- analogne fazno sinhronizacijske zanke (za sinusni signal)
- digitalne fazno sinhronizacijske zanke (za pravokotni signal).

8.5.1 Prenosna funkcija vezja

Običajno je pri PLL zanimiv odziv faznega kota ϑ_2 vhodnega signala na stopnično spremembo faznega kota vhodnega signala ϑ_1 . Primer spremembe faznega kota vhodnega signala in možne poteke faznega kota izhodnega signala prikazuje slika:



Slika 8.31: Možni odzivi faznega kota $\vartheta_2(t)$ izhodnega signala pri stopnični spremembi faznega kota vhodnega signala $\vartheta_1(t)$.

Razmere so analogne tistim pri napetostnem ojačevalniku, kjer opazujemo odziv izhodne napetosti na stopnično spremembo vhodne napetosti. Tako kot pri napetostnem ojačevalniku je tudi tukaj odziv je odvisen od prenosne funkcije sistema, ki jo izrazimo z razmerjem:

$$H(p) = \frac{\Theta_2(p)}{\Theta_1(p)}, \quad (313)$$

pri tem $\Theta_2(p)$ in $\Theta_1(p)$ predstavljata Lapceova transformata faznih kotov $\vartheta_2(t)$ in $\vartheta_1(t)$. Da lahko določimo prenosno funkcijo celotne zanke moramo poznati prenosne funkcije posameznih elementov zanke, ki jo sestavljajo. Ker so posamezni elementi nelinearni (fazni detektor, napetostno krmiljeni oscilator) uporabimo linearizacijo.

Poglejmo prenosne karakteristike elementov fazno sinhronizacijske zanke in njihove Laplaceove transforme:

Fazni detektor

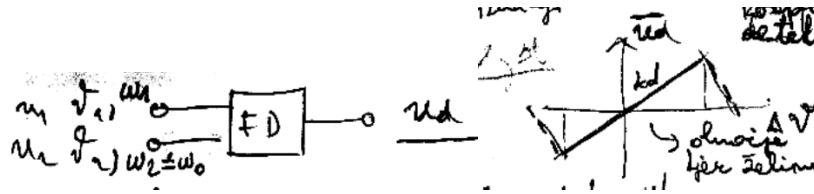
Za fazni detektor velja, da je izhodna napetost odvisna od fazne razlike med vhodnima signaloma:

$$\begin{aligned} u_d(t) &= k_d (\vartheta_1(t) - \vartheta_2(t)) \\ &= k_d \Delta \vartheta(t) \left[\frac{V}{rad} \right], \end{aligned} \quad (314)$$

pri tem k_d predstavlja koeficient ojačenja faznega detektorja. Zapišimo še Laplaceov transform:

$$\begin{aligned}
 U_d(p) &= k_d(\Theta_1(p) - \Theta_2(p)) \\
 &= k_d \Delta\Theta(p)
 \end{aligned}
 \tag{315}$$

Grafični simbol in prenosno karakteristiko prikazuje slika:

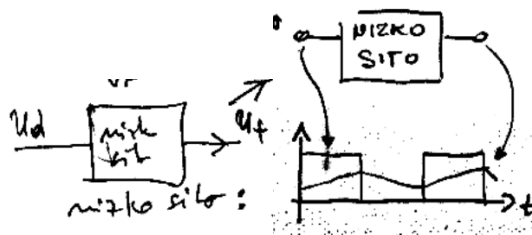


Slika 8.32: Grafični simbol in prenosna karakteristika faznega detektorja.

Linearno območje prenosne karakteristike ima naklon k_d in predstavlja območje v katerem želimo doseči sinhronizacijo faze zanke. Napetost \bar{u}_d predstavlja srednjo vrednost napetosti u_d . Izhodna napetost faznega komparatorja je običajno impulzne narave. Zato uporabimo nizko sito, katerega naloga je izločiti srednjo vrednost napetosti.

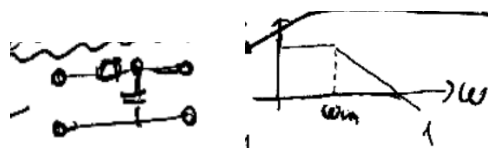
Nizko sito

Nizko sito mora gladiti napetosti u_d , ki ima impulzno obliko.



Slika 8.33: Napetost na vhodu in izhodu nizkega sita.

Enostavno nizko sito predstavlja RC vezje, kot prikazuje slika:



Slika 8.34: Nizko sito-RC vezje.

Prenosna funkcija RC vezja je:

$$\begin{aligned}
 F(p) &= \frac{1}{1+pRC} \\
 &= \frac{1}{1+p\tau} \quad , \\
 &= \frac{1}{1+\frac{p}{\omega_m}}
 \end{aligned}
 \tag{316}$$

Napetostno krmiljeni oscilator -VCO

Konstantna razlika faz signalov $u_1(\mathcal{G}_1)$ in $u_2(\mathcal{G}_2)$ predstavlja enosmerno napetost za krmiljenje VCO-ja. Frekvenco izhodnega signala opišemo z enačbo:

$$\begin{aligned}
 f_2(t) &= f_0 + k_o u_m \\
 &= f_0 + k_o u_f(t) \\
 &= f_0 + k_o k_d (\mathcal{G}_1(t) - \mathcal{G}_2(t))
 \end{aligned}
 \tag{317}$$

ali

$$\begin{aligned}
 \omega_2(t) &= \omega_0 + k_o u_m(t) \\
 &= \omega_0 + k_o u_f(t) \\
 &= \omega_0 + k_o k_d (\mathcal{G}_1(t) - \mathcal{G}_2(t))
 \end{aligned}
 \tag{318}$$

pri tem je k_o koeficient ojačenja VCO-ja v [rad/Vs] in f_0 je osnovna frekvenca običajno definirana, kot frekvenca osciliranja VCO-ja na sredini linearnega območja prenosne karakteristike.

Za trenutno vrednost faze velja:

$$\mathcal{G} = \int_0^t \omega dt \quad .
 \tag{319}$$

in velja

$$\omega_0 t = \mathcal{G}_0 \quad .
 \tag{320}$$

Sledi:

$$\begin{aligned}
 \mathcal{G}_0 + \mathcal{G}_2(t) &= \int_0^t \omega_2 dt \\
 &= \omega_0 \int_0^t dt + k_o \int_0^t u_f(t) dt \\
 &= \omega_0 t + k_o \int_0^t u_f(t) dt \\
 &= \mathcal{G}_0 + k_o \int_0^t u_f(t) dt
 \end{aligned}
 \tag{321}$$

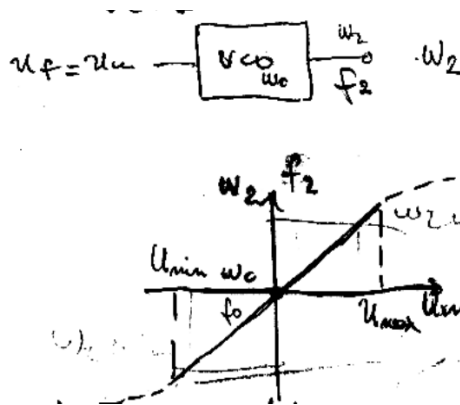
in je

$$\vartheta_2(t) = k_0 \int_0^t u_f(t) dt \quad (322)$$

Laplaceov transform zapišemo sedaj z:

$$\Theta_2(p) = k_0 \frac{1}{p} U_f(p) \quad (323)$$

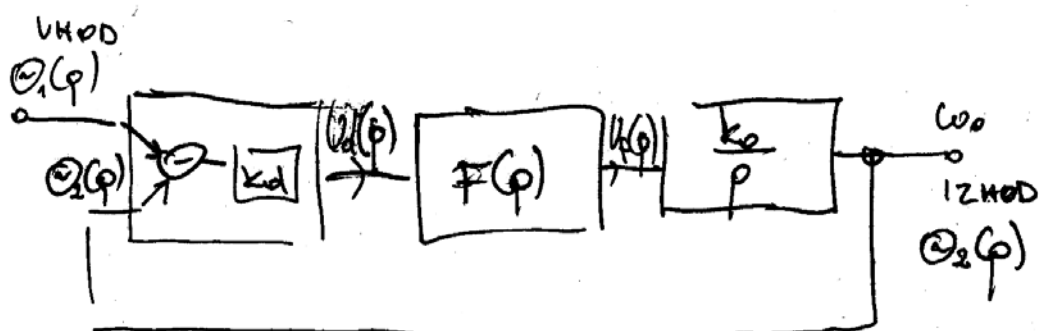
Grafični simbol in prenosno karakteristiko VCO-ja prikazuje slika:



Slika 8.35: Napetostno krmiljeni oscilator in njegova prenosna funkcija.

Linearno področje je omejeno z U_{\min} in U_{\max} , ter pripadajočima frekvencama f_{\min} in f_{\max} .

Na osnovi znanih transformov posameznih elementov lahko sedaj narišemo blokovno shemo fazne sinhronizacijske zanke in zapišemo njeno prenosno funkcijo.



Slika 8.36: Model fazno sinhronizacijske zanke.

$$\begin{aligned} H(p) &= \frac{\Theta_2(p)}{\Theta_1(p)} \\ &= \frac{k_o k_d F(p)}{p + k_o k_d F(p)} \end{aligned} \quad (324)$$

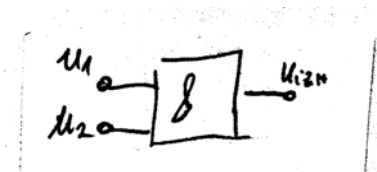
$F(p)$ določa stopnjo prenosne funkcije sistema, ki je za eno stopnjo večja od stopnje sita. Sito je običajno prve stopnje, tako je fazna zanka sitem drugega reda.

8.5.2 Fazni detektor

Lastnosti FD določajo lastnosti fazne zanke. Poznamo več vrst faznih detektorjev. Ogledali si bomo predvsem digitalne fazne detektorje. Ker je izhodni signal digitalen, VCO pa potrebuje enosmeren signal, signal gladimo z nizkim sitom.

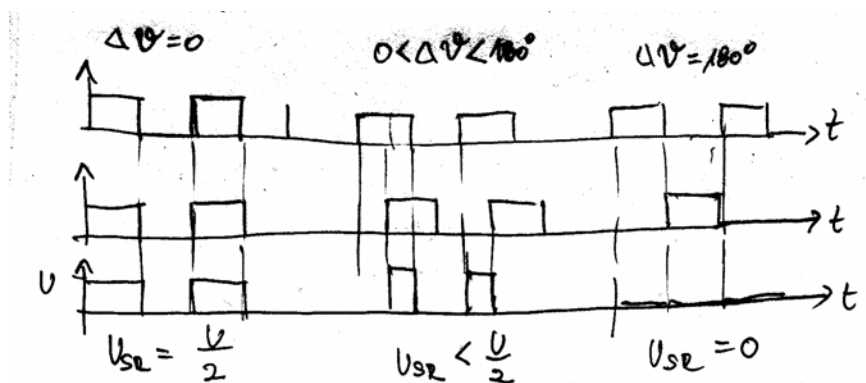
Koncidenčni fazni detektor

V osnovi so to in vrata:



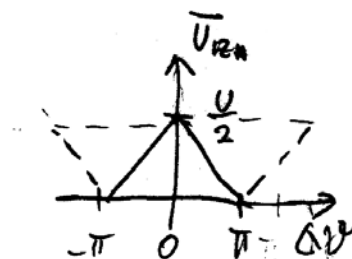
Slika 8.37: Koincidenčni fazni detektor.

Časovne poteke za različne vrednosti faznega kota prikazuje slika:



Slika 8.38: Časovni poteki vhodnih in izhodnih signalov koincidenčne FD.

Ko sta signala v fazi dobimo največjo izhodno napetost. Prenosno karakteristiko koincidenčnega FD kaže slika:

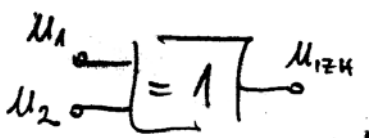


Slika 8.39: Prenosna karakteristika koincidenčnega faznega detektorja.

Fazni detektor z XOR vrati

Ekskluzivna ali vrata lahko uporabimo kot detektor faze za kote od 0 do 180°. Za večje kote se karakteristika ponavlja. Za pravilno delovanje se zahteva simetrične vhodne impulze-razmerje impulz/pavza mora biti ena.

Grafični simbol prikazuje slika 8.40 in pravilnostno tabelo za XOR vrat tabela ***.

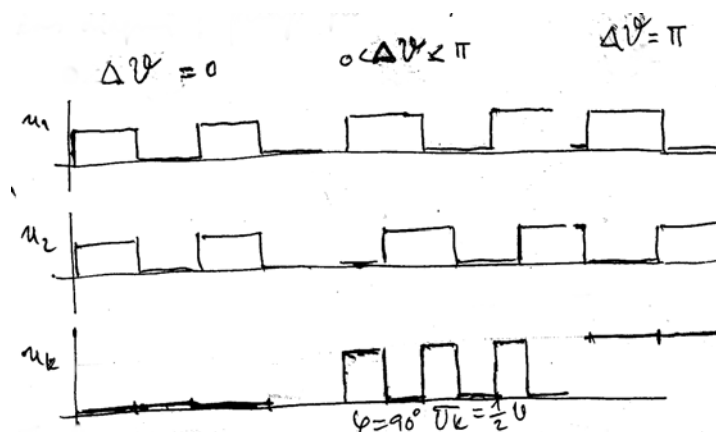


Slika 8.40: Simbol XOR vrat.

u_1	u_2	u_k
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

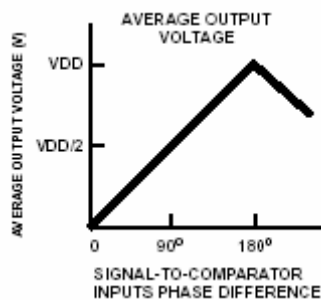
Tabela 8.1: Pravilnostna tabele XOR vrat.

Časovni potek vhodnih signalov, izhodnega signala in glajeno napetost na izhodu nizkega sita prikazuje slika:



Slika 8.41: Časovni potek napetosti. Primer za fazni kot $0^\circ < \Delta\vartheta < 180^\circ$.

V kolikor vhodni impulzi simetrični je srednja vrednost signala na izhodu faznega detektorja linearno odvisna od razlike faz med signaloma, kot prikazuje slika:



Slika 8.42: Prenosna karakteristika faznega detektorja.

Sekvenčno logično vezje (4046)

Vezje vsebuje sestavljajo 4 FF in nekaj logičnih vrat.

Lastnosti:

- Ima tristanjski izhod: logična enica, ničla in stanje visoke impedance.
- Ne potrebuje simetričnih vhodnih impulzov.
- Omogoča večje področje sinhronizacije.
- Zanka se sinhronizira le na osnovno harmonsko komponento.
- V stanju sinhronizacije je fazni kot med u_1 in u_2 vselej 0° .
- Vezje je aktivno le ne prve fronte vhodnih signalov.

Časovne poteke napetosti na vhodu in izhodu faznega detektorja kaže slika:

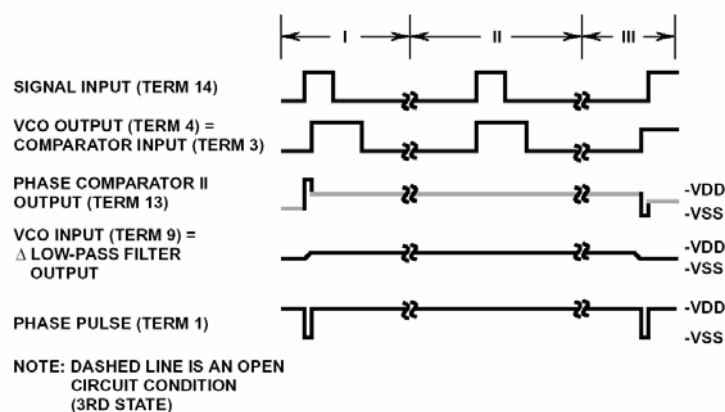


FIGURE 15. TYPICAL WAVEFORMS FOR COS/MOS PHASE-LOCKED LOOP EMPLOYING PHASE COMPARATOR II IN LOCKED CONDICTION

Slika 8.43: Prenosna karakteristika faznega detektorja.

V primeru I je prva fronta signala povratne zanke kasnejša, kot prva fronta vhodnega signala. To pomeni da signal povratne zanke zaostaja oz. ima manjšo frekvenco od vhodnega signala. Zato fazni detektor, za časovni interval med obema prvima frontama postavi izhod na pozitivno napajalno napetost. S tem se napetost na filtru zveča in posledično tudi frekvenca VCO-ja. Po koncu prve fronte zadnjega vhodnega signala gre detektor v stanje visoke impedance. Pomeni, da ostane napetost na filtru nespremenjena, če zanemarimo počasno praznjenje preko izgubnih prevodnosti. Ta postopek se bo ponavljal tako dolgo, dokler fronti vhodnega signala in signala povratne vezave ne nastopita hkrati. Le to je znak, da sta frekvenci enaki. Detektor bo ostal v stanju visoke impedance, napetosti na situ se ne bo spremenila (na sliki področje II). Analogno sledi tudi primer, ko prva fronta vhodnega signala nastopi kasneje, kot prva fronta signala povratne vezave. Slednje je znak, da je frekvenca VCO-ja previsoka. Napetost na filtru, ki določa frekvenco, bo detektor znižal tako, da bo za omenjeni časovni interval postavil izhod na negativno napajalno napetost oz. napetost 0V. S tem se bo napetost na nizkem situ zmanjšala in posledično se bo zmanjšala tudi frekvenca VCO-ja.

8.5.3 Prenosna karakteristika PLL vezja

VCO je frekvenčno krmiljeni oscilator, ki niha na lastni frekvenci določeni z zunanjimi RC elementi. Kadar je povratna vezava sklenjena napetost nizkega sata krmili VCO. S spreminjanjem frekvence vhodnega signala se spreminja napetost iz faznega detektorja. Posledično s neki frekvenci vzpostavi sinhronizacija. Vezje je sinhronizirano, ko sta frekvenci vhodnega signala in signala povratne zanke enaki. Opazujemo torej prenosno karakteristiko $u_f(f_{vh})$ kot prikazuje slika:



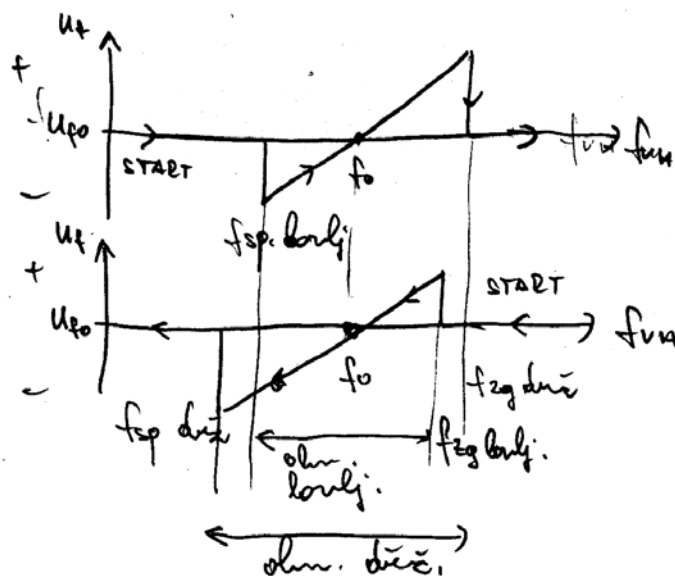
Slika 8.44: PLL vezje.

Pri tem so ključne naslednje frekvence:

- f_{sp} držalna
- f_{zg} držalna, določata območje držanja sinhronizacije.
- f_{sp} lovljenja
- f_{zg} lovljenja, določata območje lovljenja sinhronizacije.

Območje držanja sinhronizacije je tisto v katerem je fazna zanka sposobna ohraniti sinhronizacijo v kolikor je bil predhodno že sinhronizirana. Območje lovljenja sinhronizacije je tisto v katerem je fazna zanka sposobna ujeti sinhronizacijo v kolikor predhodno ni bila sinhronizirana. V splošnem je PLL sposobna držati sinhronizacijo v širšem frekvenčnem območju kot jo je sposobna ujeti. Izjema je primer ko za fazni detektor uporabimo sekvenčno logično vezje opisano v prejšnjem poglavju. Takrat sta frekvenčni območji enaki.

Primeri odvisnosti $u_f(f_{vh})$ prikazuje slika:



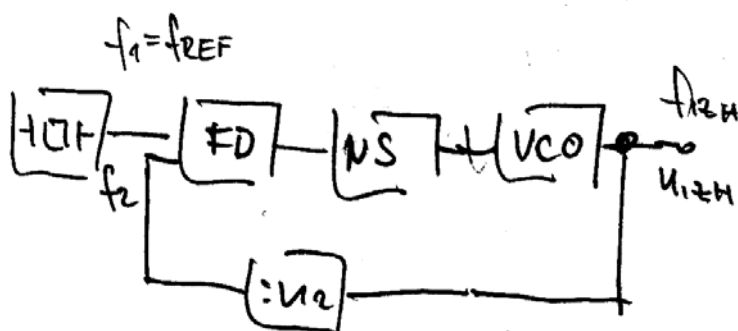
Slika 8.45: Prenosna karakteristika PLL vezja.

Prenosni karakteristiki sta prikazani za naraščanje frekvence vhodnega signala iz področja izven sinhronizacije PLL, preko področja sinhronizacije v območje, kjer fazna zanka ponovno izgubi sinhronizacijo. Prikazan je tudi obraten primer, kjer frekvenco vhodnemu signalu zmanjšujemo. Točki START sta točki od koder pričnemo povečevati-zmanjševati f_{vh} .

8.5.4 Področja uporabe PLL

Posredni frekvenčni sintezator

Osnovne vezje prikazuje slika.



Slika 8.46: Posredni frekvenčni sintezator.

Na sliki predstavlja n_2 celoštevilčni pozitivni faktor deljenja frekvence povratne zanke, ki je lahko v območju:

$$n_2: N_{2\min} \div N_{2\max}$$

Deljenje frekvence je izvedeno s programirnim delilnikom (števec + dekodeer). V stanju sinhronizacije PLL sta frekvenci vhodnega signala in signala povratne zanke enaki, kar pomeni, da mora biti frekvenca izhodnega signala:

$$\begin{aligned} f_{izh} &= n_2 f_1 \\ &= n_2 f_{REF} \end{aligned} \quad (325)$$

in se spreminja v območju:

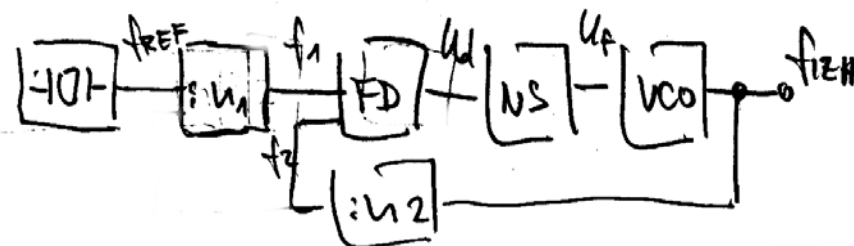
$$\begin{aligned} f_{izh\min} &= N_{2\min} f_{REF} \\ f_{izh\max} &= N_{2\max} f_{REF} \end{aligned} \quad (326)$$

Faktor deljenja n_2 je lahko:

- konstantna vrednost – frekvenčni množilnik
- spremenljiva vrednost – frekvenčni sintezator.

Frekvenčni sintezator za fino ločljivost frekvence ali PLL kot frekvenčni množilnik

Vezje prikazuje slika:



Slika 8.47: Frekvenčni sintezator za fino ločljivost frekvence ali PLL kot frekvenčni množilnik.

Ko je vezje sinhronizirano velja:

$$f_{izh} = \frac{n_2}{n_1} f_{REF} \quad (327)$$

Fazni detektor deluje pri bistveno nižji frekvenci, kot VCO. Za stabilno frekvenco f_{izh} je pomembno, da je u_d brez valovitosti. Frekvenčno množenje lahko uporabimo za generiranje frekvenc nad 50 MHz, ko ni na voljo kvarčnih oscilatorjem. V ta namen uporabimo npr. kristal z $f_{REF} = 10\text{MHz}$ in izberemo $n_2 > n_1$.

Pri vezjih s fino ločljivostjo frekvence je prisoten dolgi odzivni čas. To je čas nastavitve nove frekvence (20 do 30 period). Vezje ima slabšo kratkotrajno stabilnost f_{izh} zaradi nizke f_1 in s tem nizke mejne frekvence filtra, fazna zanka ne more hitro ujeti sinhronizacije.

8.6 Osnove teorije oscilatorjev

Električni oscilator je pretvornik enosmerne električne moči v izmenično električno moč brez posredovanja zunanjih virov. Ločimo dve skupni oscilatorjev:

- Harmonični oscilatorji - ko je oblika toka in napetosti sinusna,
- Relaksacijski oscilatorji - ko vsebujeta tok in napetost višje harmonske komponente in je oblika bistveno spremenjena.

Razlaga delovanja oscilatorjev je v splošnem podana s teorijo nihanj dvopolov.

- V vsakem električnem vezju v katerem se lahko kopiči energija je možno dobiti nihanje. Če takšnemu vezju od zunaj ne dovajamo energije nam amplituda nihanja s časom eksponencialno upada zaradi izgub na ohmskih komponentah. Dodajanje energije, na primer pri RLC vezju, predstavlja isto kot, če RLC vezju vzporedno vežemo negativni upor R , tako da je sedaj skupna upornost vezje enaka nič. Pod izrazom negativni upor razumemo tisti element kateremu tok upada, če se napetost na sponkah večja. Glede na zakon o ohranitvi energije je obstoj negativne upornosti možen na račun posebnega izvora. Negativna upornost je možna le v nekem omejenem območju napetosti in toka, ker bi v nasprotnem potrebovali neskončno velik izvor energije.

Delovanje oscilatorja je možno razlagati tudi s teorijo ojačevalnikov s povratno vezavo, ki pa ne zajema vseh vrst oscilatorjev.

- Če pri ojačevalniku del izhodne moči preko vezja povratne vezave privedemo na vhod, tako da je ta signal po amplitudi in fazi enak vhodnemu signalu, se ojačevalno vezje samo vzbuja in lahko vhod izključimo. Kadar je frekvenčna karakteristika povratne vezave ozkopasovna bo ojačevalnik nihal s sinusno napetostjo. Če pa je frekvenčna karakteristika vezja širokopasovna vsebuje izhodna napetost tudi višje harmonske komponente in dobimo nesinusno nihanje.

V splošnem je vezje oscilatorja sestavljeno iz:

- aktivnega elementa ali vezja, ki ima karakteristiko $u-i$ z negativnim naklonom - na sponkah izkazuje negativno upornost,
- pasivnega vezja, ki ima frekvenčno selektivno karakteristiko.

Negativna upornost je lahko vsebovana v statični U-I karakteristiki elementa, ki je posledica notranjih fizikalnih pojavov. To so tako imenovani **dvopolni oscilatorji**.

Negativna upornost pa lahko realiziramo tudi v dinamični karakteristiki regenerativnega ojačevalnika s posebno frekvenčno selektivno ali neselektivno povratno vezavo. Imenujemo jih **čtetverpolni oscilatorji** ali **oscilatorji s povratno vezavo**.

Harmonične oscilatorje delimo na:

- **linearne**, kjer aktivni element deluje v linearnem področju (npr. A razred delovanja ojačevalnika) omejevanje amplitude nihanja pa je izvedeno z dodatnimi elementi (termistor, varistor, tranzistor) in na
- **nelinearne**, kjer aktivni element deluje v linearnem področju, s svojo nelinearnostjo (za večje signale), pa hkrati omejuje amplitudo nihanja.

Oscilatorje delimo glede na:

- moč,
- namen uporabe (oscilatorji za krmiljenje in oscilatorji moči),
- obliko nihanja,
- vezje povratne vezave:
 - L-C osc., R-C osc. piezo električni, magnetostrikijski osc.,
 - osc. z nihajnim krogom, osc. z mostičem, osc. s faznim premikom.

Izbira oscilatorja je odvisna od namena uporabe:

- oscilator za merilni instrument. Za njih pomembna je stabilnost frekvence medtem ko je moč sekundarnega pomena. Običajno so to napetostni oscilatorji.
- oscilatorji za industrijsko predelavo (segrevanje). Pomembni parametri so moč, izkoristek, vplivi spremembe obremenitve na njihove osnovne karakteristike.

8.6.1 Analiza oscilatorjev

Oscilator vsebuje nelinearne elemente - nelinearni dinamični sistem. Za reševanje lahko uporabimo:

1. Metoda linearne aproksimacije

Za sistem predpostavimo linearno področje delovanja, ko so parametri konstantni. Na ta način dobimo izraženo **frekvenco**, ter **pogoj za nihanje**. Ker predpostavimo neodvisnost parametrov od amplitude nihanja, metoda ne daje nobenih podatkov in

rezultatov o **amplitudi nihanja**. Končno amplitudo dobimo šele po upoštevanju omejitve amplitude s posebnim nelinearnim elementom v vezju. Rezultat linerane analize oscilatorjev je eksponencialno naraščanje ali upadanje oscilatorne funkcijske odvisnosti za tok $i(t)$ ali napetost $u(t)$. Le v primeru idealne uravnoveženosti dinamičnega sistema bi dobili harmonično nihanje s konstantno amplitudo.

2. Grafična metoda

Upošteva nelinearne karakteristike elementov. Praktične rezultate dobimo le za enostavnejša vezja. Zato metodo običajno uporabimo le za vezje za omejevanje amplitude, ki ga dodamo linearnemu oscilatorju.

3. Nelinearna analiza

Podaja popolno sliko delovanja oscilatorja. Zraven amplitude in frekvence nam rezultati podajajo tudi njihovo medsebojno odvisnost.

4. Računalniška analiza

Predstavljajo jo iterativni postopki neposrednega reševanja sistemov enačb nelinearnih dinamičnih sistemov. Omogočajo podrobne analize odvisnosti posameznih lastnosti.

8.6.2 Osnovne lastnosti oscilatorjev

Osnovne lastnosti oscilatorjev so:

- frekvenca nihanja,
- stabilnost frekvence nihanja,
- amplituda nihanja, moč na izhodu,
- stabilnost amplitude,
- oblika nihanja oziroma nelinearna popačenja v primeru harmoničnih oscilatorjev.

Navedene osnovne lastnosti ne moremo obravnavati ločeno saj so v glavnem vse v medsebojni zvezi. Lastnosti so odvisne tako od aktivnih kot od pasivnih elementov, izbrane delovne točke, napajanja, obremenitve na izhodu, amplitude nihanja in drugo.

Frekvenca nihanja

Frekvenčno področje določa vrsto oscilatorja:

- Do 100 kHz se uporabljajo RC oscilatorji, ki se odlikujejo po malih popačenjih, dobri stabilnosti frekvence in širokem področju zveznega spreminjanja frekvence. Sprememba frekvence je podana z razmerjem K/C .
- Nad 100 kHz ... 500 MHz se največ uporabljajo LC oscilatorji. Že pri 100 MHz pa nastajajo težave tudi pri induktivno povezanih krogih in se vse pogosteje uporabljajo kapacitivni delilniki. Spreminjanje frekvence je podano z razmerjem K/\sqrt{C} .

Frekvenčna stabilnost

je odvisna od aktivnih in pasivnih elementov. Posebej neželjen je vpliv medelektrodnih kapacitivnosti aktivnih elementov. Zato uporabljamo posebne vezave za zmanjšanje teh vplivov (večja razmerja C/L). Na stabilnost frekvence vpliva temperatura (predvsem na parametre aktivnega elementa), mehanske motnje, zunanje elektrostatično ali magnetno polje, vpliv spremembe tlaka, relativne vlažnosti na L in C , spremembe obremenitve.

Amplitudna stabilnost

je posledica spremembe obremenitve oscilatorja in spremembe strmine aktivnega elementa. V splošnem sprememba amplitude nastopi zaradi spremembe pogoja za nihanje. Za strožje zahteve je potrebno uporabiti posebna vezja za stabilizacijo amplitude.

Popačenje

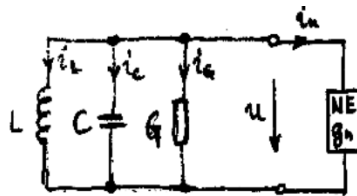
je posledica nelinearne karakteristike aktivnega elementa. Popačenja zmanjšamo tako, da zmanjšamo amplitudo nihanja ali pa v povratni vezavi uporabimo selektivnejši krog z večjo kvaliteto. Popačenja so manjša, če uporabimo posebno nelinearno vezje za omejevanje amplitude nihanja. Takrat lahko aktivni element deluje v linearnem področju.

8.6.3 Oscilatorji z negativno upornostjo

Za vzdrževanje nedušenega nihanja v nihanja sposobnem vezju, na primer LRC krogu, je potrebna vzporedna priključitev aktivnega elementa, ki predstavlja tako veliko negativno upornost, da kompenzira izgube v vzporedni upornosti R . Aktivni element vsak hip nadomesti izgubljeno energijo.

Za vse nelinearne elemente velja, da morajo imeti negativno le diferencialno upornost. Torej negativno upornost izražajo le na omejenem deli U-I karakteristike.

LRC nihajni krog z vzporedno vezavo aktivnega elementa prikazuje slika:



Slika 8.48: LRC nihajni krog z vzporedno vezavo aktivnega elementa.

Analiza vezja

$$0 = i_n + i_G + i_C + i_L \quad \text{pri tem velja}$$

$$i_n = f(u)$$

$$i_G = Gu \tag{328}$$

$$i_C = C \frac{du}{dt}$$

$$i_L = \frac{1}{L} \int u dt$$

$$i_n + Gu + C \frac{du}{dt} + \frac{1}{L} \int u dt = 0 \quad \text{odvajamo po času in uredimo} \tag{329}$$

$$\frac{d^2u}{dt^2} + \frac{1}{C} \left(G \frac{du}{dt} + \frac{di_n}{dt} \right) + \frac{1}{LC} u = 0$$

Rezultat je diferencialna enačba drugega reda. Ker je nelinearnemu elementu tok odvisen od napetosti lahko namesto $\frac{di_n}{dt}$ zapišemo $\frac{di_n}{du} \frac{du}{dt}$ in dobimo:

$$\frac{d^2u}{dt^2} + \frac{1}{C} \left(G + \frac{di_n}{du} \right) \frac{du}{dt} + \frac{1}{LC} u = 0. \quad (330)$$

Analitično takšne enačbe ne moremo rešiti. Reševanje si lahko poenostavimo, če uporabimo metodo linearne aproksimacije in predpostavimo, da je odvisnost i_n od u v bližini delovne točke linearna. Nagib karakteristike je tedaj podan z odvodom:

$$\frac{di_n}{du} = g_n, \quad (331)$$

pri tem je g_n diferencialna prevodnost. Za g_n predpostavimo konstantno vrednost v vsem delovnem območju v bližini delovne točke, ki ga uporabljamo pri nihanju oscilatorja. Linearizirana diferencialna enačba ima konstantne koeficiente:

$$\frac{d^2u}{dt^2} + \frac{1}{C} (G + g_n) \frac{du}{dt} + \frac{1}{LC} u = 0. \quad (332)$$

Označimo:

$$\begin{aligned} \alpha &= -\frac{1}{2C} (G + g_n) \\ \omega_0^2 &= \frac{1}{LC} \end{aligned} \quad (333)$$

in dobimo enostavnejši zapis enačbe:

$$\ddot{u} - 2\alpha \dot{u} + \omega_0^2 u = 0. \quad (334)$$

Rešitev predpostavimo v obliki:

$$u = Ae^{(pt)}. \quad (335)$$

Z odvajanjem po enačbi (334) dobimo karakteristično enačbo:

$$p^2 - 2\alpha p + \omega_0^2 = 0, \quad (336)$$

in korena:

$$\begin{aligned} p_{1,2} &= \alpha \pm \sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2} \\ &= \alpha \pm j\sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2}, \\ &= \alpha \pm j\omega \end{aligned} \quad (337)$$

$$p_{1,2} = -\frac{1}{2C} (G + g_n) \pm j\sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{1}{4C^2} (G + g_n)^2}. \quad (338)$$

8.7 Generiranje harmonskih oblik signalov