

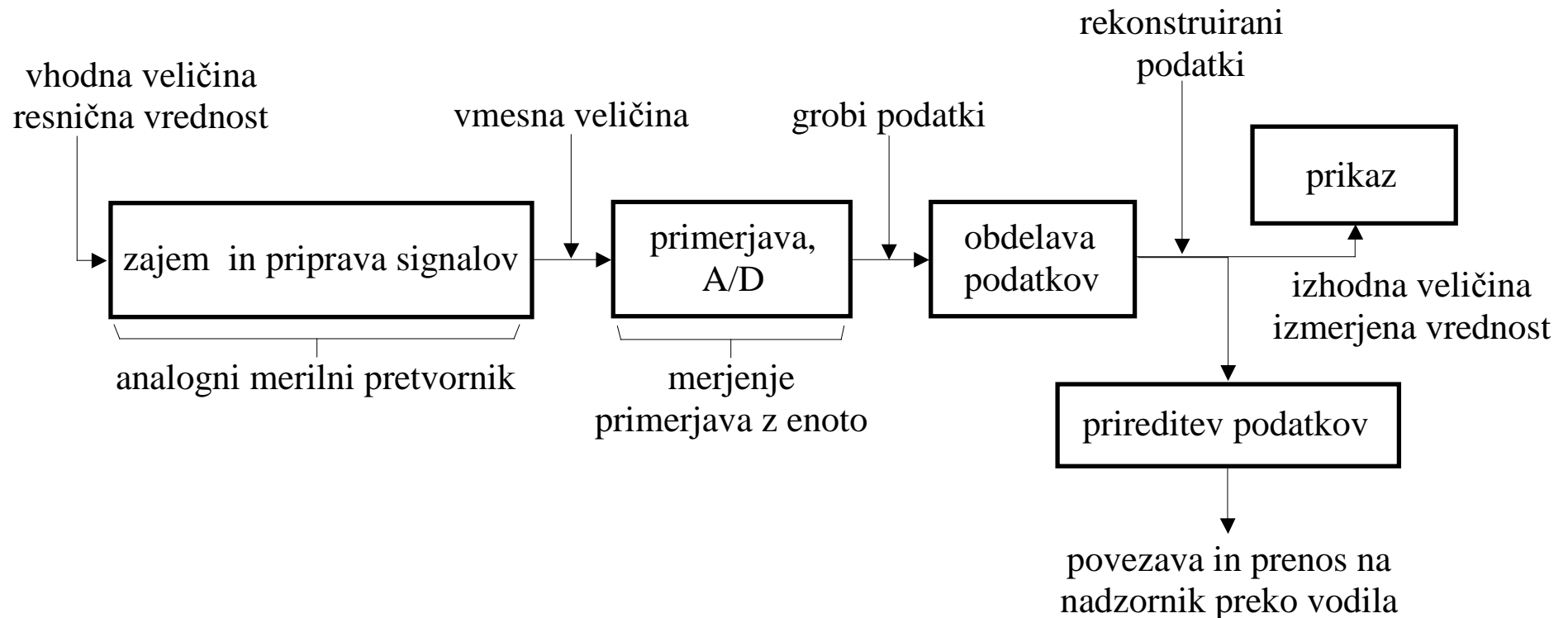


1. MERILNI INSTRUMENTI

Merilni instrument sestavlja več merilnih členov v skupnem ohišju. Deli so večinoma elektronski (izhaja iz besede **elektronka** – prvotni osnovni sestavni del), zato govorimo tudi o elektronskih merilnih instrumentih. Splošno so sestavljeni iz:

- **analognega pretvornika**
 - pretvorimo **električne** (napetost, tok, upornost...) in **neelektrične veličine** (tlak, temperauro, ...) v **enosmerno napetost**.
- **analogno-digitalnega pretvornika,**
- **enote za obdelavo podatkov,**
- **prikazovalnika ali indikatorja** (kazanje dobljene vrednosti).





Slika 1.1 Merilni instrument

Preprostejši merilni instrumenti nimajo vseh delov ali pa so okrnjeni (npr.: jim manjka vodilo ali vodilo ter obdelava podatkov ali celo A/D pretvornik in imajo samo pripravo signala ter indikator).





Pri pretvornikih uporabljamo elektronske sestavne dele:

- ojačevalniki,
- filtri, modulatorji, oscilatorji, integrirana vezja itd.

Analogno-digitalni pretvorniki so lahko napetostni, tokovni, kapacitivni itd.

Z **digitalizacijo** pa dobimo tudi možnost **obdelave, pomnjenja in prenosa** izmerjenih vrednosti. Vključitev **mikroprocesorja** omogoča **programirljivost**:

- nadzor merilnega postopka, spreminjanje območij,
- izbor vrste merilne veličine itn.

Prikazovalniki:

- številski (digitalni) in rasterski prikazovalnik.





Lastnosti:

- Za delovanje potrebuje instrument **pomožni vir električne energije**,
 - **vpliv priključitve instrumenta** na merilni objekt je **manjši** kot pri električnem instrumentu.
- Ojačevalniki in atenuatorji **povečajo območje** merilne veličine.
- S filtri zajamemo samo **del frekvenčnega prostora** in zmanjšamo vpliv motenj.
- Visoka frekvenčna meja ($\approx \times 10\text{GHz}$).

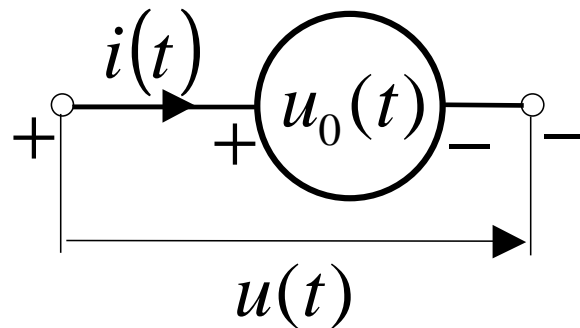


5.1 Osnovni aktivni gradniki za obdelavo in prireditev signalov



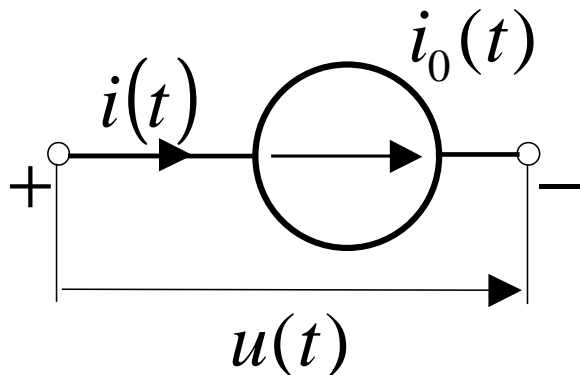
Osnovni **aktivni** gradniki v merilnih sistemih so **napetostni** in **tokovni izvori**. Ti so lahko **neodvisni** ali **odvisni** (krmiljeni).

- idealni neodvisni napetostni izvor:



$$u(t) = u_0(t) \text{ neodvisno od } i(t)$$

- idealni neodvisni tokovni izvor:



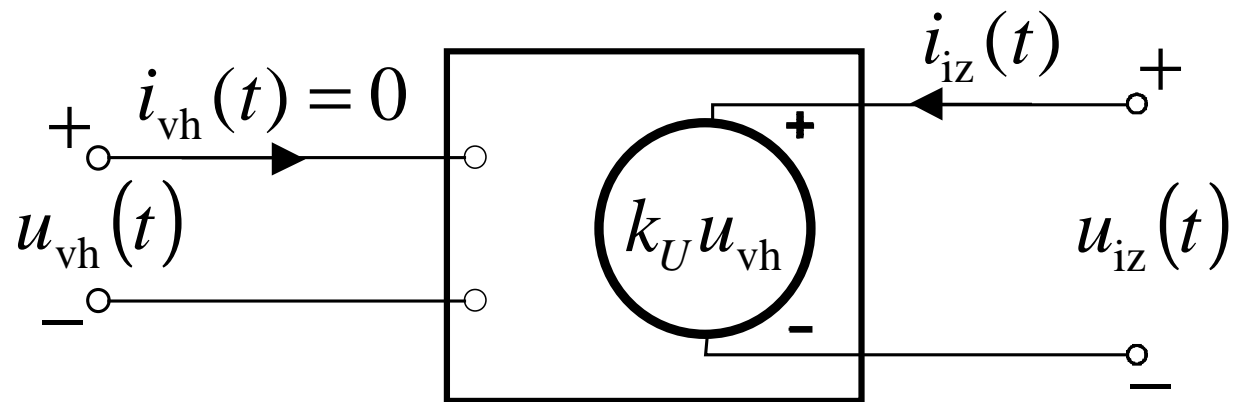
$$i(t) = i_0(t) \text{ neodvisno od } u(t)$$





Krmiljeni izvori:

- **napetostno** krmiljeni **napetostni** izvor:



$$u_{iz}(t) = k_U u_{vh}(t) \text{ neodvisno od } i_{iz}(t)$$

- **napetostno** krmiljeni **tokovni** izvor,
- **tokovno** krmiljeni **napetostni** izvor,
- **tokovno** krmiljeni **tokovni** izvor.

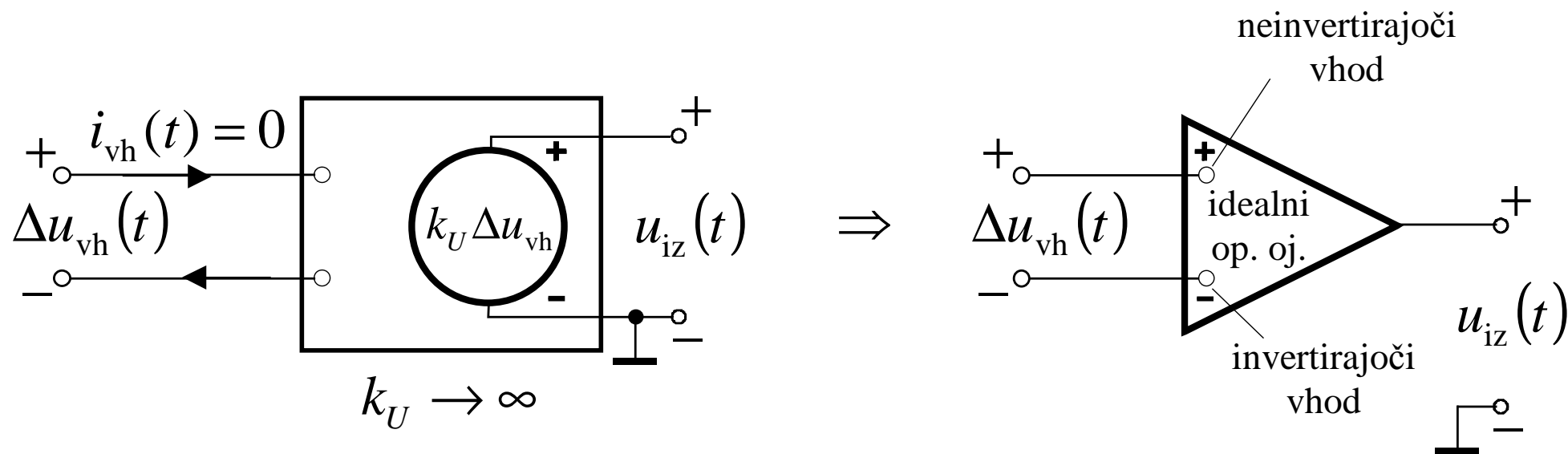




1.1.1 Operacijski ojačevalnik

Pri izgradnji krmiljenih izvorov se uporabljajo aktivni električni elementi kot sta **tranzistor** in **operacijski ojačevalnik** v linearnem delu karakteristike.

Idealni **operacijski ojačevalnik** je posebni primer **napetostno krmiljenega napetostnega izvora** z zelo velikim ojačenjem $k_U \rightarrow \infty$.



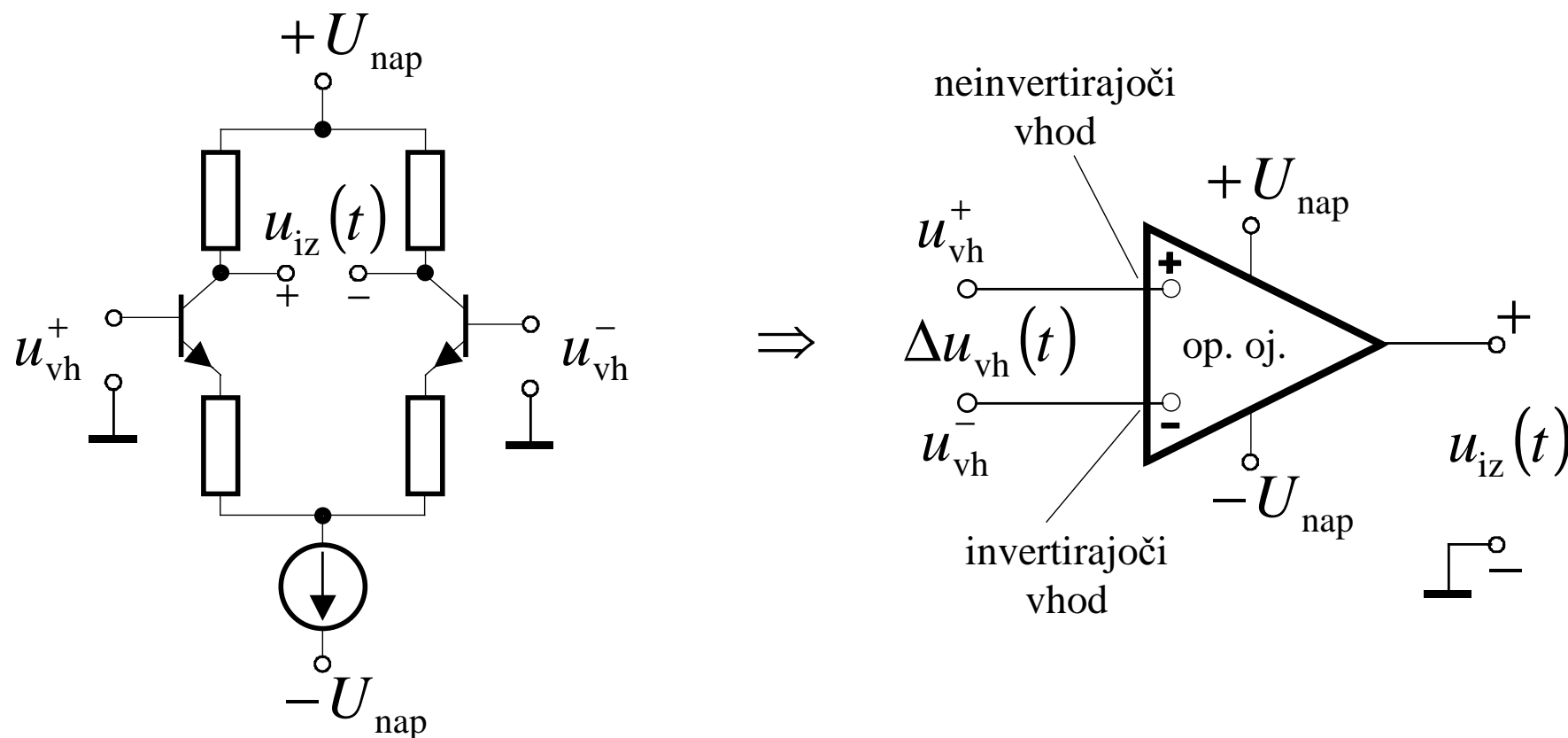
Slika 1.2 Idealni operacijski ojačevalnik: $k_U = \infty$;

$$i_{vh} = 0 \rightarrow Z_{vh} = \Delta u_{vh} / i_{vh} = \infty; \quad u_{iz} \text{ neodvisna od } i_{iz} \rightarrow Z_{iz} = 0$$





Realni **operacijski ojačevalnik** principiелно sestavljata dva enaka tranzistorja v mostični vezavi, kjer se njuna nelinearna **karakteristika linearizira**.

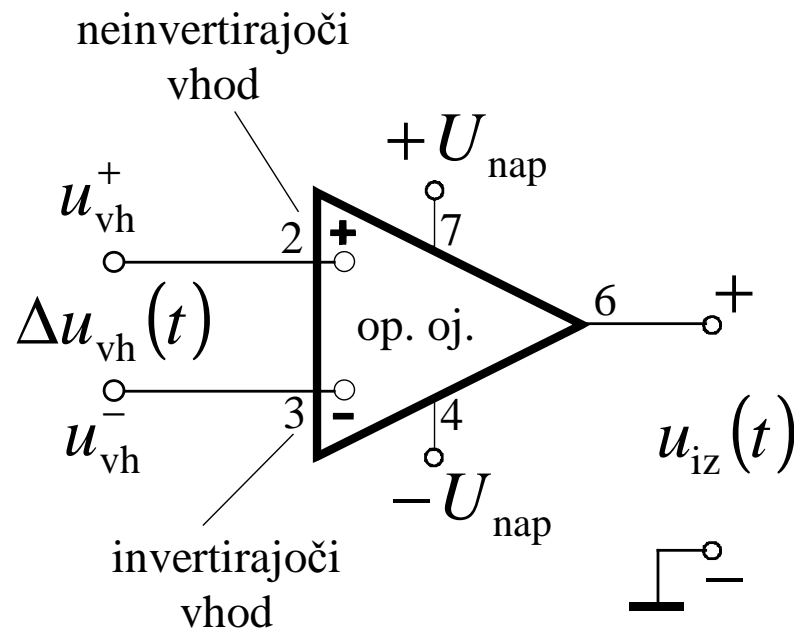


Slika 1.3 Realni operacijski ojačevalnik: $k_U < \infty$;
 $i_{vh} \approx 0 \rightarrow Z_{vh} < \infty$; u_{iz} odvisna od $i_{iz} \rightarrow Z_{iz} \approx 0$





Operacijski ojačevalnik ojačuje razliko napetosti na neinvertirajočem in invert. vhodu $u_{iz} = k_U \cdot \Delta u_{vh} = k_U \cdot (u_{vh}^+ - u_{vh}^-)$ zato ga imenujemo tudi **diferenčni ojačevalnik**.



Slika 1.4 Diferenčni ojačevalnik

Če je obema vhidoma dodana enaka **motilna napetost** ΔU jo z diferenčnim ojačevalnikom **izločimo**.

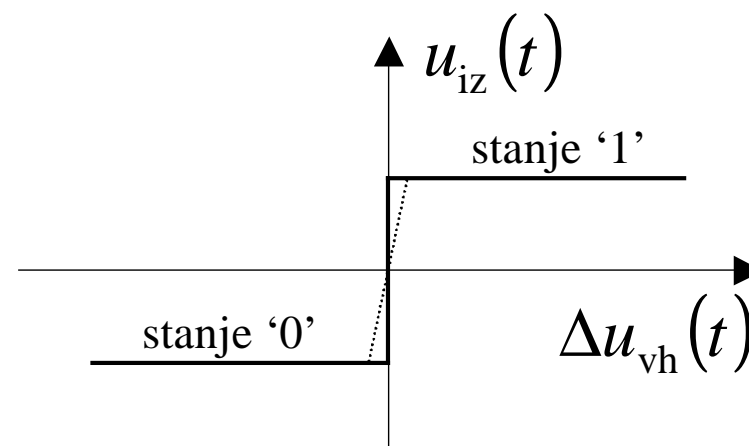
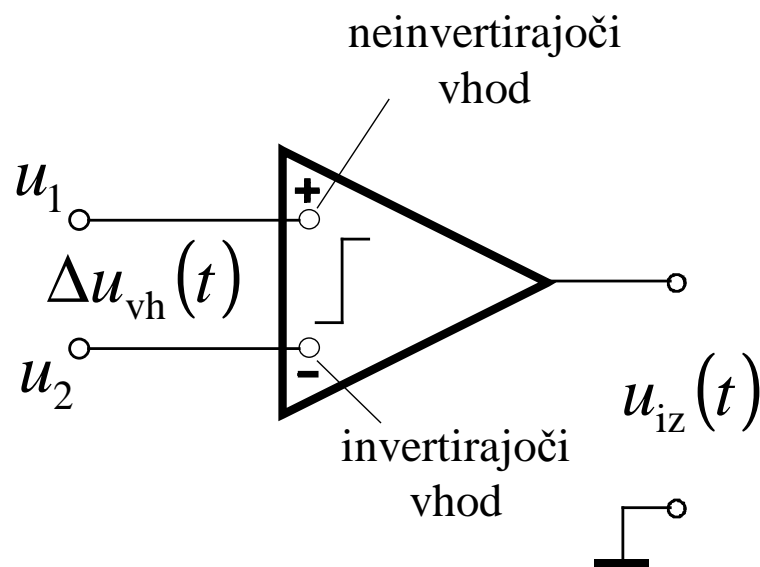
$$u_{iz} = k_U \cdot \left((u_{vh}^+ + \Delta U) - (u_{vh}^- + \Delta U) \right) = k_U \cdot (u_{vh}^+ - u_{vh}^-)$$





Teoretično vsak operacijski ojačevalnik brez povratne zanke deluje kot **primerjalnik** (comparator).

$$u_{iz} = k_U \cdot \Delta u_{vh} = k_U \cdot (u_1 - u_2)$$



Slika 1.5 Primerjalnik

Funkcija primerjalnika:

- u_{iz} ... stanje '1' za $u_1 > u_2$
- u_{iz} ... stanje '0' za $u_1 < u_2$

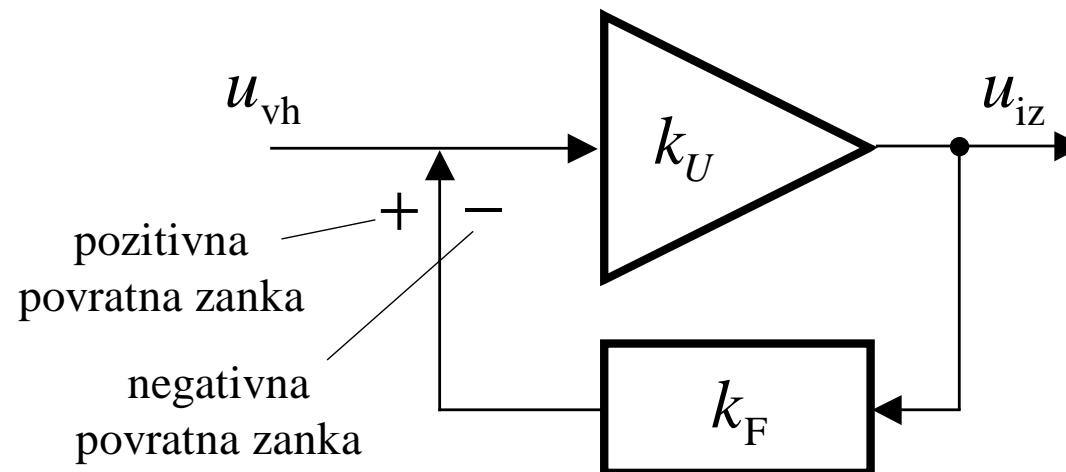


1.1.2 Zmanjšanje pogreška z uporabo povratne zanke



Če želimo zmanjšat vpliv karakteristike ojačevalnika (**nelinearnost** itd.), uporabimo povratno zanko (feedback).

- Del ali celotni **izhodni signal** se preko k_F pripelje **nazaj** k vhodnemu signalu in zanko zapremo (closed loop).

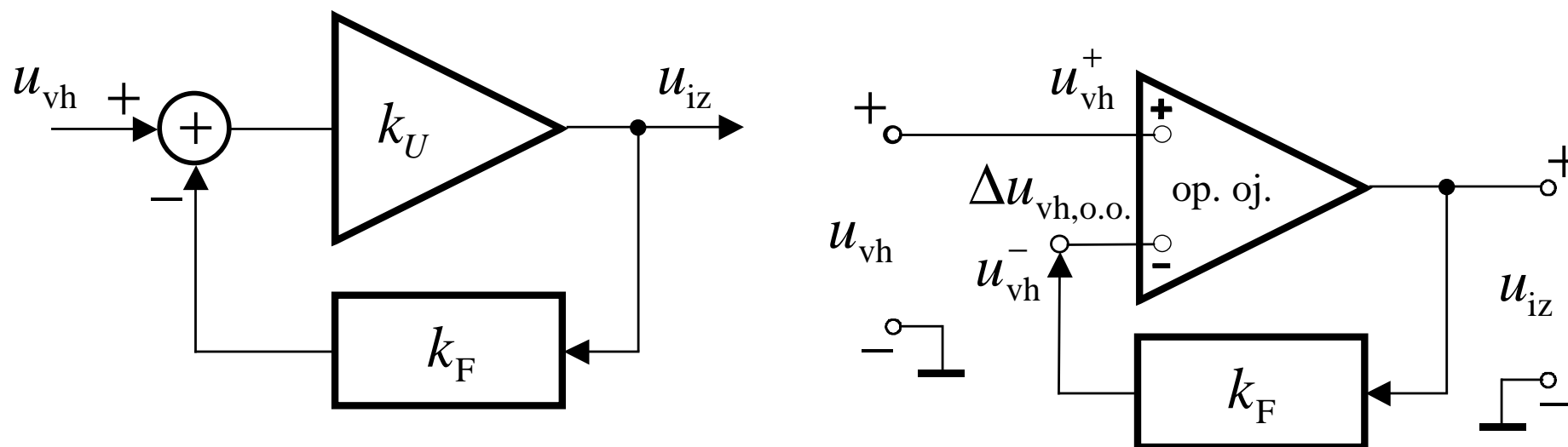


Slika 1.6 Povratna zanka

- **Pozitivna povratna zanka** je tedaj, kadar povratni signal deluje v **isto smer** kot vhodni (povečuje signal, oscilacije).
- **Negativna povratna zanka** je tedaj, kadar povratni signal deluje v **nasprotno smer** kot vhodni (stabilizira).



Uporaba negativne povratne zanke v merilnem sistemu



Slika 1.7 Uporaba negativne povratne zanke v merilnem sistemu

Vpliv negativne povratne zanke na skupno karakteristiko ojačevalne stopnje:

$$u_{iz} = k_U \cdot (u_{vh} - k_F u_{iz}) \quad \Rightarrow \quad u_{iz} = \frac{k_U}{1 + k_U k_F} u_{vh}$$

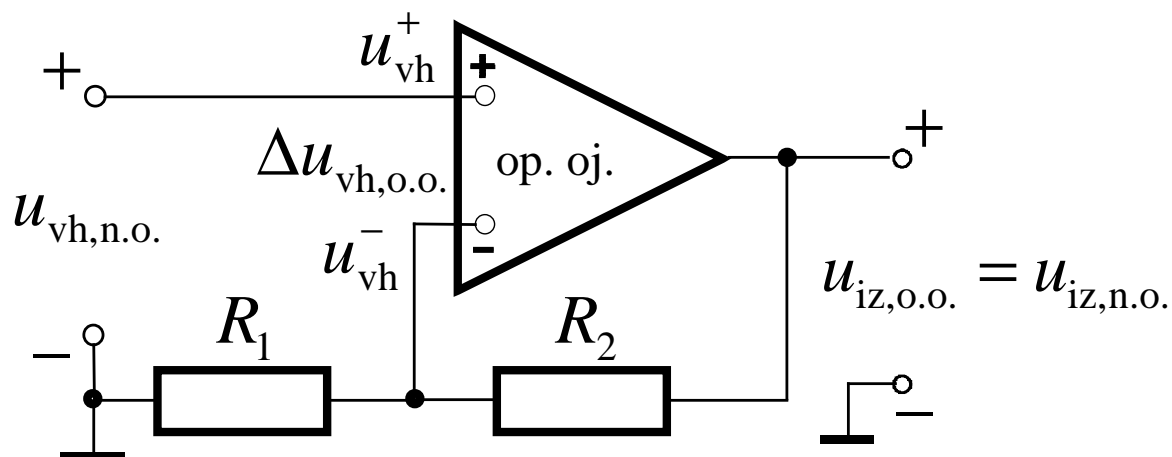
Ker je ojačenje k_U **veliko**, je $k_U k_F \gg 1$:

$$u_{iz} \doteq \frac{1}{k_F} u_{vh} \quad - \quad k_F \text{ določa obnašanje sistema!}$$





Primer neinvertirajočega napetostnega ojačevalnika:



Slika 1.8 Neinvertirajoči napetostni ojačevalnik

$$u_{iz,o.o.} = u_{iz,n.o.} = u_{iz}$$

$$k_F = \frac{u_{vh}^-}{u_{iz}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$k_U \gg 1 \Rightarrow \Delta u_{vh,o.o.} \rightarrow 0,$$

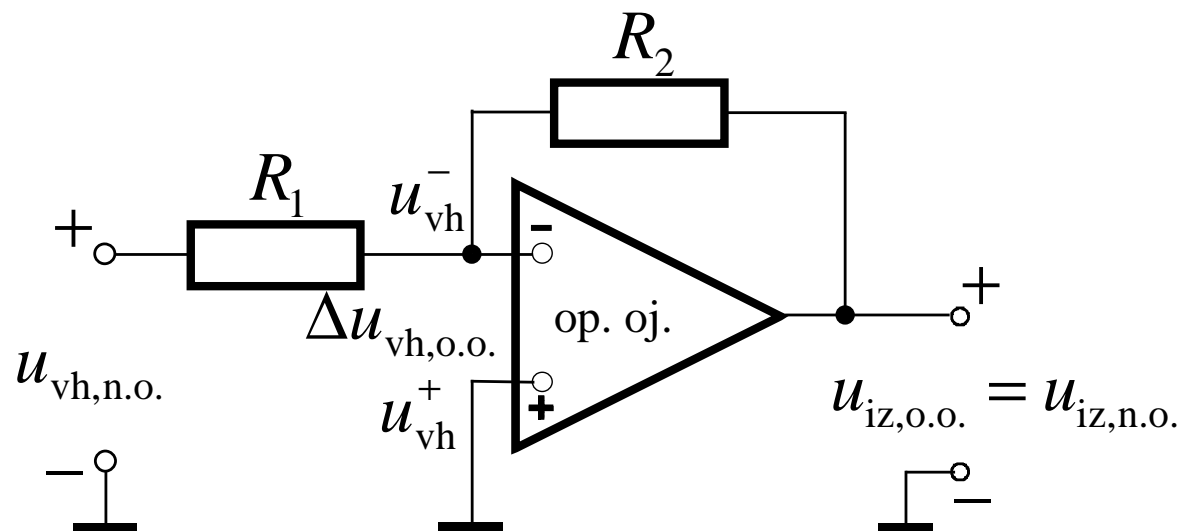
$$u_{vh,n.o.} = u_{vh}^+ \doteq u_{vh}^-$$

$$k_{n.o.} = \frac{u_{iz}}{u_{vh,n.o.}} \stackrel{k_U \gg 1}{\doteq} \frac{1}{k_F} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$





Primer invertirajočega napetostnega ojačevalnika:



$$u_{iz,o.o.} = u_{iz,n.o.} = u_{iz}$$

$$k_U \gg 1 \Rightarrow \Delta u_{vh,o.o.} \rightarrow 0,$$

$$u_{vh}^- \doteq u_{vh}^+ = 0$$

Slika 1.9 Invertirajoči napetostni ojačevalnik

$$k_F = \frac{u_{vh}^- - u_{vh,n.o.}}{u_{iz} - u_{vh,n.o.}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \xrightarrow{u_{vh}^- \doteq 0} \frac{-u_{vh,n.o.}}{u_{iz} - u_{vh,n.o.}} \doteq \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

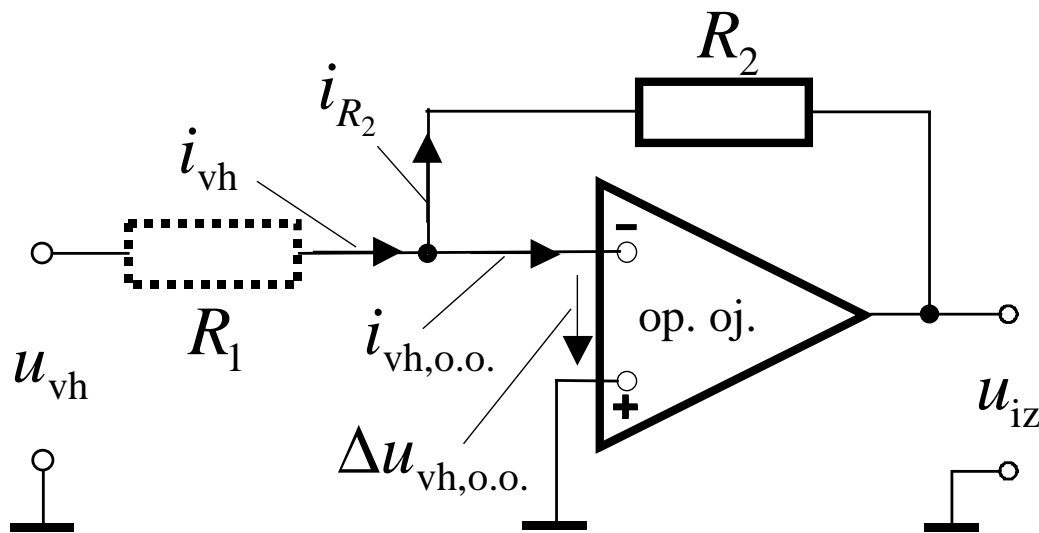
$$-u_{vh,n.o.} \cdot R_2 \doteq u_{iz} \cdot R_1 \rightarrow k_{n.o.} = \frac{u_{iz}}{u_{vh,n.o.}} \doteq -\frac{R_2}{R_1} = 1 - \frac{1}{k_F}$$





Primer tokovno napetostnega ojačevalnika.

- Shemo invertirajočega napetostnega ojačevalnika uporabimo za ojačenje tokovnega signala in pretvorbo v **napetostni izhod**.



$$k_U \gg 1 \Rightarrow \Delta u_{\text{vh,o.o.}} \rightarrow 0$$

$$i_{\text{vh,o.o.}} \rightarrow 0$$

Slika 1.10 Tokovno napetostni ojačevalnik

- Za vozlišče napišemo: $i_{\text{vh}} + i_{\text{vh,o.o.}} + i_{R_2} = 0 \xrightarrow{i_{\text{vh,o.o.}} \doteq 0} i_{R_2} \doteq -i_{\text{vh}}$
- Če je $\Delta u_{\text{vh,o.o.}} \doteq 0$, potem je $i_{\text{vh}} \doteq u_{\text{vh}} / R_1$ in zapišemo:

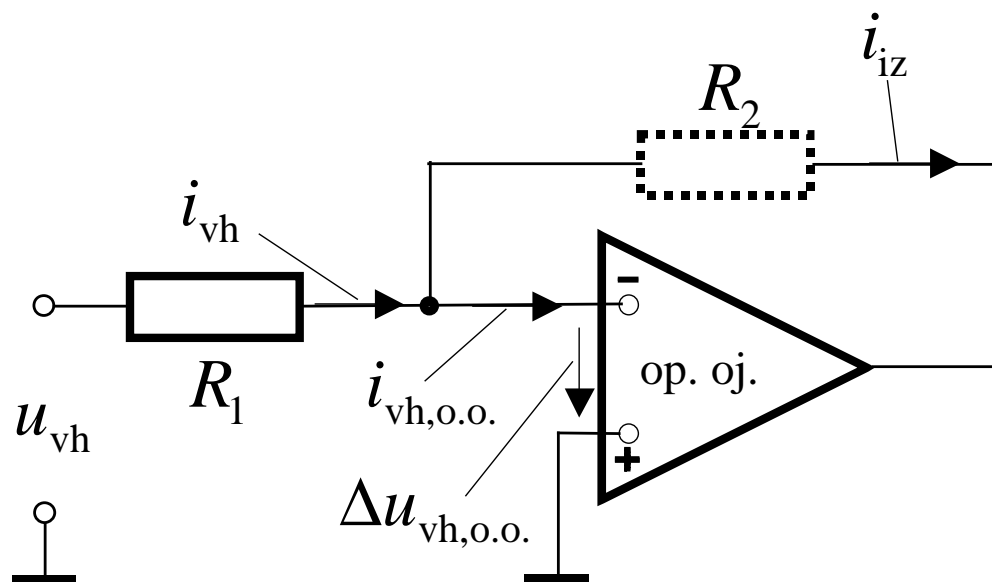
$$i_{R_2} \doteq \frac{u_{\text{iz}}}{R_2} \doteq -i_{\text{vh}} \rightarrow u_{\text{iz}} \doteq -i_{\text{vh}} \cdot R_2$$





Primer napetostno tokovnega ojačevalnika.

- Shema invertirajočega napetostnega ojačevalnika uporabimo za pretvorbo v **tokovni izhod**.



$$k_U \gg 1 \Rightarrow \Delta u_{\text{vh,o.o.}} \rightarrow 0$$

$$i_{\text{vh,o.o.}} \rightarrow 0$$

Slika 1.11 Napetostno tokovni ojačevalnik

- Podobno kot v prejšnjem primeru zapišemo: $i_{R_2} = i_{\text{iz}} \doteq -i_{\text{vh}}$
- Ker je $i_{\text{vh}} \doteq u_{\text{vh}}/R_1$ in zapišemo: $i_{\text{iz}} \doteq -u_{\text{vh}}/R_1$
 - Če ojačevalnik ni izkrmljen, je izhodni tok neodvisen od upora R_2 .





Raznovrstnost elektronskih merilnih instrumentov je velika:

- elektronski voltmetri,
- elektronski osciloskopi,
- univerzalni elektronski števec, itn.





1.2 Elektronski voltmetri

Delitev na:

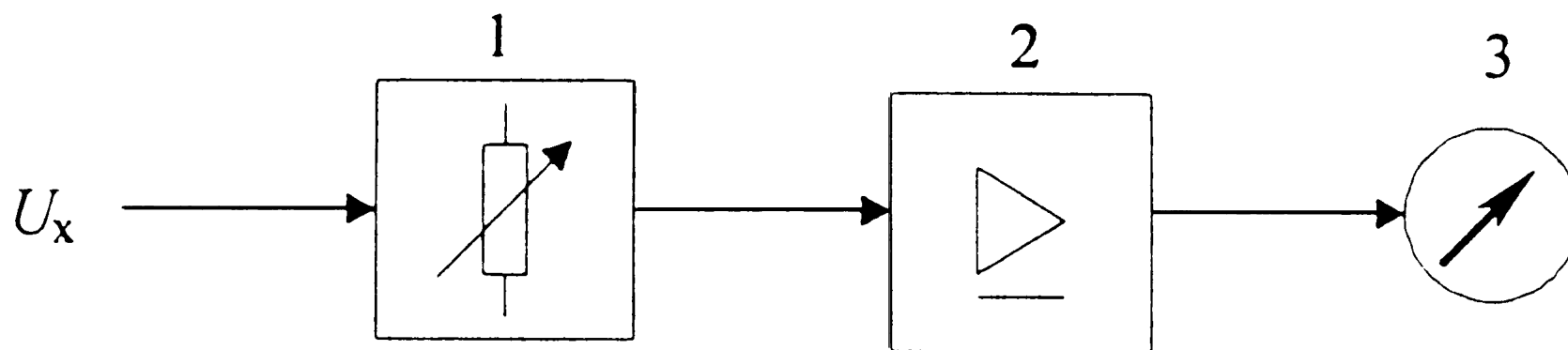
- **analogne,**
 - odklon kazalca je **análogon** merjene veličine.
 - **kvantizacijo** dobimo z **odčitanjem** – določitvijo položaja kazalca na skali.
- **digitalne.**
 - prikazuje vrednost v **številski obliki.**
 - Obe vrsti imata v pretvorniku podobne sestavne dele, ki proizvajajo **enosmerni signal** proporcionalen merjeni veličini.

ali delitev na:

- **enosmerne in izmenične.**



1.2.1 Analogni elektronski voltmeter



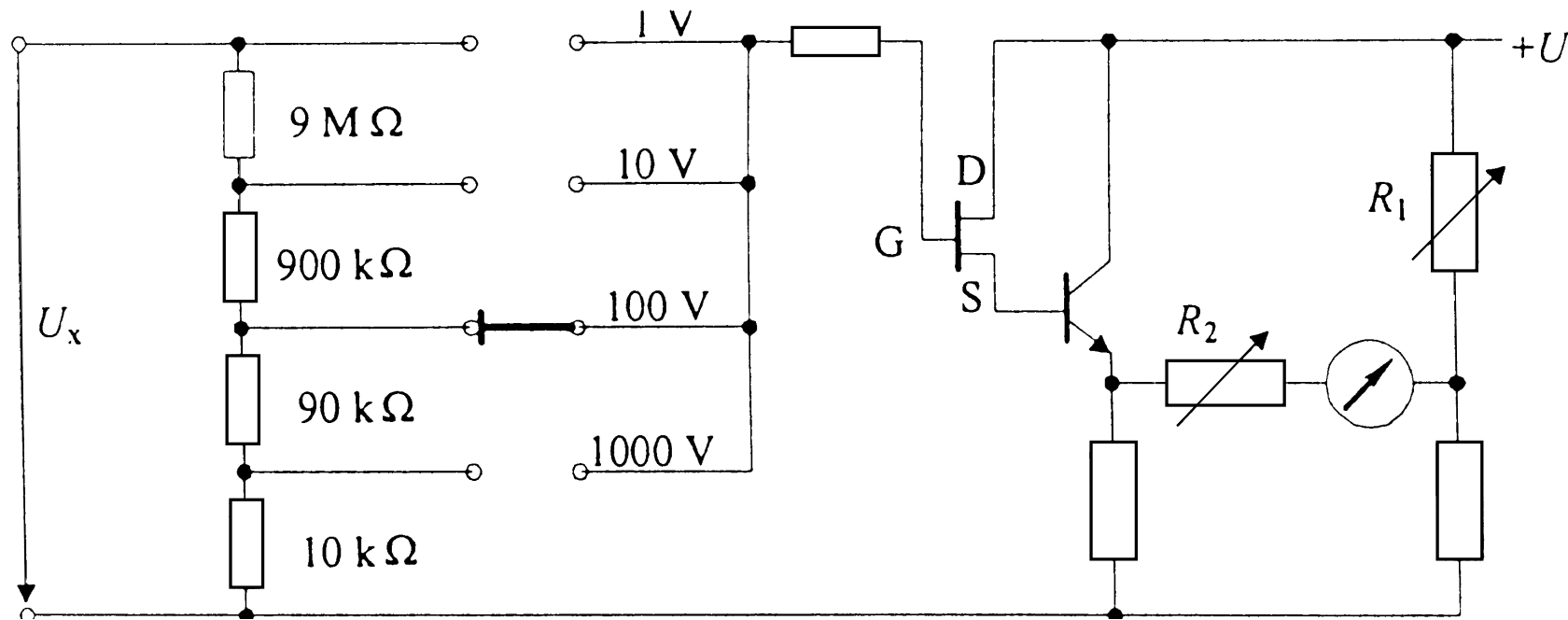
Slika 1.12 Blokovna shema voltmetra za merjenje enosmerne napetosti

Osnovna shema je sestavljena iz:

- vhodnega atenuatorja,
- ojačevalnika,
- prikazovalnika.



1.2.1.1 Enosmerni elektronski voltmeter



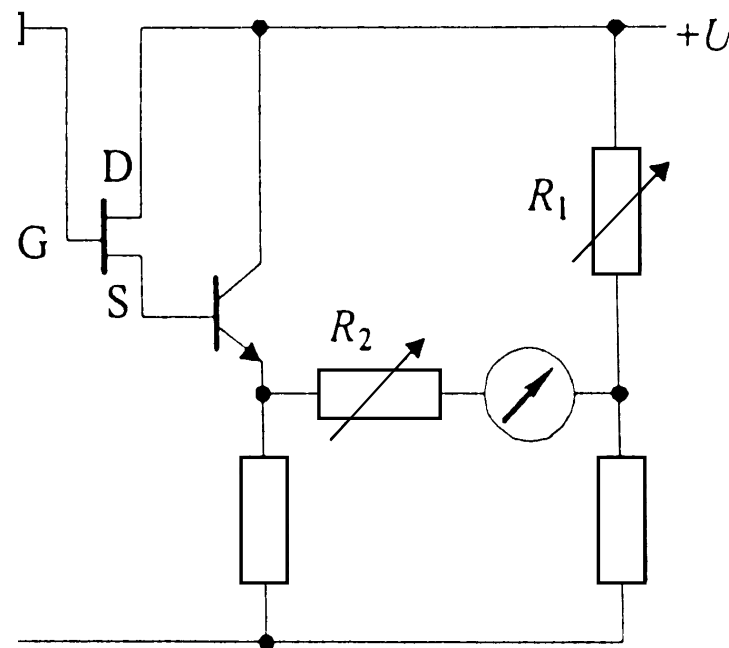
Slika 1.13 Preprost enosmerni analogni elektronski voltmeter

Lastnosti:

- **Vhodna upornost** je odvisna od uporovne verige (tipično $10\text{ M}\Omega$) in **neodvisna od območja**.
 - atenuator je praktično **neobremenjen** (FET tranzistor)



- R_1 in R_2 služita za **nastavitev ničle** in polnega odklona (občutljivosti).

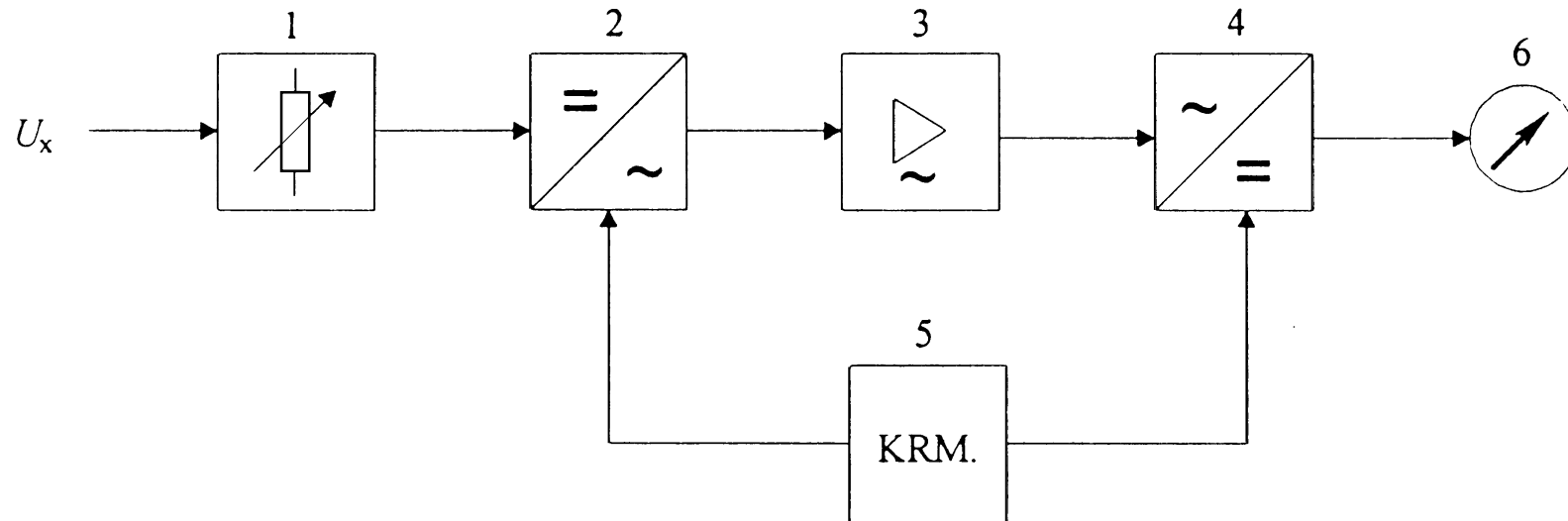


Takšen voltmeter **ni primeren** za merjenje zelo nizkih enosmernih **napetosti**.

- ker se spreminja ničelna točka – imamo **lezenje ali drift**.
Vzroki so:
 - temperaturna odvisnost,
 - spreminjanje napajalne napetosti,
 - staranje elementov itn.



Rešitev problema je lahko z ojačevalnikom, ki uporablja **razsekalec** (chopper amplifier).



Slika 1.14 Blokovna shema voltmetra za merjenje nizkih enosmernih napetosti

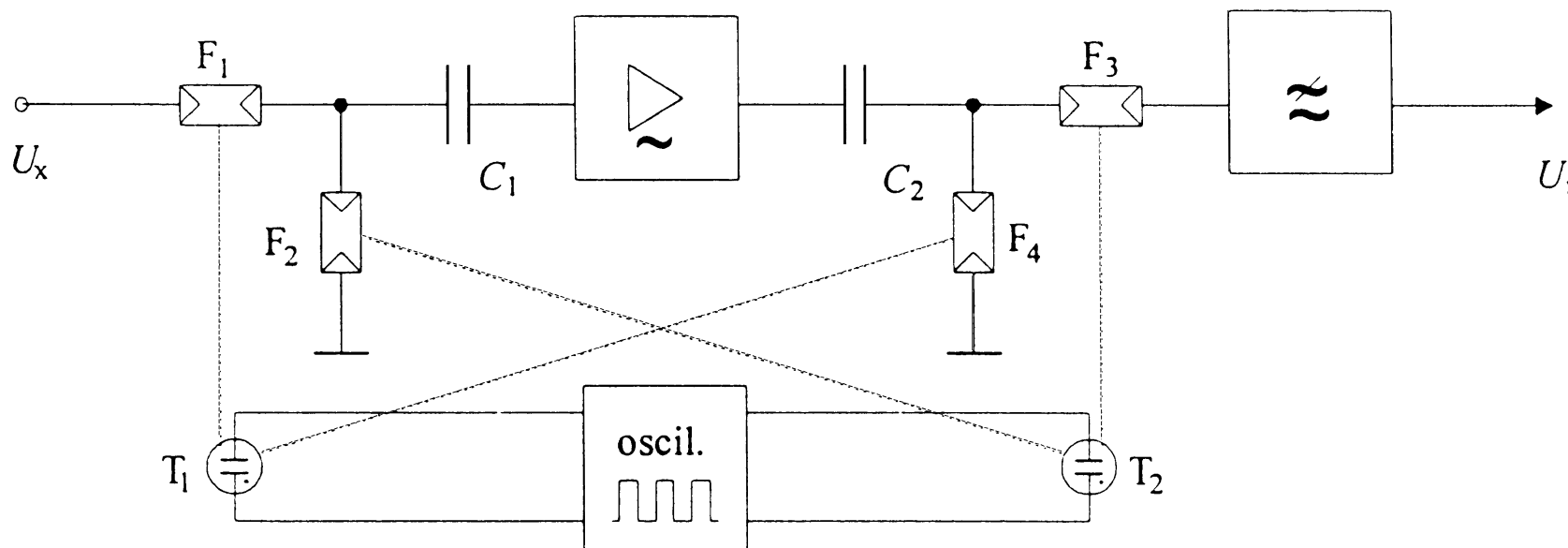
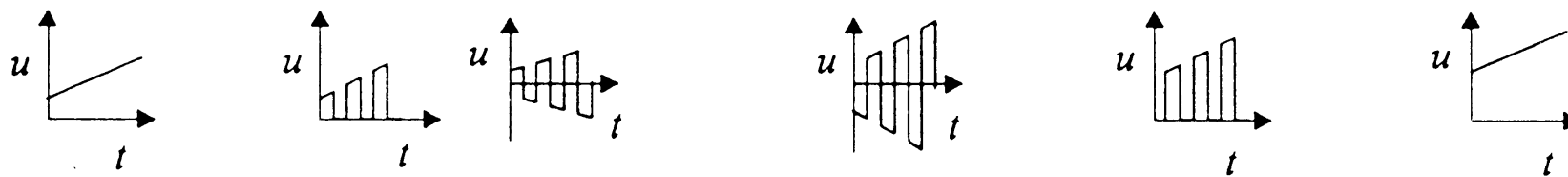
- **Enosmerna** napetost se najprej pretvori v **izmenično** (2) z razsekalcem - **modulatorjem**.
- **Izmenični ojačevalnik** (3) ne ojačuje enosmernih in nizkofrekvenčnih signalov.
- Ojačan signal se na koncu **usmeri** (4) v enosmerno vrednost - **demodulira**.
- Preklapanje krmili **krmilni člen** (5).





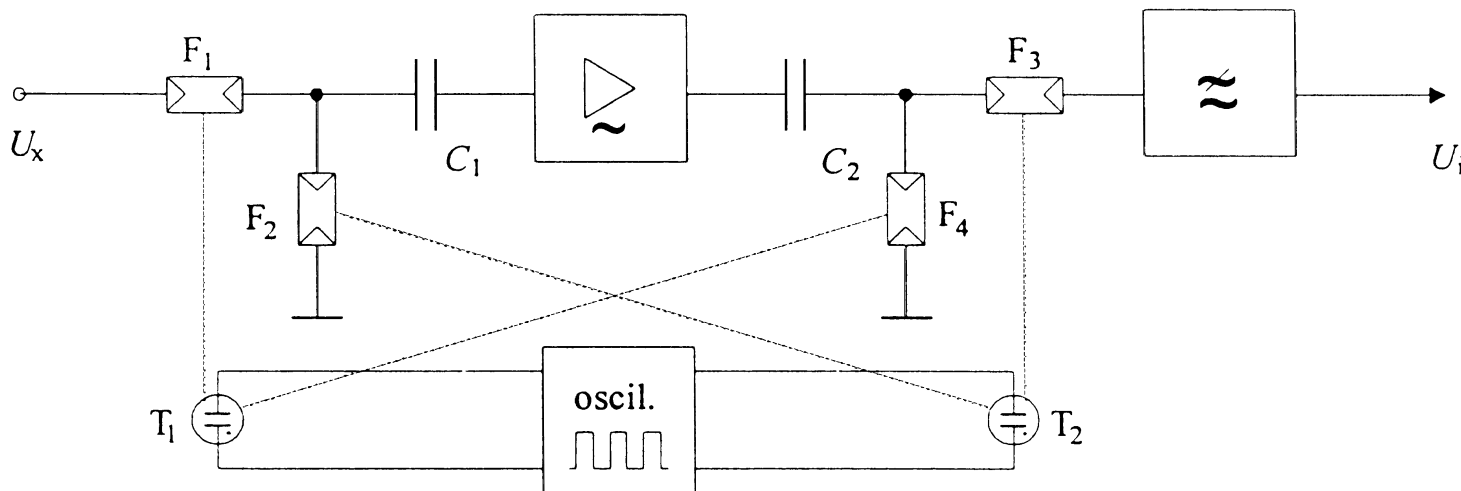
Za razsekanje se uporabljajo različna **stikala**:

- **tranzistorska in fotouporovna**, kapacitivne diode, magnetno spremenljivi upori.



Slika 1.15 Voltmeter za nizke enosmerne napetosti s fotouporovnim razsekalcem





Fotoupore F_1 do F_4 osvetljujeva tlivki T_1 in T_2 (plinski elektronki) z bliski.

- ko **prevaja** tlivka T_1 , **prevajata** fotoupora F_1 in F_4 (sta osvetljena), ko prevaja tlivka T_2 prevajata fotoupora F_2 in F_3 ,
 - frekvenca preklapljanja je reda 100 Hz.
- **oscilator** je **galvansko ločen** in ne povzroča motenj.
- pred ojačevalnikom imamo izmenično napetost - **modulacija**, ki se ojača.
- na izhodu ojačevalnika imamo obraten proces - **demodulacija**.
- izhodni filter je **nizkoprepusten** → **ovojnica** signala





Obstajajo tudi ojačevalniki, kjer se z merjeno enosmerno napetostjo **modulira nosilni sinusni** signal ($f(U)$).

- izhodiščna frekvenca mora biti vsaj 10 krat večja kot je najvišja frekvenca merjenega signala.

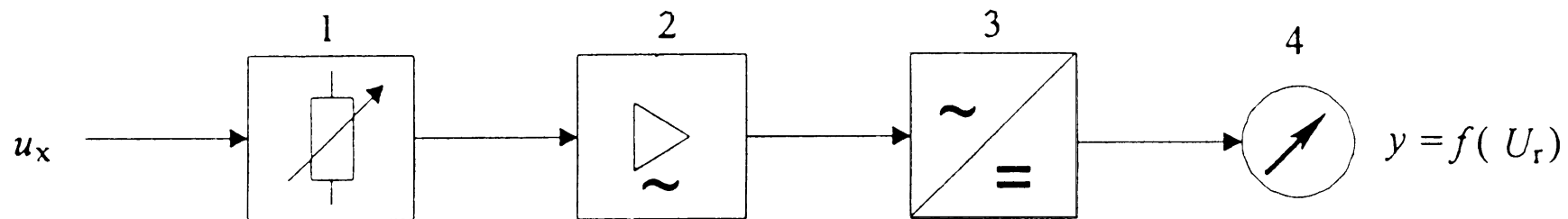


1.2.1.2 *Izmenični elektronski voltmetri z odzivom na srednjo vrednost*

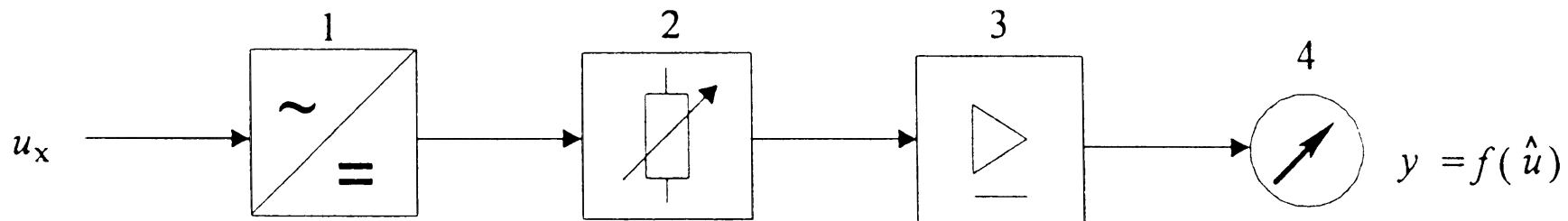


Pri merjenju izmenične napetosti z voltmetri, ki se odzivajo na srednjo vrednost, razlikujemo dva tipa prireditve signala:

- a. izmenično napetost najprej ojačimo in potem usmerimo
- odklon je ponavadi odvisen od usmerjene vrednosti izmenične napetosti (**polnovalno usmerjanje**),

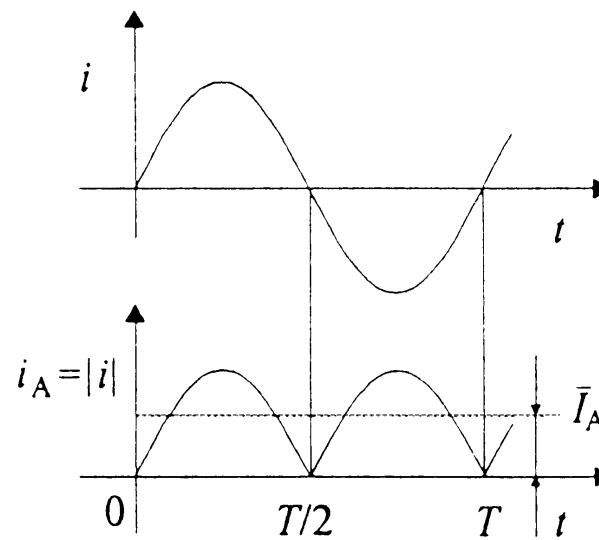
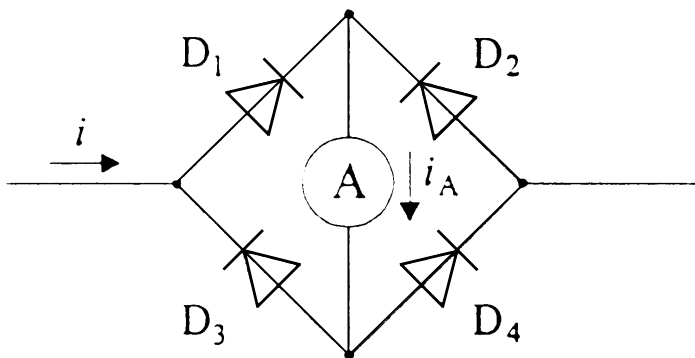


- b. izmenično napetost najprej usmerimo in potem ojačimo
- odzivanje na temensko vrednost,





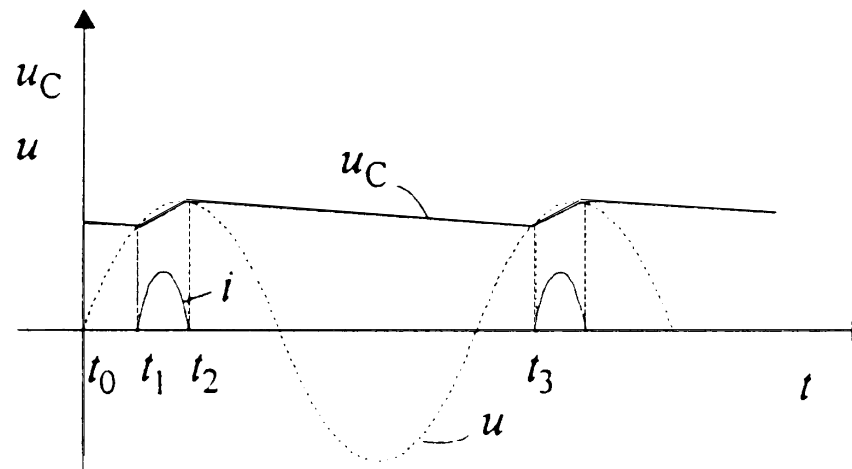
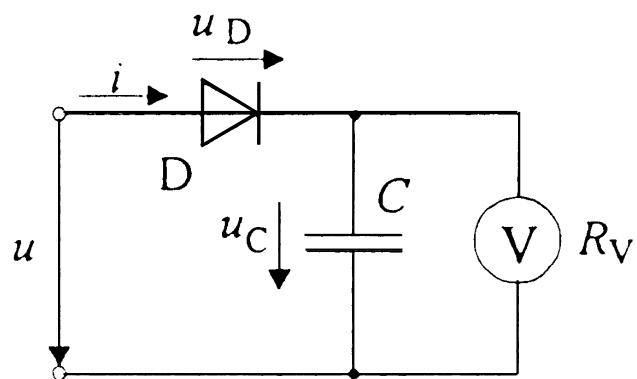
a. Polnovalno usmerjanje



Voltmetre ponavadi umerimo v efektivnih vrednostih izmenične napetosti

- če ni sinus → sistematski pogrešek

b. Voltmeter, ki se odziva na temensko vrednost

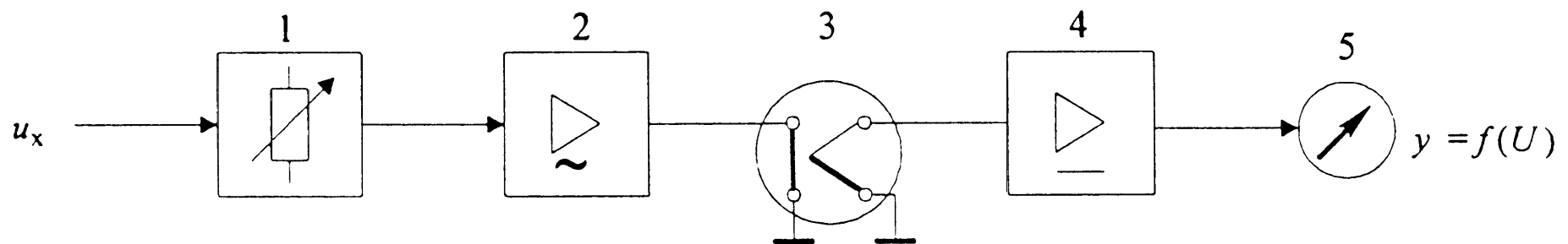




1.2.1.3 *Izmenični elektronski voltmetar z odzivom na efektivno vrednost*

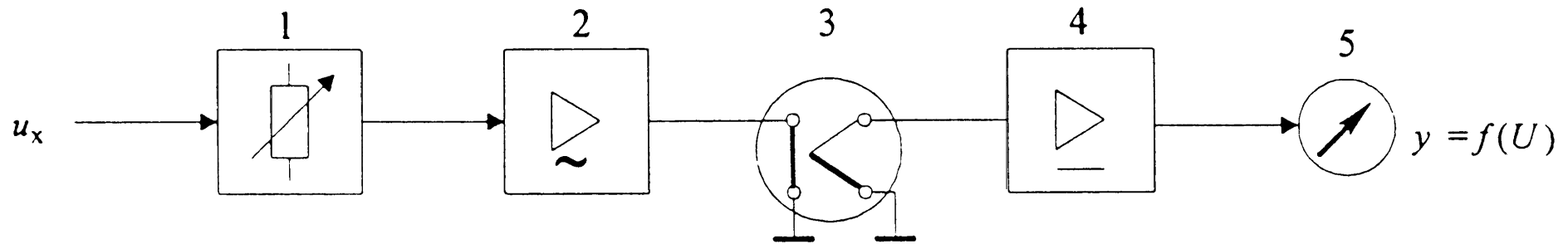
Obstaja še **tretji tip** elektronskih voltmetrov, ki se odzivajo **na efektivno vrednost** izmenične napetosti.

- kažejo pravilno **ne glede** na **faktor oblike** in **temenski faktor**
- uporablja se termoelektrični pret. - **termopretvornik**



Slika 1.18 Blokovna shema voltmetra za merjenje efektivne vrednosti napetosti



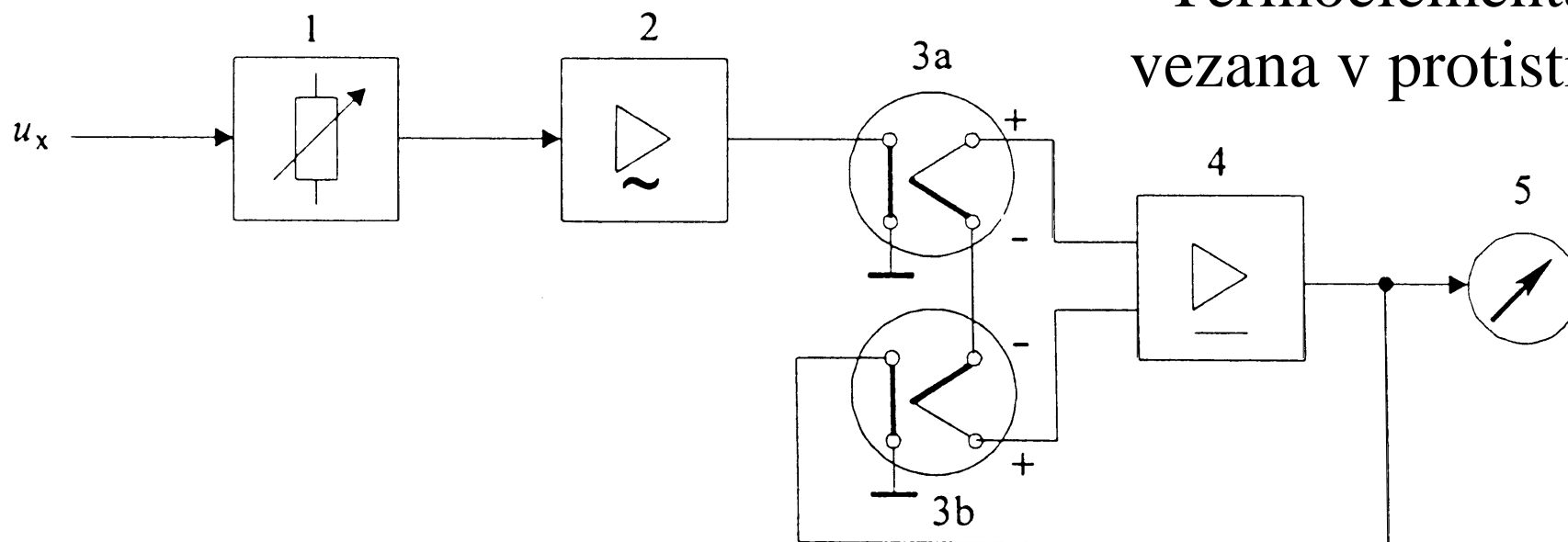


- Signal gre preko **atenuatorja** (1) in širokopasovnega **ojačevalnika** (2) na **ogrevno nitko** termopret. (3);
- **Nizko vrednost** enosmerne napetosti termopretvornika je potrebno **ojačiti** (4).
- Enosmerna napetost je proporcionalna moči dovedenega toka oz. kvadratu toka → **kvadratična skala**;





Lineariziramo jo z uporabo še enega termopretvornika v povratni zanki:



Slika 1.19 Voltmeter za merjenje efektivne vrednosti napetosti z linearno skalo
Napetost na vhodu ojačevalnika je praktično **nič**, kadar sta efektivni vrednosti **izmeničnega toka** na T-3a in **enosmernega toka** na T-3b enaki.

- za enakost poskrbi **ojačevalnik z zelo velikim ojačenjem!**



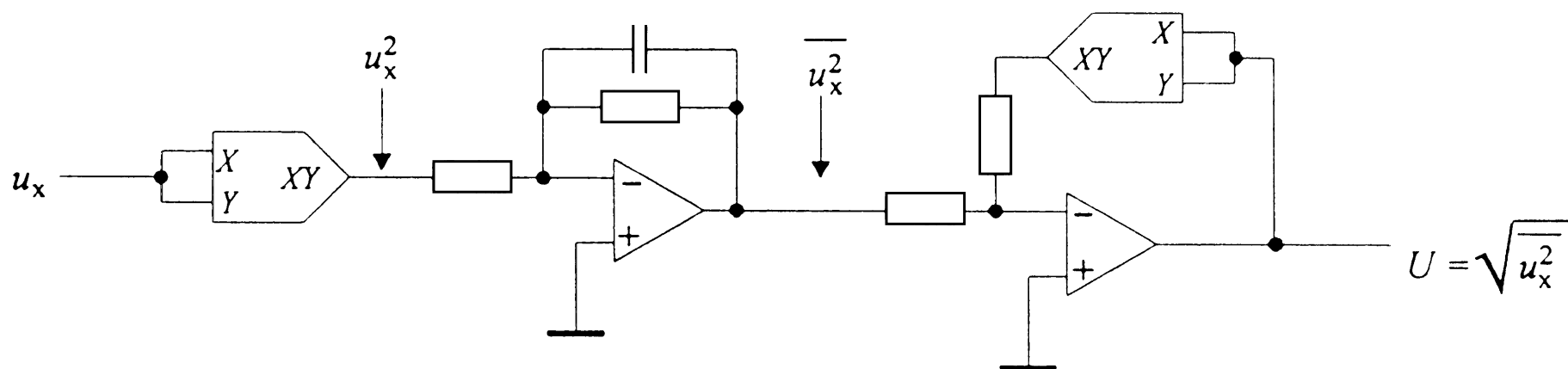
1.2.1.4 Popolna elektronska realizacija izmeničnega voltmetra z odzivom na efektivno vrednost



Najbolj pogosto se uporablja popolna **elektronska realizacija** definicije:

$$U = \sqrt{u_x^2} \text{ - koren povprečja kvadratov (rms)}$$

- napetost **kvadriramo**, **povprečimo** s filtrom in **korenimo** (kvadratna funkcija v povratni zanki ojač.)



Slika 1.20 Pretvornik za merjenje efektivne vrednosti napetosti z analognim postopkom





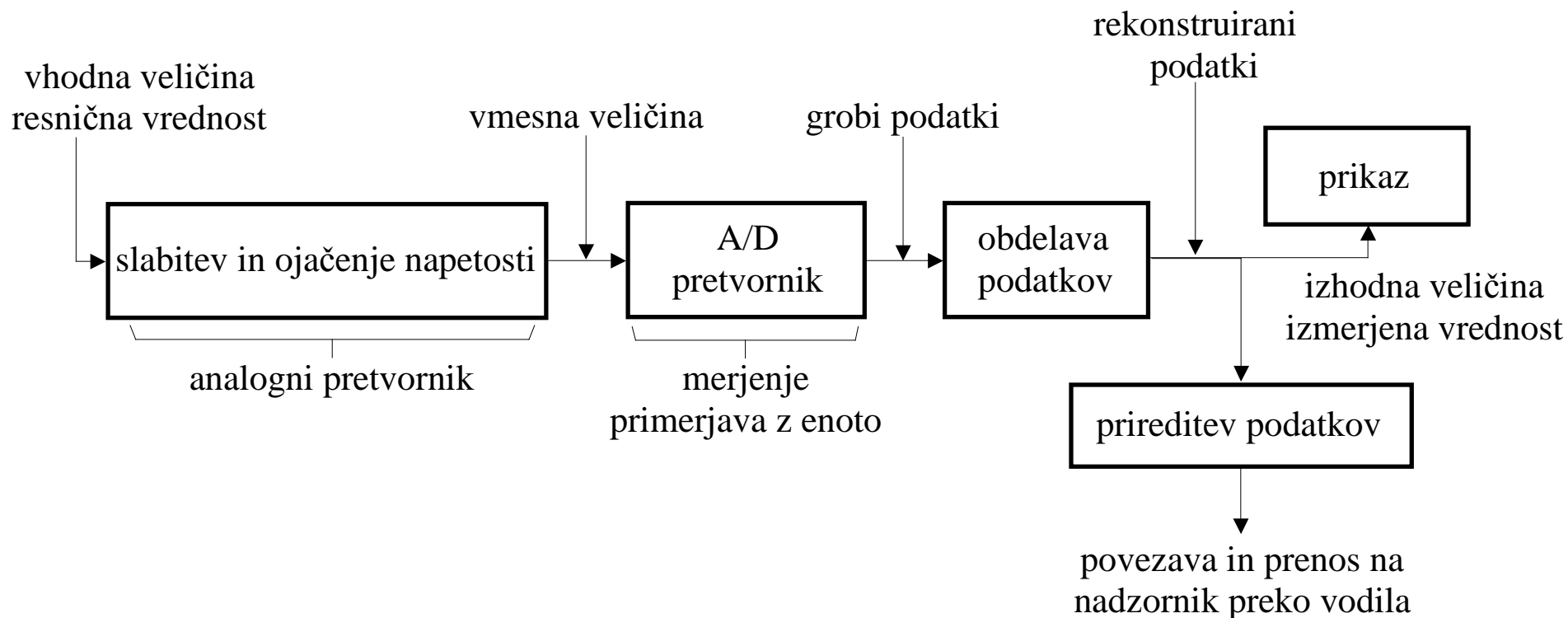
Uporaba elektronskih analognih voltmetrov za izmenične napetosti:

- Pozorni moramo biti, na kateri parameter se odzivajo;
 - v mislih moramo imeti tudi **časovni potek** napetosti.
- **Trenutne vrednosti** so lahko **precej večje** kot povprečja merjene napetosti (usmerjena ali efektivna vrednost) in pride **do nasičenja** v pretvorniku.
 - povpreček ni več točen!
 - podaja se mejna vrednost temenskega faktorja.





1.2.2 Digitalni elektronski voltmeter



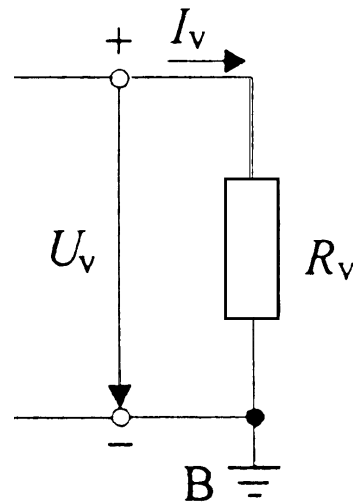
Slika 1.21 Digitalni elektronski voltmeter



1.2.2.1 Vhodna stopnja elektronskega voltmetra



Voltmetri imajo ponavadi le **dve vhodni sponki**, med katerima je **upornost (impedanca pri izmeničnih razmerah)**:



$$R_v = \frac{U_v}{I_v}$$

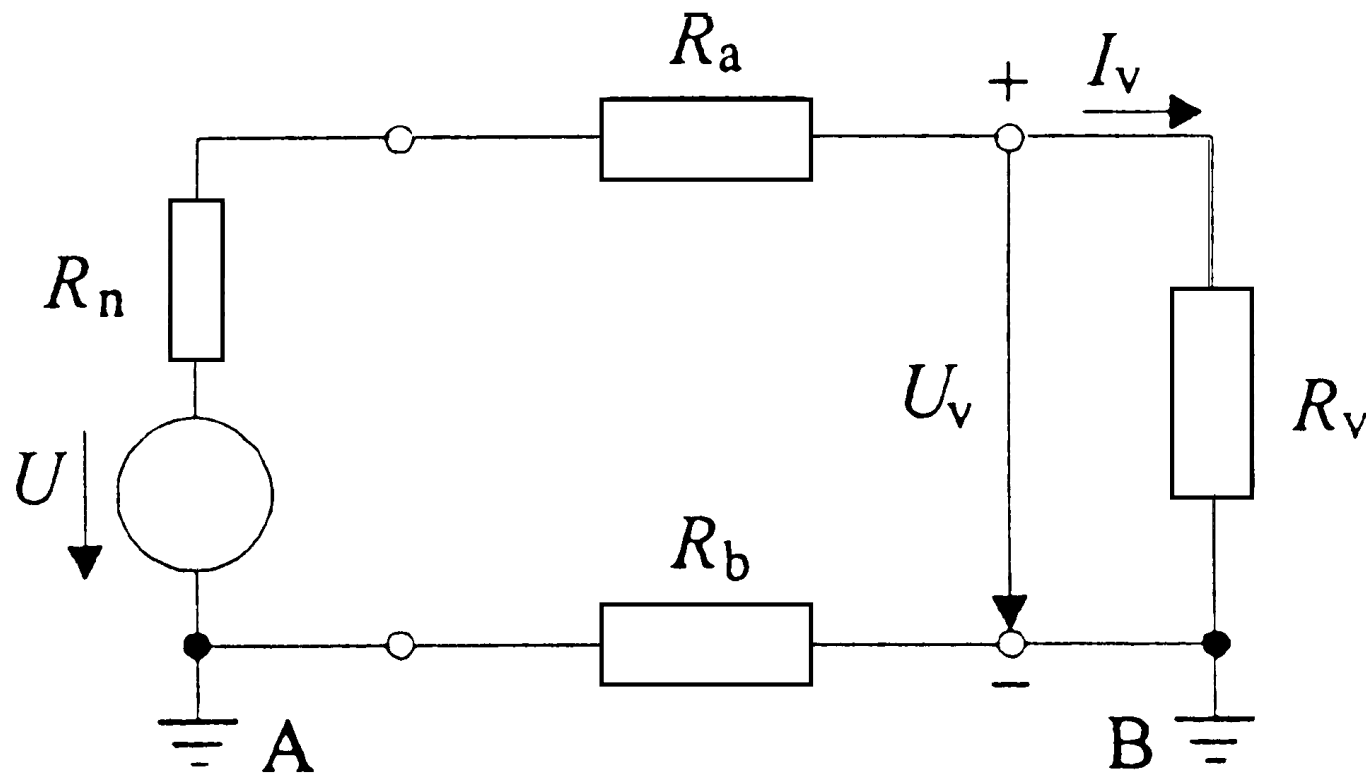
Pogosto je **negativni vhod ((-), skupna točka, common, \perp pri izmeničnih voltmetrih) ozemljen**.

Tudi merjeni vir ima **notranjo upornost in upornost veznih vodnikov ni enaka nič**.





Če je ozemljen tudi vir, imamo **posplošeno nadomestno vezje**:



Slika 1.22 Ozemljen vhod voltmetra

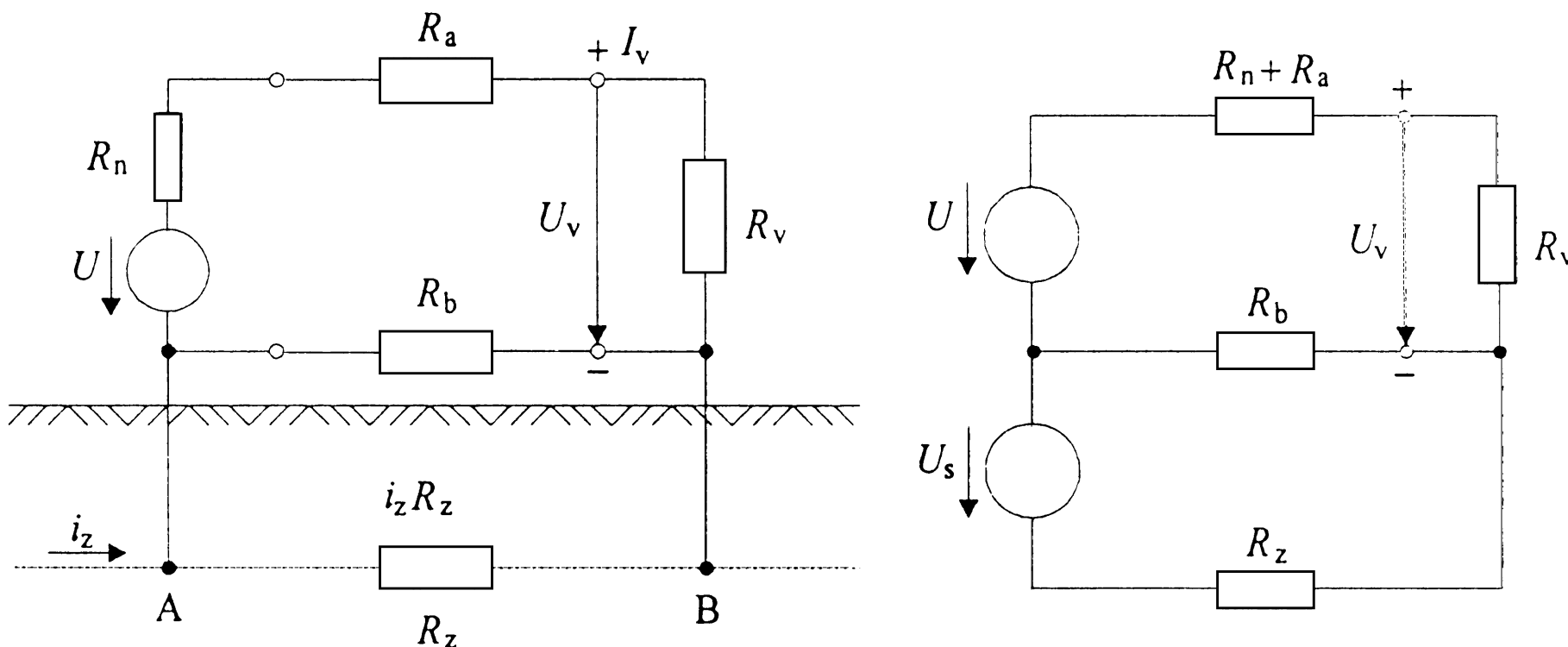
- Kadar sta točki A in B na istem potencialu, je **voltmeter z ozemljenim vhodom** najboljši način.





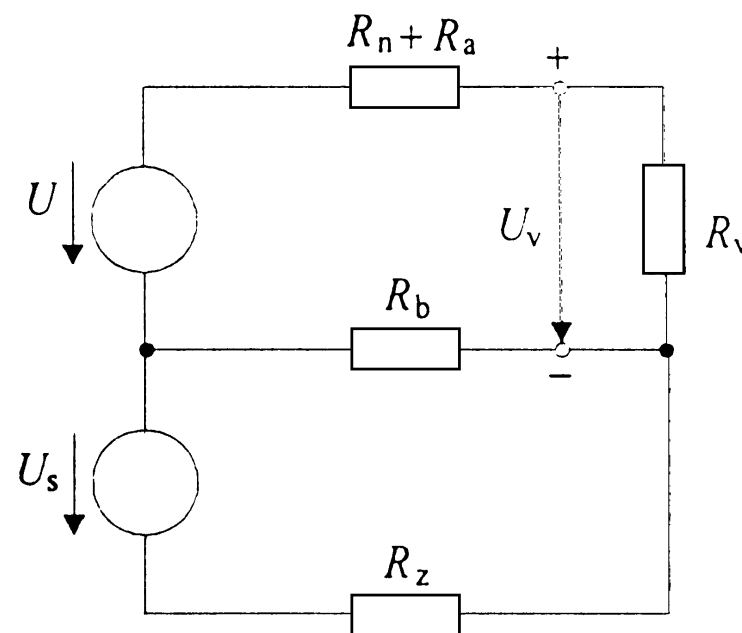
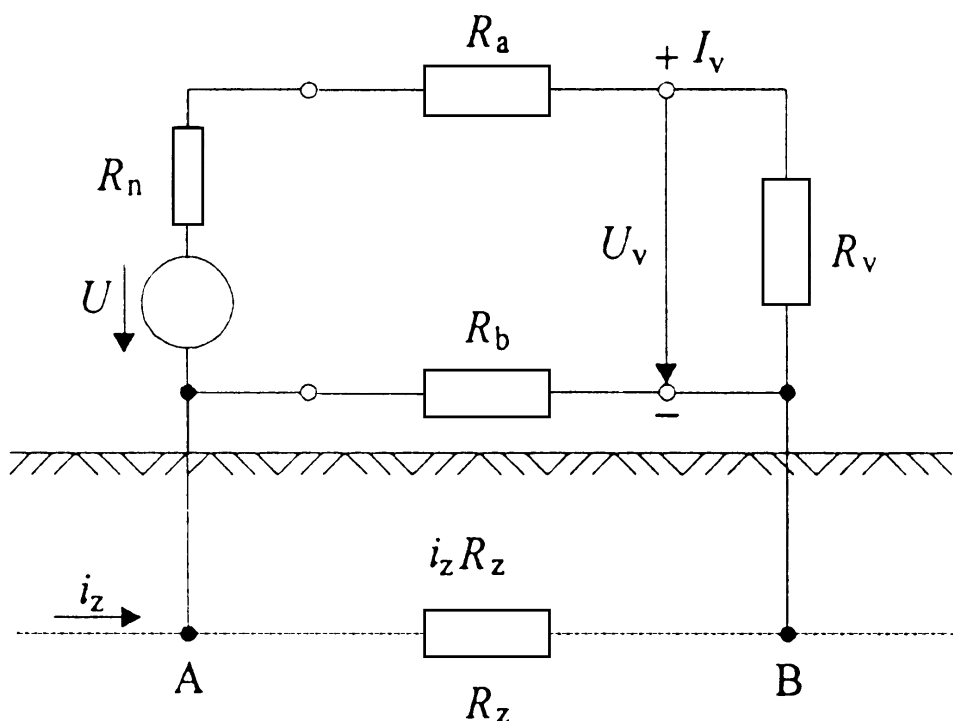
V splošnem **točki A in B nista na istem potencialu!**

- voltmeter je ozemljen krajevno drugje kot merjeni vir,
 - po zemlji tečejo **tokovi omrežne frekvence,**
- med točkama A in B imamo **sofazno napetost!**



Slika 1.23 Blodeči zemeljski tokovi – vir sofazne napetosti



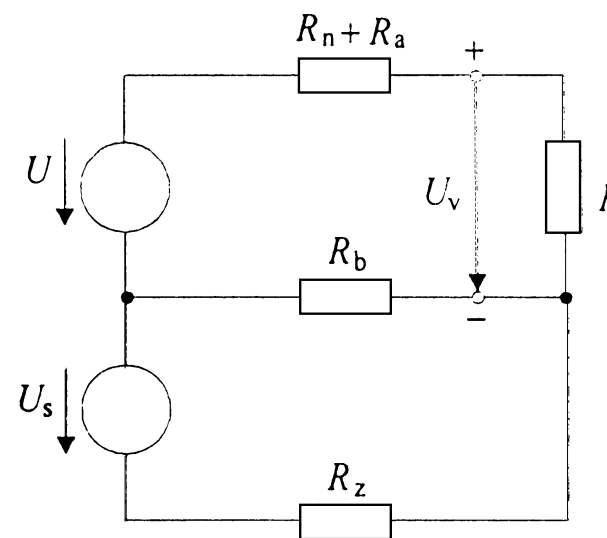
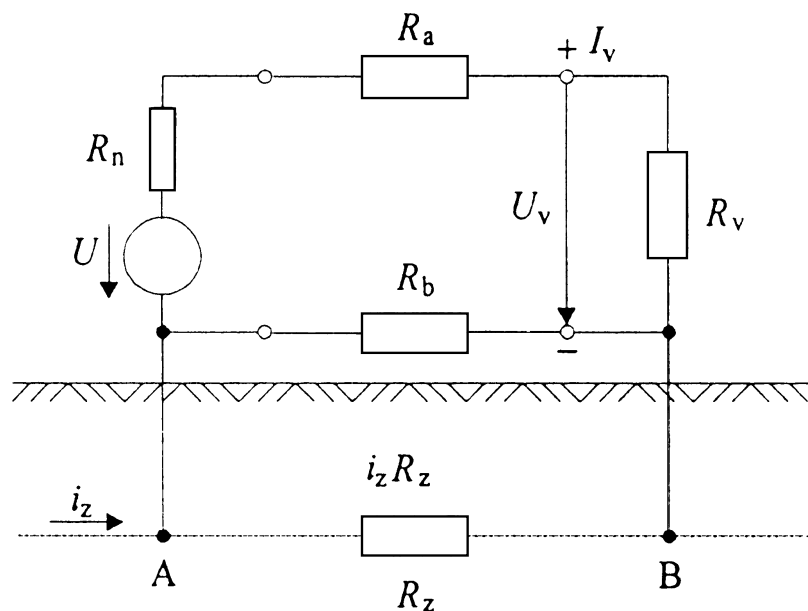


Zemeljski tok i_z povzroči na zemeljski upornosti R_z padec napetosti:

$$U_s = i_z R_z$$

- ker deluje na oba vhoda (+ in -) z isto fazo (v isto smer), se imenuje **sofazna**.





Kot **motilna napetost** se prenese na vhod voltmetra v dveh korakih:

- ker je $R_v + R_n + R_a \gg R_b$, teče ves motilni tok po vodniku R_b , in imamo:

$$U_{R_b} = U_s \frac{R_b}{R_b + R_z}$$

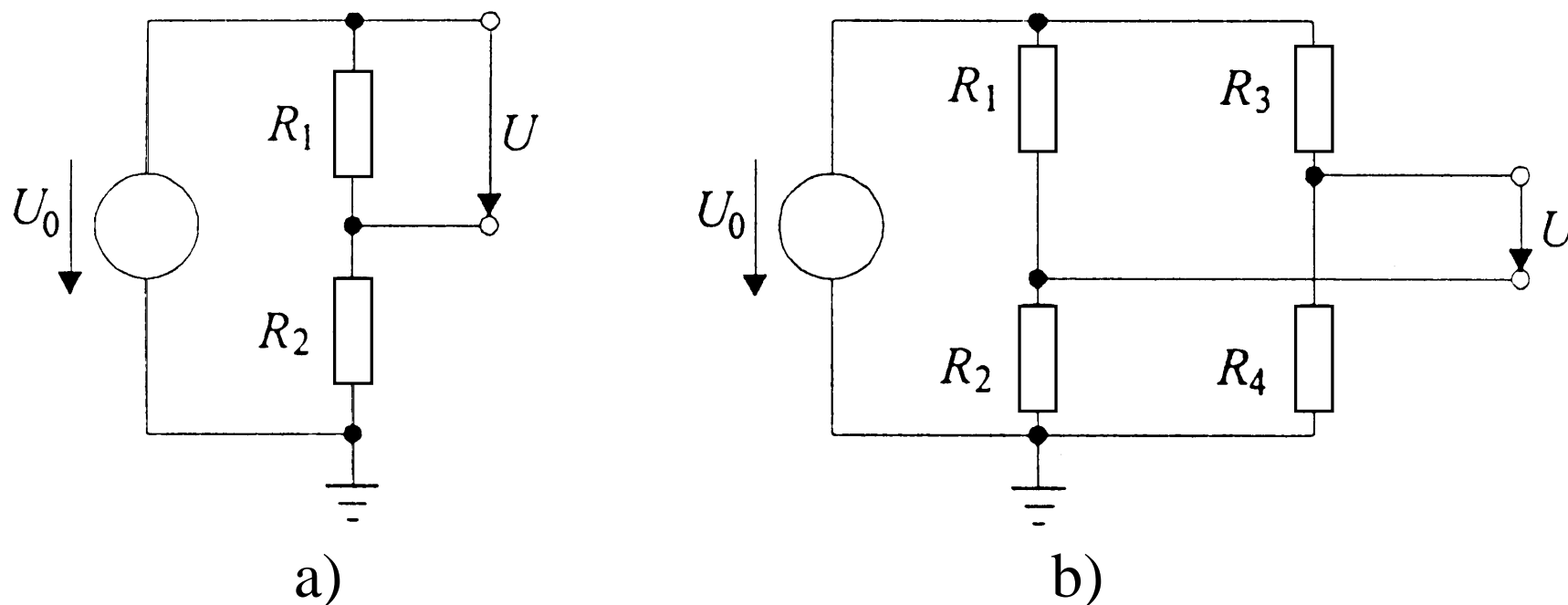
- ker je $R_v \gg R_n + R_a$, dobimo vso napetost na vhod:

$$U_m = U_{R_b} \frac{R_v}{R_n + R_a + R_v} \cong U_{R_b} \Rightarrow U_m = U_s \frac{R_b}{R_b + R_z}$$





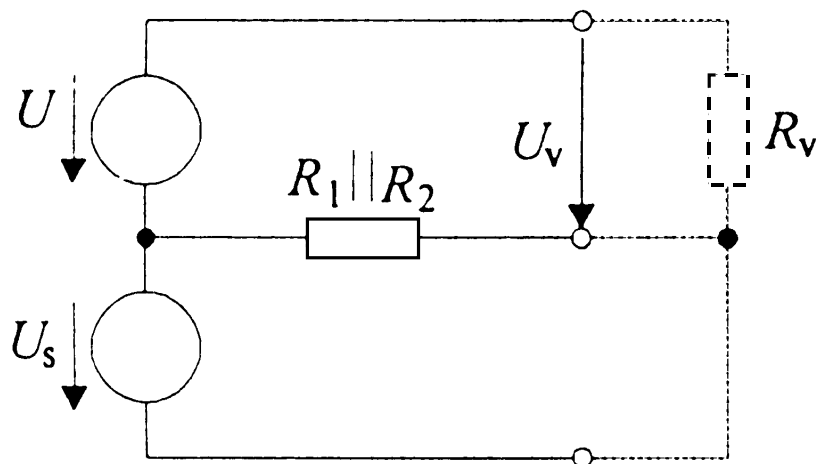
Sofazno napetost (točka nižjega potenciala ni na potencialu zemlje) povzročajo tudi **različne priključitve voltmetra v vezje**: uporovni delilnik, mostič, itn...



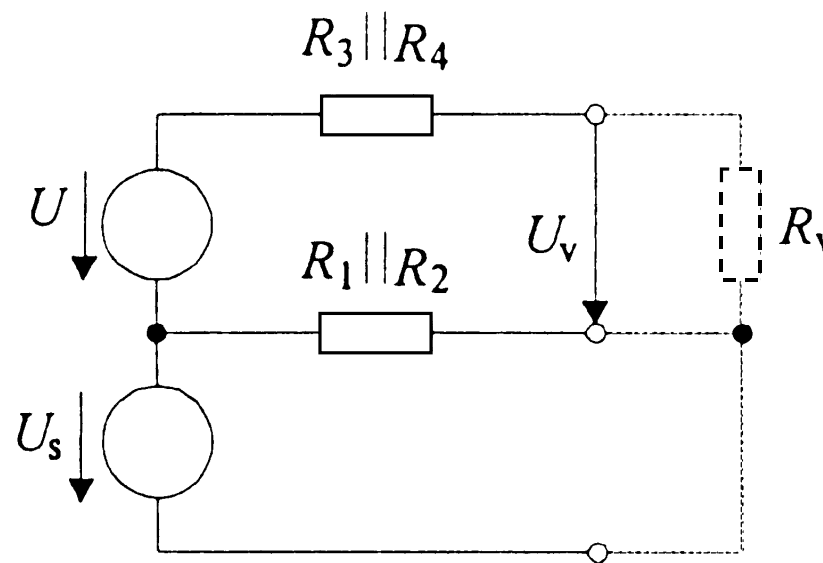
Slika 1.24 Merilna vira s sofazno napetostjo

Če bi uporabili ozemljeni voltmeter, bi bila meritev grobo popačena.





a)



b)

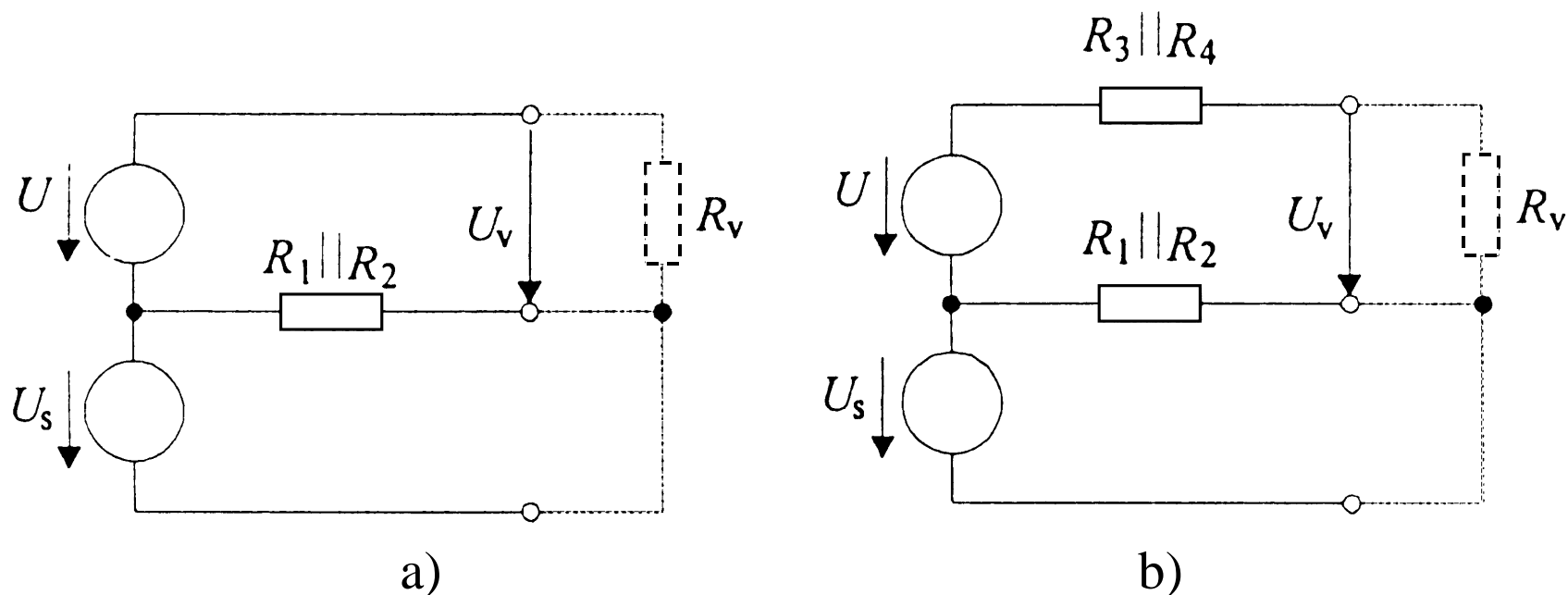
Slika 1.25 Nadomestni vezji za uporovni delilnik in mostič

V primeru delilnika (a) je na vhodu voltmetra namesto

$$U = U_0 \frac{R_1}{R_1 + R_2} \text{ za sofazno napetost povečana napetost:}$$

$$U_V = U + U_s = U_0 \frac{R_1}{R_1 + R_2} + U_0 \frac{R_2}{R_1 + R_2} = U_0$$





Slika 1.25 Nadomestni vezji za uporovni delilnik in mostič

V primeru mostiča (b) imamo **povečano merjeno napetost** (diferencialni značaj), če je $R_V \gg R_1, R_2, R_3, R_4$:

$$U_V = U + U_s = U + U_0 \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$



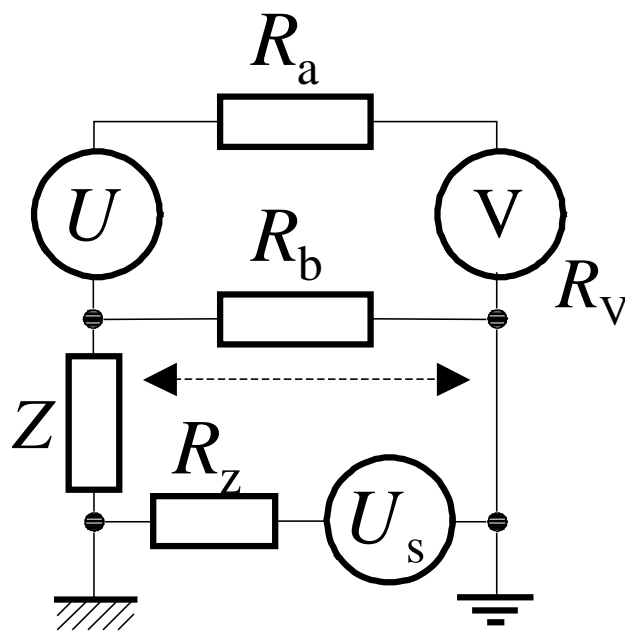


Ozemljitev

Problem rešimo tako, da proti zemlji dodamo veliko upornost Z ($Z \gg R_b + R_z$)!

- ozemljimo samo na enem mestu!

$$U_{R_b} = U_s \frac{R_b}{Z + R_b + R_z} \Rightarrow U_{V,m} \approx \frac{R_v}{R_v + R_a} \frac{R_b}{Z} U_s \rightarrow 0$$



Slika 1.26 Ozemljitev

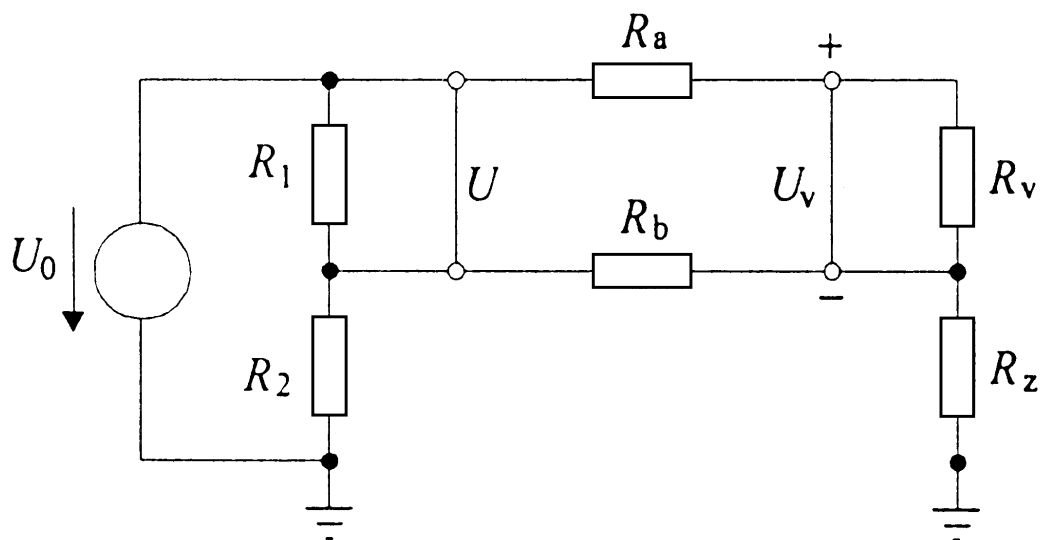




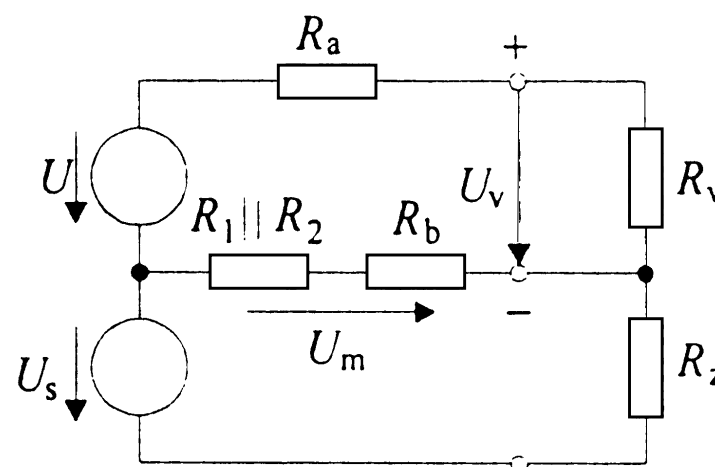
Voltmeter z neozemljenim vhodom

Uporablja se tudi **voltmeter z neozemljenim** (lebdečim) **vhodom**.

- negativna sponka ni ozemljena,
 - proti ozemljitvi teče zelo majhen tok, ki je **odvisen od izolacijske upornosti R_z** .



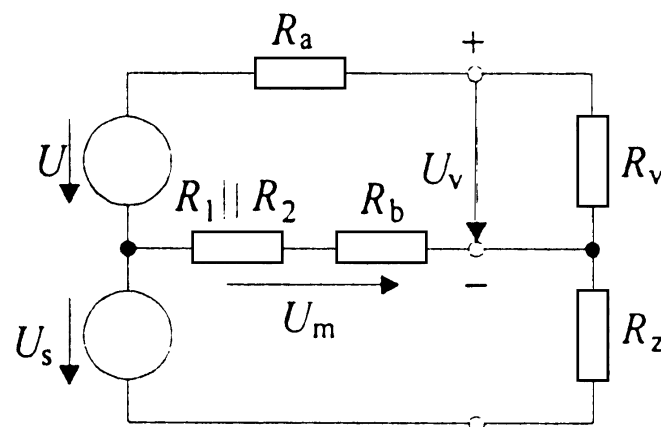
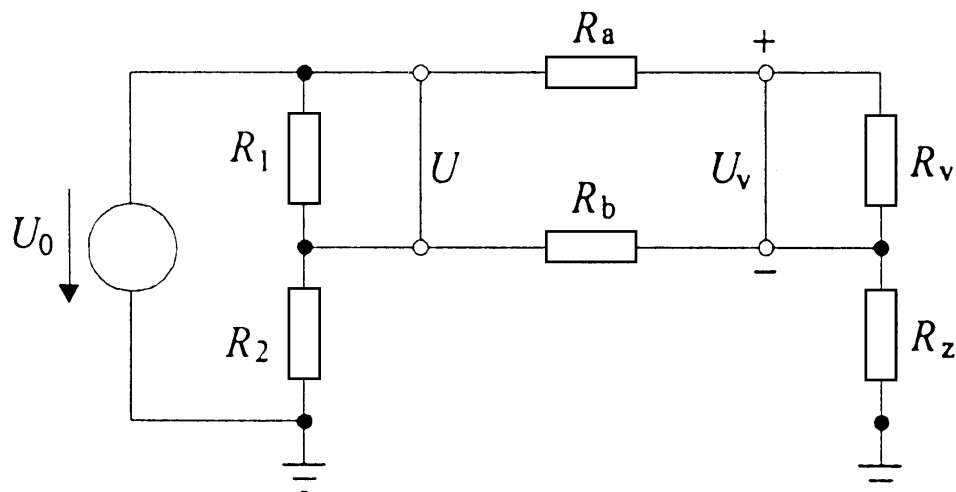
a)



b)

Slika 1.27 Voltmeter z neozemljenim vhodom in nadomestno vetje





Motilna napetost zaradi U_s na vhodu voltmetra ($R_1 \parallel R_2 + R_b \ll R_a + R_v$) je enaka:

$$U_m = U_s \frac{R_1 \parallel R_2 + R_b}{R_1 \parallel R_2 + R_b + R_z} \approx U_s \frac{R_1 \parallel R_2 + R_b}{R_z}$$

- **primer:** $R_1 \parallel R_2 + R_b = 1\text{k}\Omega$; $R_z = 1\text{G}\Omega$
 - sofazni rejekcijski oz. **potlačitveni faktor:**

$$\frac{U_m}{U_s} = \frac{1\text{k}\Omega}{1\text{G}\Omega} = 10^{-6} \hat{=} -120\text{dB}$$

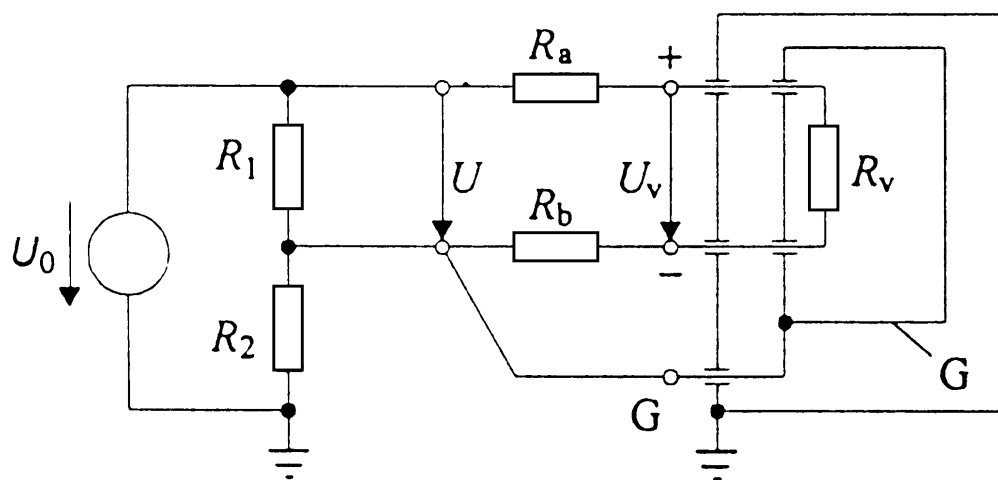




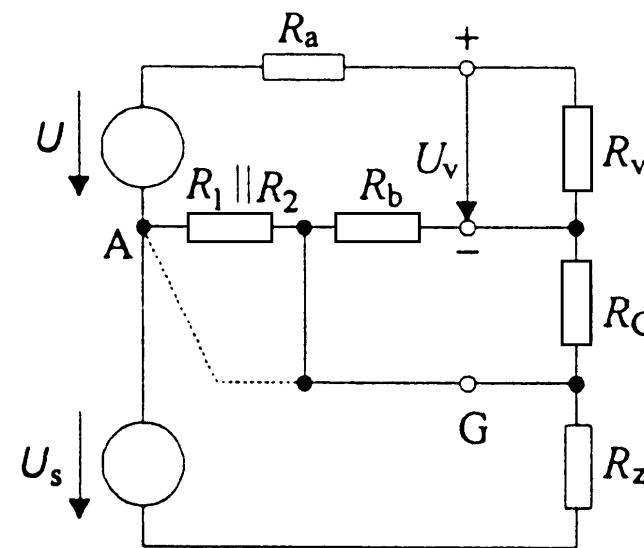
Voltmeter z oklopljenim vhodom

Vpliv sofazne napetosti zmanjšamo tudi z oklopom.

- vhodna stopnja je oklopljena,
 - **izolirana** od oklopa ohišja,
 - ima lastno **priključno mesto G** (guard)



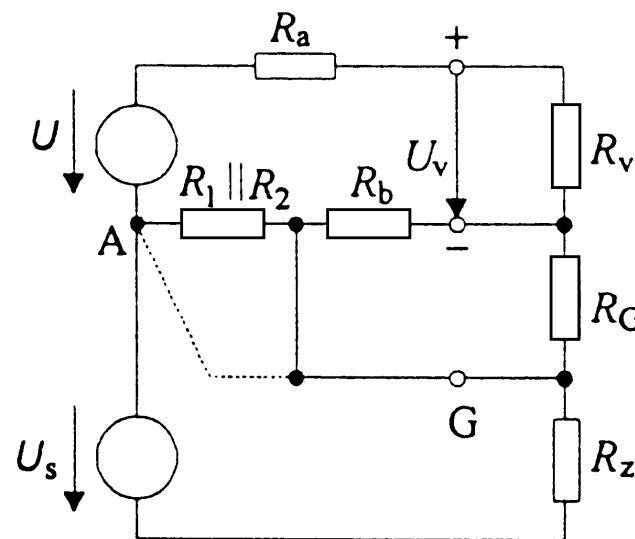
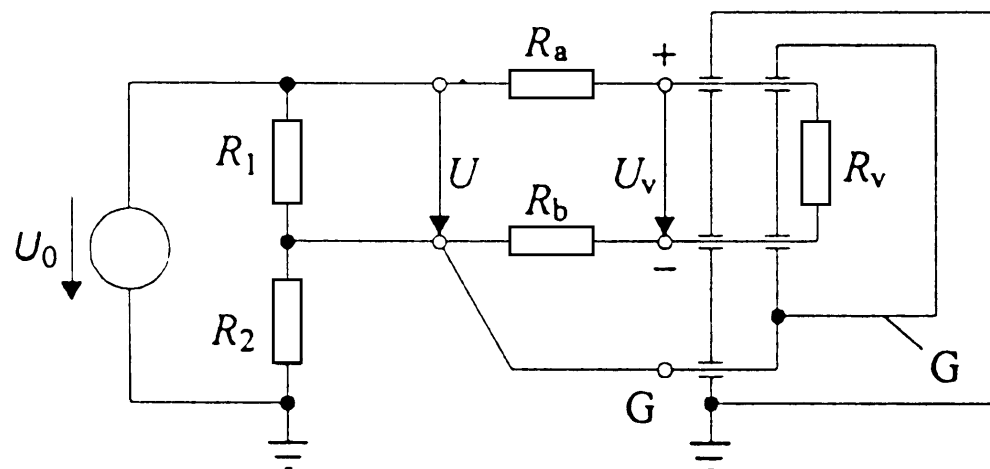
a)



b)

Slika 1.28 Voltmeter z oklopom in nadomestno vezje





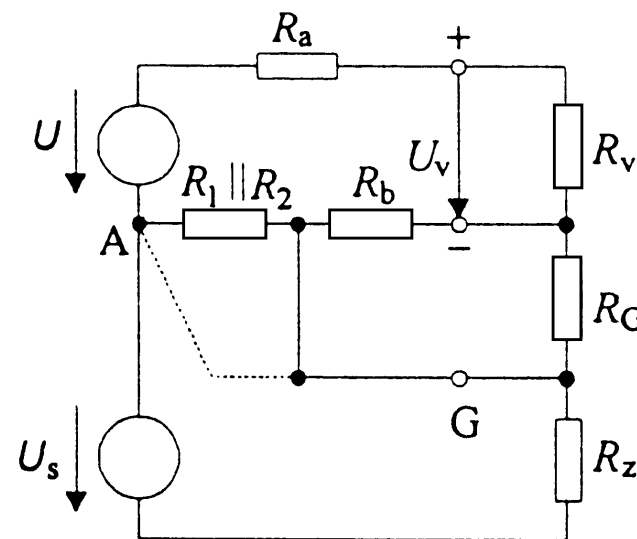
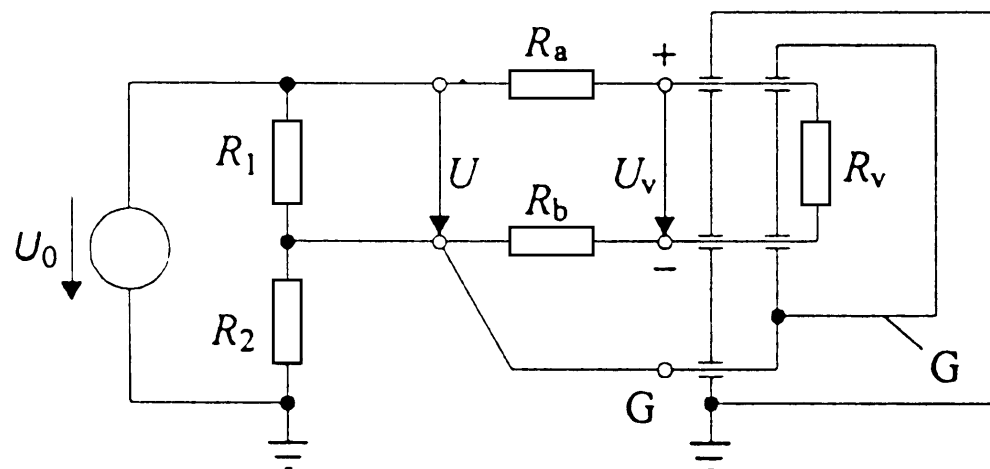
Motnja zaradi sofazne napetosti je:

$$U_m \approx U_s \frac{R_1 \parallel R_2}{R_Z}$$

Če bi uspeli priključiti **oklop G v točko A**, kjer ‘prijemlje’ sofazna napetost, bi bila **izločitev sofazne napetosti popolna**.

- žal točka A pogosto ni fizično prisotna.





Potencial oklopa G tudi umetno (aktivno z ojačevalniki) vzdržujemo na potencialu točke A (potencial sofazne napetosti).

- **Če ni potencialne razlike, ni motilnih tokov!**





1.2.3 Analogno-digitalni pretvornik

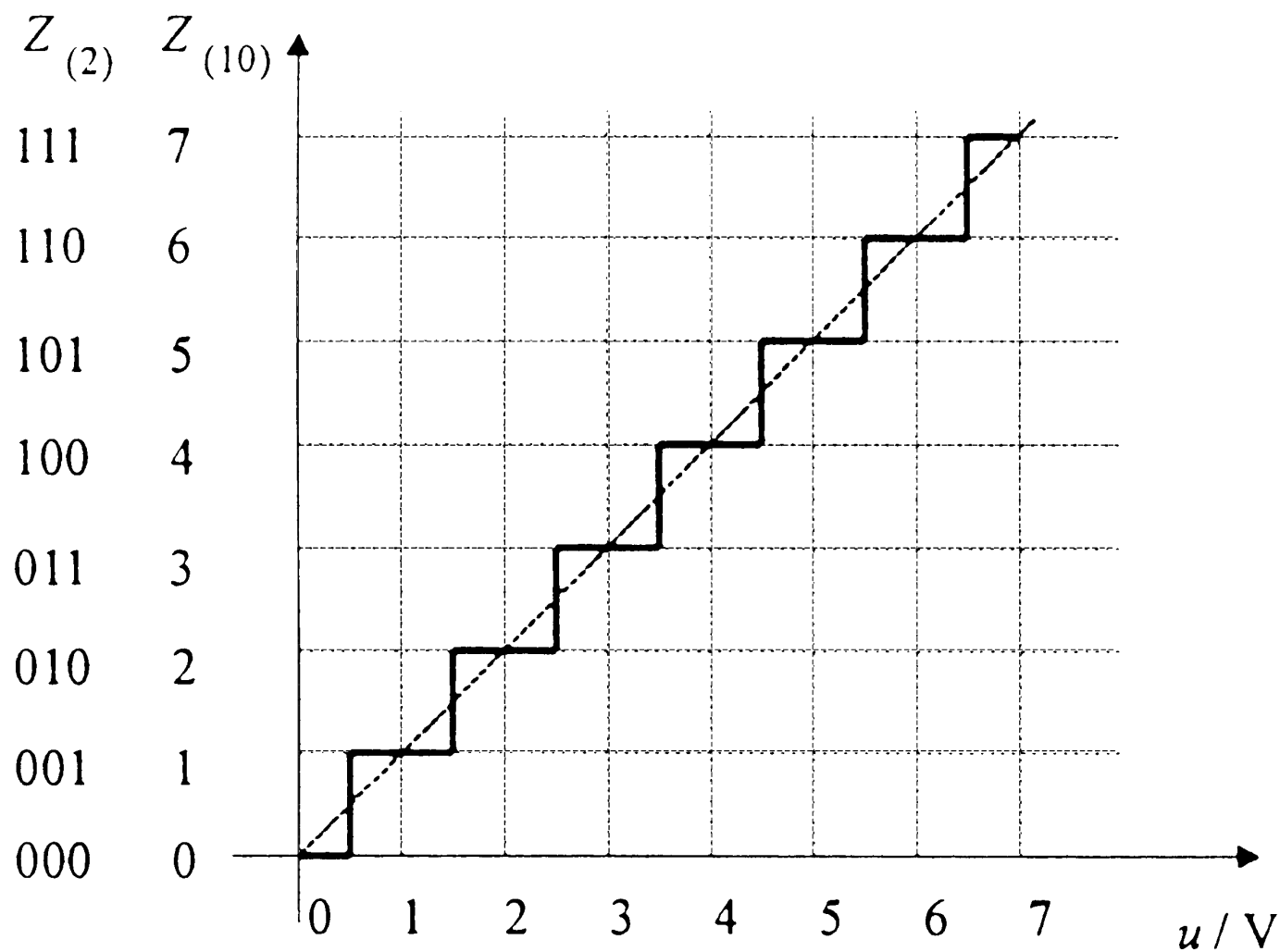
Temeljni člen je **analogno-digitalni pretvornik** (ADP – ADC – analog to digital converter).

- Analogna **vhodna veličina** je u (ali i),
- **izhodna veličina** pa njen **digitalni ekvivalent** Z – **kodirana beseda** $Z_{(2)} = \text{lb}(Z_{(10)})$.
 - uporablja se **binarno kodiranje** (zapis z **0 in 1**) – beseda je binarno večmestna (6-bitna, 8-bitna, ...).

Z n -bitnim ADP imamo 2^n **diskretnih izhodnih nivojev**.

- so **predstavniki** (reprezentanti) kvantizacijskih intervalov - **podobmočij**



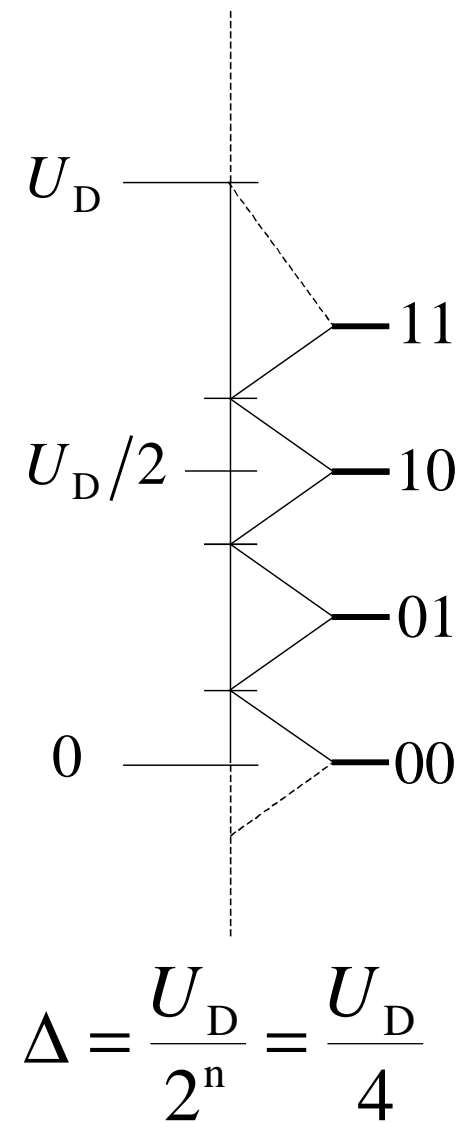
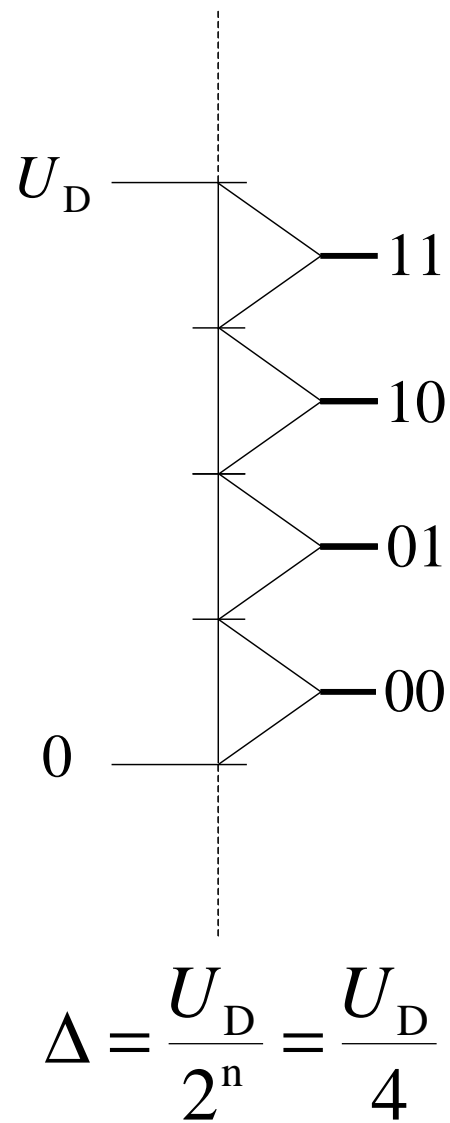
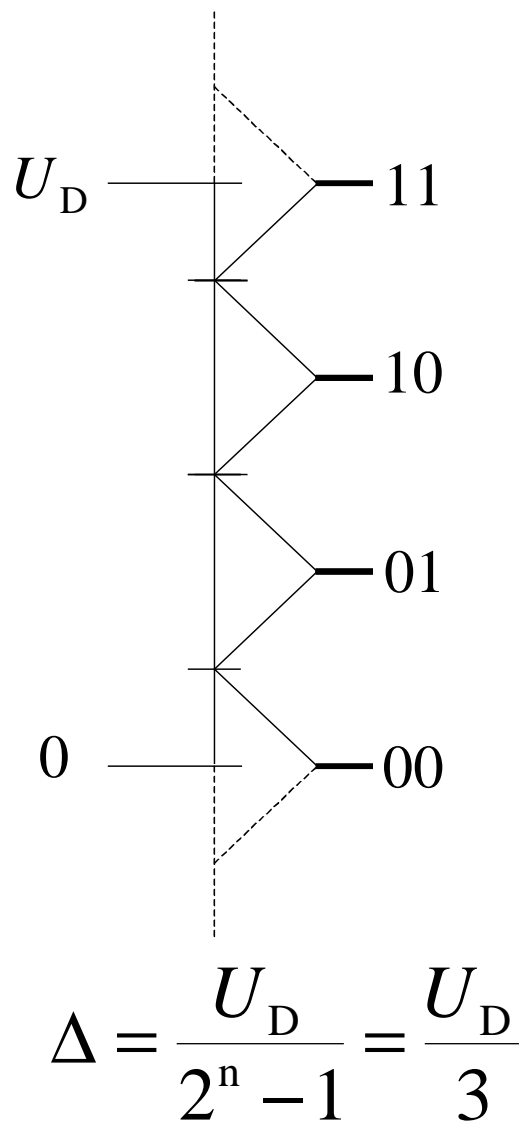


Slika 1.29 Kvantizacijska karakteristika 3-bitnega ADP





Slika 1.30 Primeri karakteristik ADP: $n = 2$





Ker ima vhodna analogna veličina neskončno nivojev digitalna pa končno, nastane **kvantizacijski pogrešek** (pri **analognih instrumentih** ustreza temu **pogrešek odčitavanja**).

- **mejni kvantizacijski pogrešek:** $\pm \frac{\Delta}{2}$ ali $\pm \frac{\text{LSB}}{2}$
 - LSB - najmanj pomebni bit

Izhodni merilni parameter ADP je (ne)prisotnost impulza (0 ali 1) → **impulzno kodna modulacija**

Za predstavitev izhodne besede imamo dva bistvena načina prikaza:

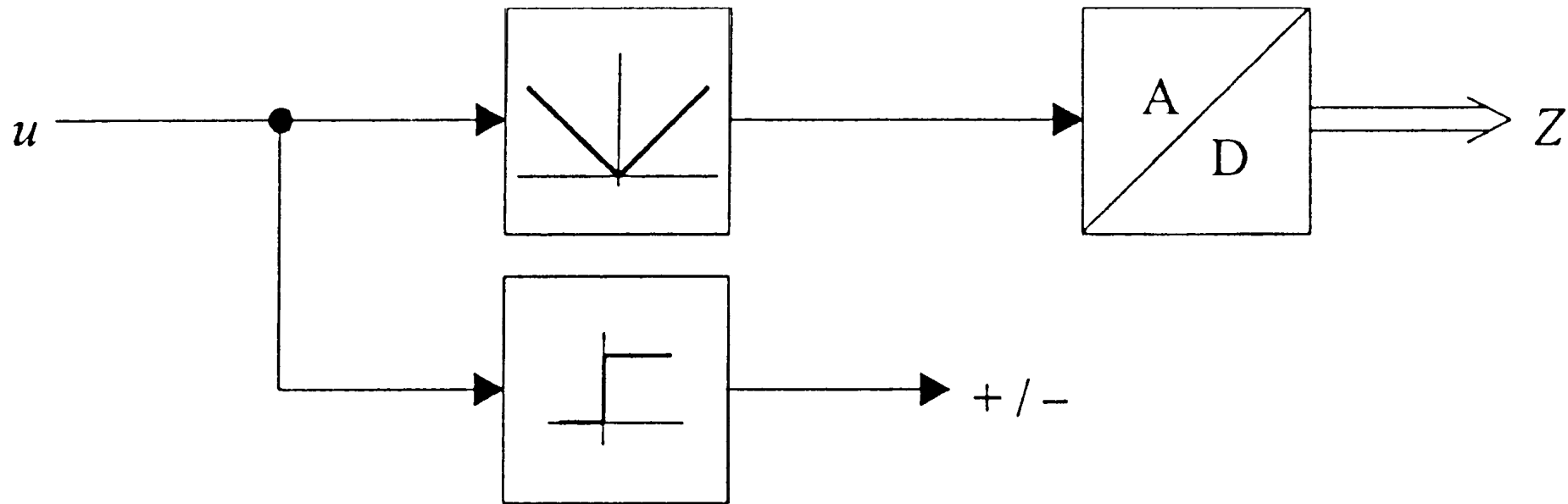
- **zaporedni** (serijski),
- **vzporedni** (paralelni),
- obstajajo še vmesni **serijsko-paralelni**.





Negativne vrednosti pretvarjamo:

- z usmernikom:
 - predznak nam doda MSB bit (najbolj tehten bit: 0.. $U < 0$, 1 .. $U > 0$; Sign+Magnitude)



Slika 1.31 Razširitev unipolarnega ADP v bipolarnega z usmernikom

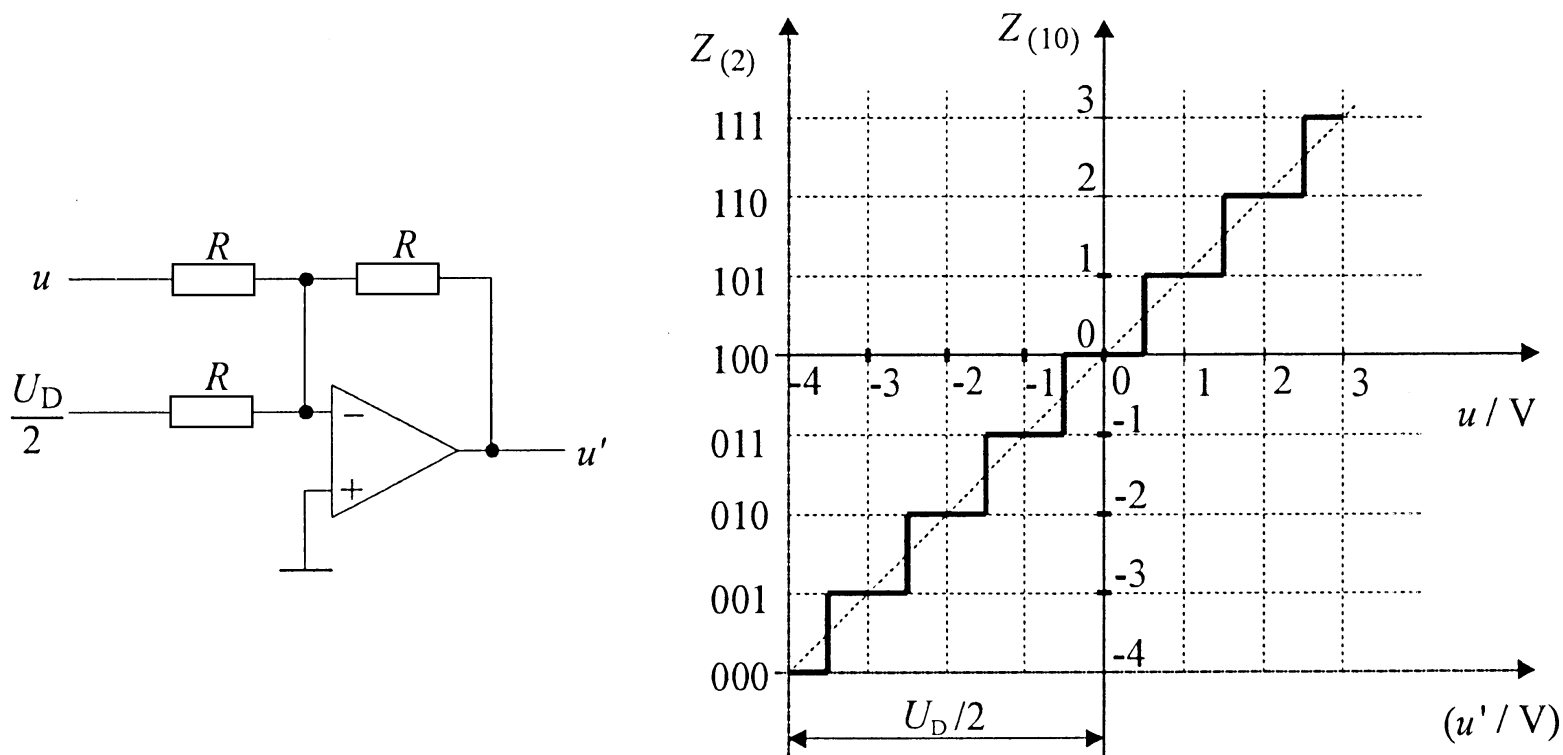




- z enosmerno prednapetostjo:

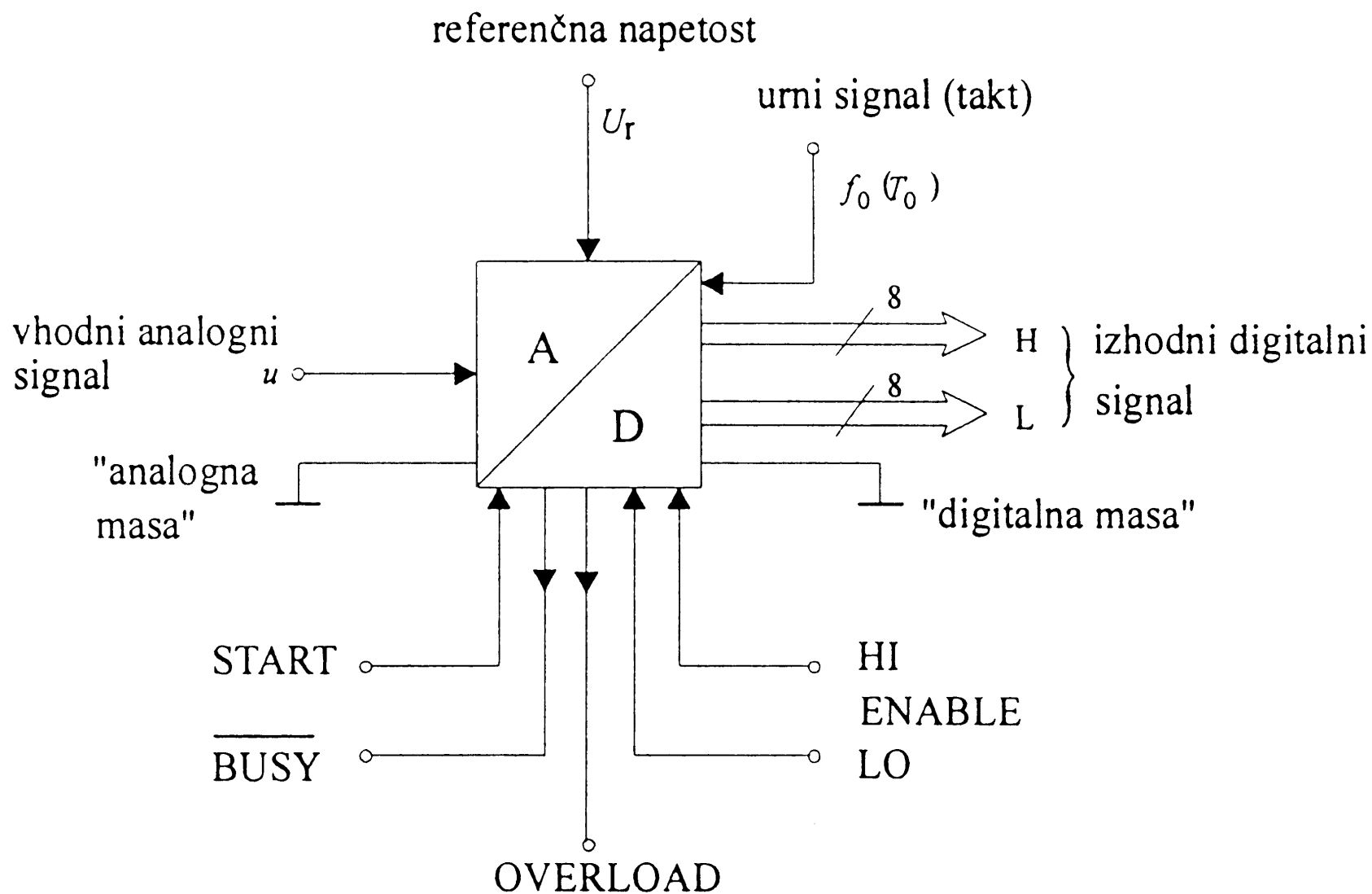
- $Z = 000 \quad \infty \quad -U_D/2;$

- $Z = 111 \quad \infty \quad U_D/2 - 1\text{LSB} \quad (\text{Offset Binary})$



Slika 1.32 Razširitev unipolarnega ADP v bipolarnega z enosmerno prednapetostjo





Slika 1.33 Blokovna shema ADP z značilnimi priključki





ADP ima vrsto priključkov:

- referenčni potencial '**analogna masa**' (Agnd),
- skupni potencial izhoda '**digitalna masa**' (Dgnd),
- **referenčna napetost** U_r za primerjavo z merjeno napetostjo,
- **urni signal**, ki daje takt korakov pri pretvarjanju,
- **prožilni signal** za začetek pretvorbe (START),
- **signal zasedenosti** z delom (BUSY),
 - ko preide v stanje 1, lahko sprožimo novo pretvarjanji z $1 \rightarrow 0$,
- če je **ADP izkrmiljen** (prevelika napetost na vhodu), nam ADP to sporoči na priključku OVERLOAD,
- prisotnost 8-bitnih podatkov na vodilu (HI ali LO ENABLE) s pomočjo 'tristate' gonilnikov.





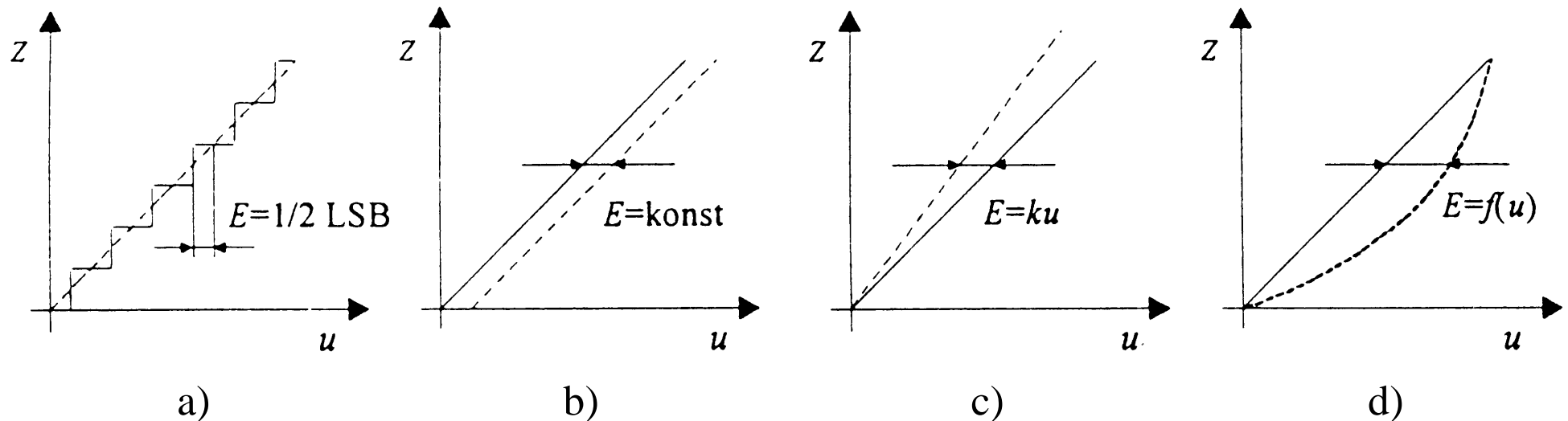
Značilni podatki ADP:

- **dolžina besede** določa relativni kvantizacijski pogrešek
$$e_{q,\max} = \pm \Delta/2 / U_D = 1/2 / 2^n \quad (\Delta = U_D / 2^n),$$
 - primeri:
 - 6-bitni ADP: $e_{q,\max} = \pm 1/2^7 \approx \pm 0,8\%$
 - 18-bitni ADP: $e_{q,\max} = \pm 1/2^{19} \approx \pm 2 \text{ ppm}$
- **uporabljeni koda,**
 - od nje je odvisna **interpretacija predznaka,**
- **čas pretvorbe,**
 - **odvisen od vrste pretvornika:**
 - **najdaljši** pri integrirajočem ADP,
 - **najkrajši** pri paralelnem ADP,
 - določa časovni presledek med zaporednima podatkomaz. **največjo hitrost merjenja.**





- **pogrešek** razdelimo na:
 - **kvantizacijskega** - a,
 - **ničelnega** – b,
 - **naklonskega** – c,
 - **pogrešek nelinearnosti** – d.
 - **diferencialna (DNL)** in **integralna (INL)**



Slika 1.34 Pogreški analogno-digitalnega pretvornika

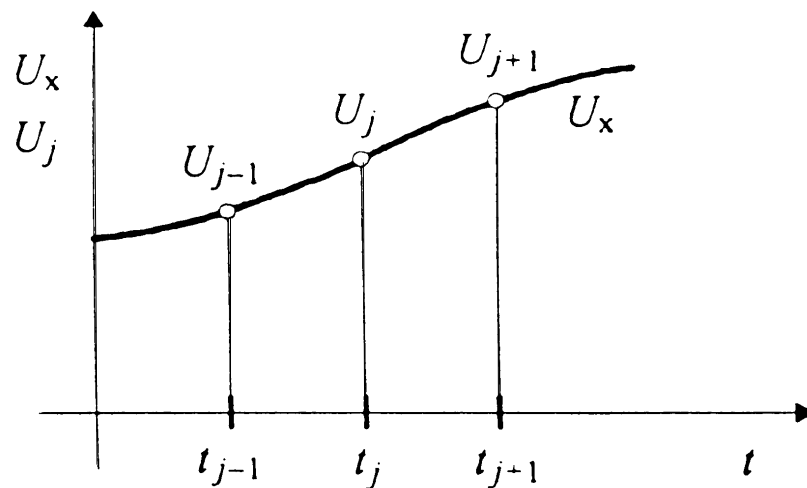




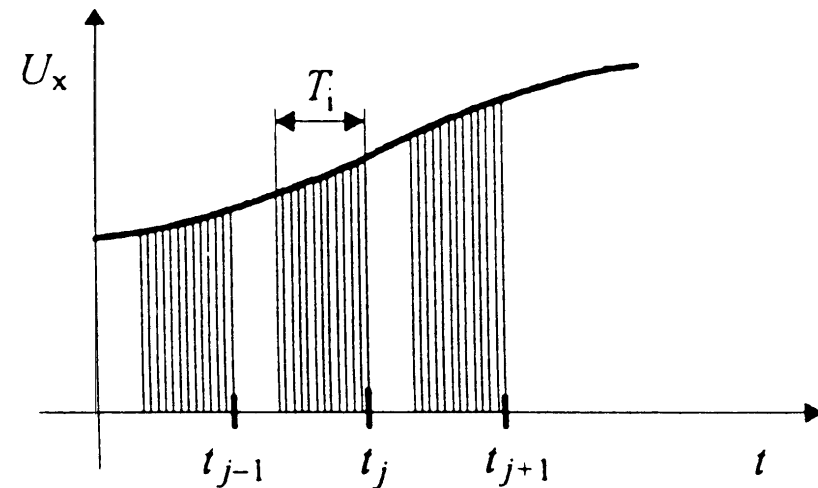
Bistveno za ADP je tudi **postopek vzorčenja**:

- **trenutni** – izhod ustreza trenutni vrednosti: $U_j(t_j)$,
- **integrirajoči** – izhod ustreza **tekoči povprečni vrednosti**:

$$\bar{U}_j = \frac{1}{T_i} \int_{t_j - T_i}^{t_j} U_x dt$$



a)



b)

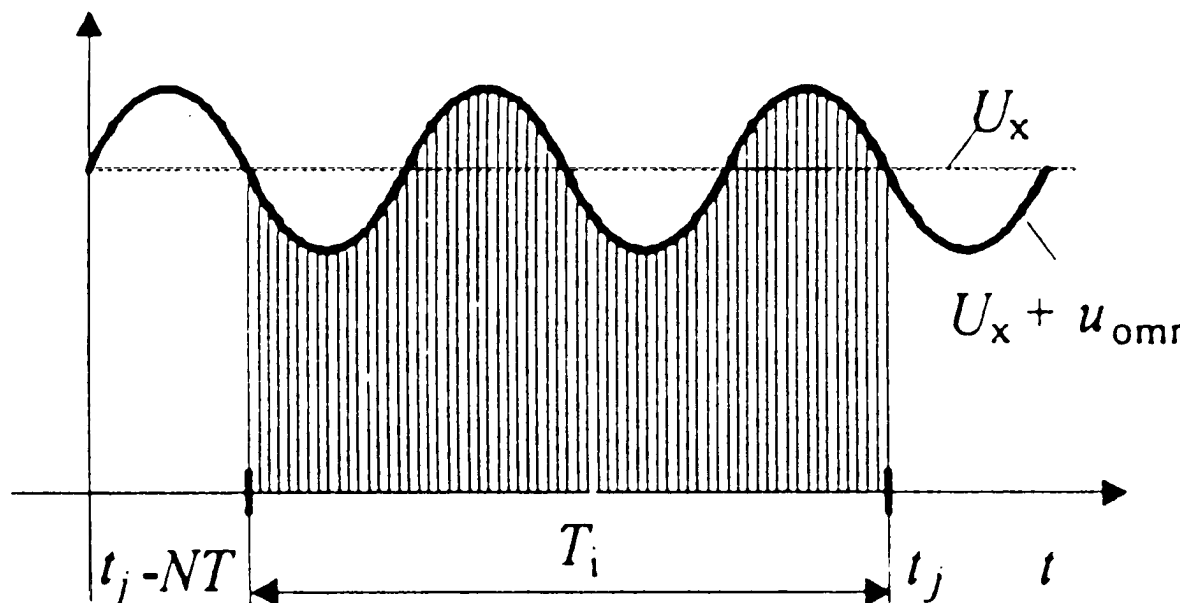
Slika 1.35 Trenutni in integrirajoči ADP





Lastnost **integrirajočega ADP** da **filtrira** (odziva se na povprečno vrednost) izkoriščamo za **izločanje motnje**.

- **integracijski čas T_i** mora biti **enak periodi** ali večkratniku periode **motnje** (omrežna frekvenca):



$$\begin{aligned}\bar{U}_j &= \frac{1}{NT} \int_{t_j - NT}^{t_j} (U_x + u_{\text{omr}}) dt = \\ &= U_x + \frac{1}{NT} \int_{t_j - NT}^{t_j} u_{\text{omr}} dt \cong U_x\end{aligned}$$

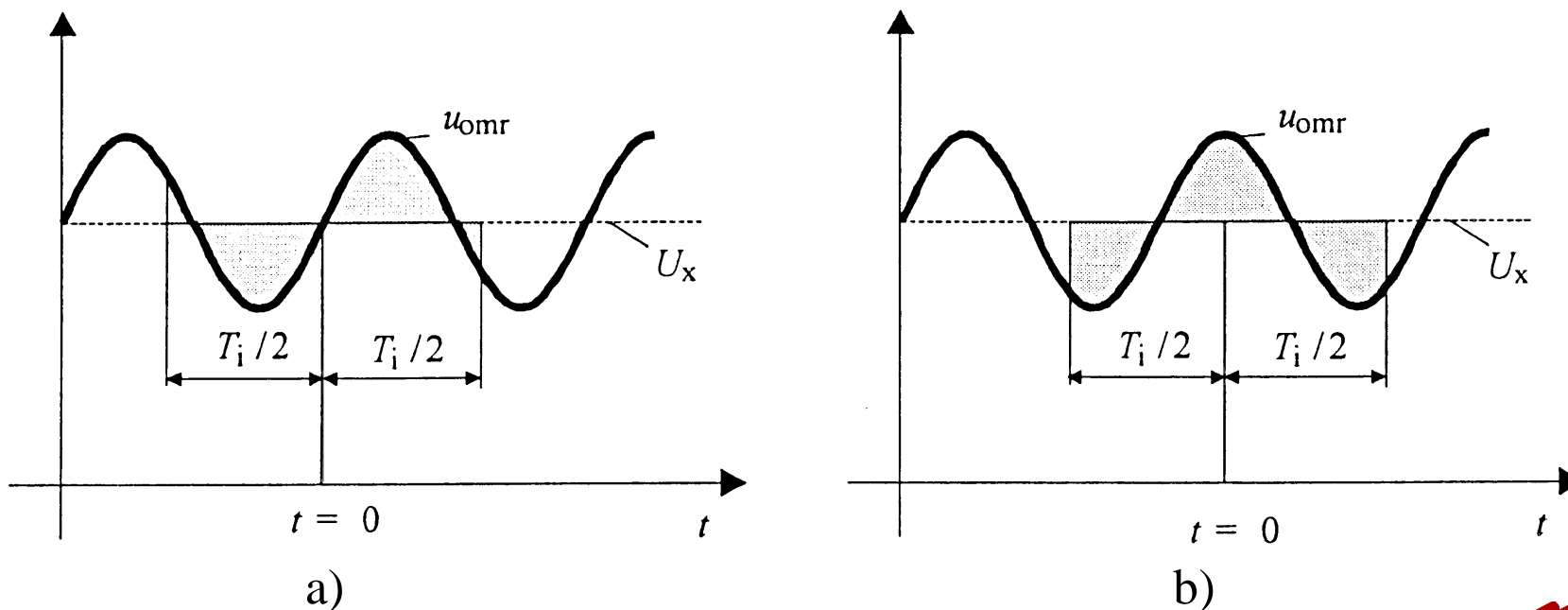
Slika 1.36 Izločitev periodične motnje pri integrirajočem ADP





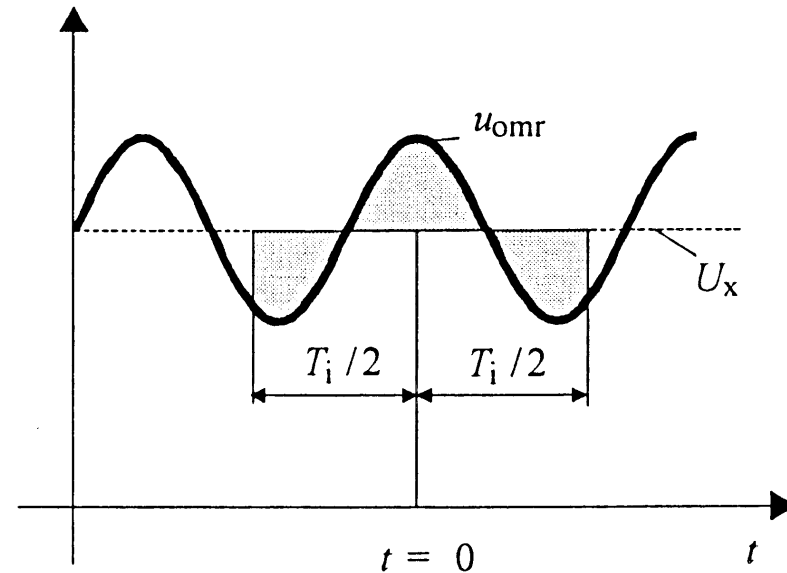
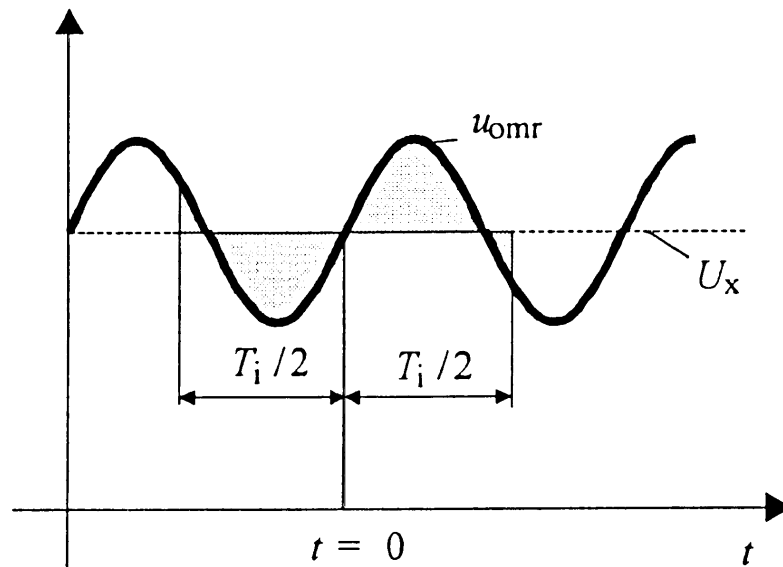
Če čas integracije **ni mnogokratnik** periode motnje, je **izločanje motnje odvisno od relativnega položaja** glede na motnjo.

- analiza za **sinusno** obliko:
 - a) izločanje motnje je **popolno**,
 - **sredina** integracijskega **intervala** se ujema s **prehodom** motnje **skozi ničelni** nivo.
 - b) izločanje motnje je **najslabše**.
 - **sredina** intervala se ujema z **vrhom** motnje.



Slika 1.37 Vpliv položaja integracijskega intervala na slabljenje motnje





Največja povprečna vrednost motnje v primeru b:

$$\bar{U}_{\text{omr}} = \frac{1}{T_i} \int_{-T_i/2}^{T_i/2} \hat{u}_{\text{omr}} \cos \omega t \, dt = \hat{u}_{\text{omr}} \frac{\sin \omega T_i / 2}{\omega T_i / 2}$$

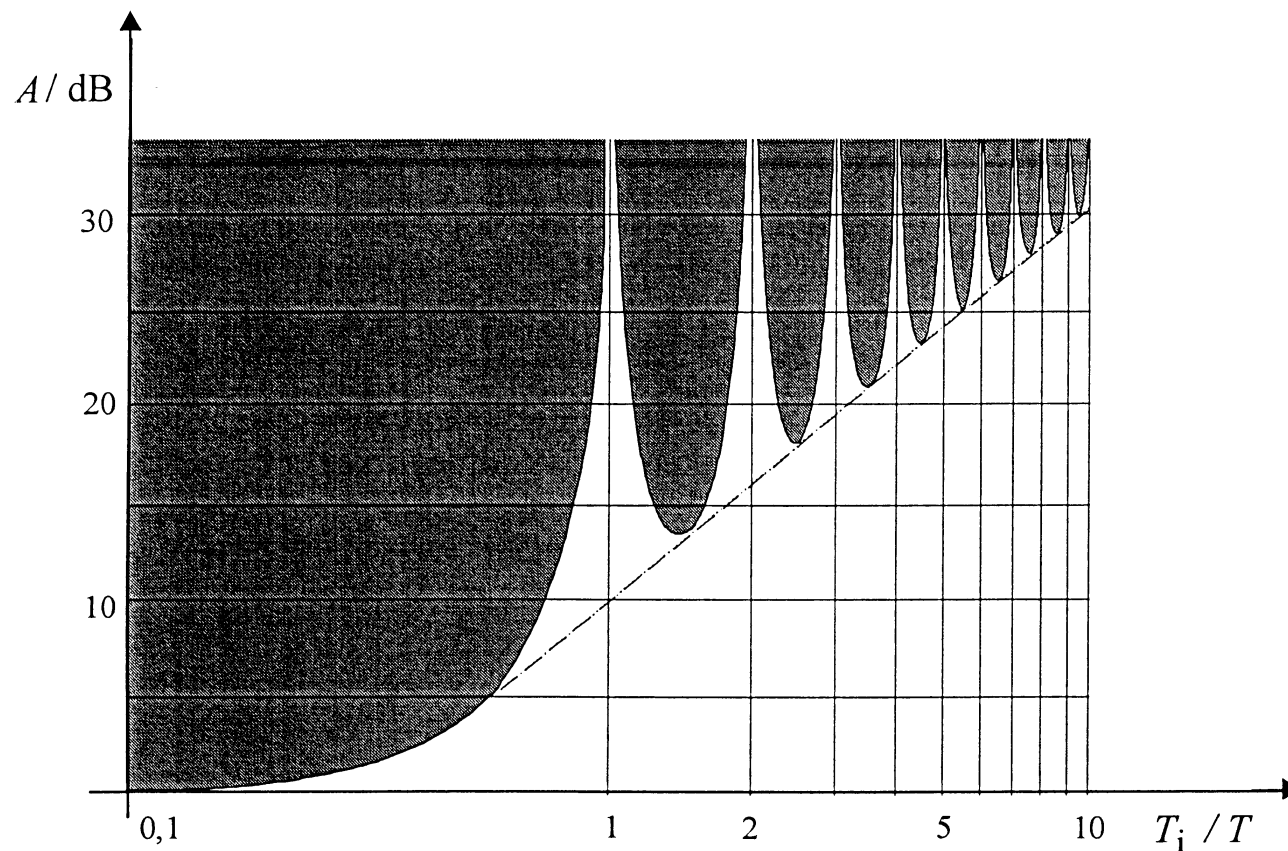
- Pri določanju slabljenja jo **primerjamo s temensko vrednostjo:**
 - **integracijski ADP se primerja s trenutnim!**





Slablenje: $A/\text{dB} = 20 \lg \frac{\widehat{u}_{\text{omr}}}{|\overline{U}_{\text{omr}}|}$ oz. $A/\text{dB} = 20 \lg \frac{\pi T_i / T}{|\sin(\pi T_i / T)|}$

- krivulja podaja najmanjšo vrednost slabljenja!



Slika 1.38 Slablenje integrirajočega ADP





Pri sinusni obliki se **tekoča povprečna vrednost** in **trenutna vrednost** razlikujeta,

- nastane **relativni pogrešek**, ki je v najslabšem:

$$|e| = \left| \frac{\widehat{u} \frac{\sin(\pi T_i/T)}{\pi T_i/T} - \widehat{u}}{\widehat{u}} \right| = 1 - \frac{|\sin(\pi T_i/T)|}{\pi T_i/T}$$

- pri integrirajočem ADP je tekoča povprečna vrednost enaka trenutni, ko je ta konstantna!

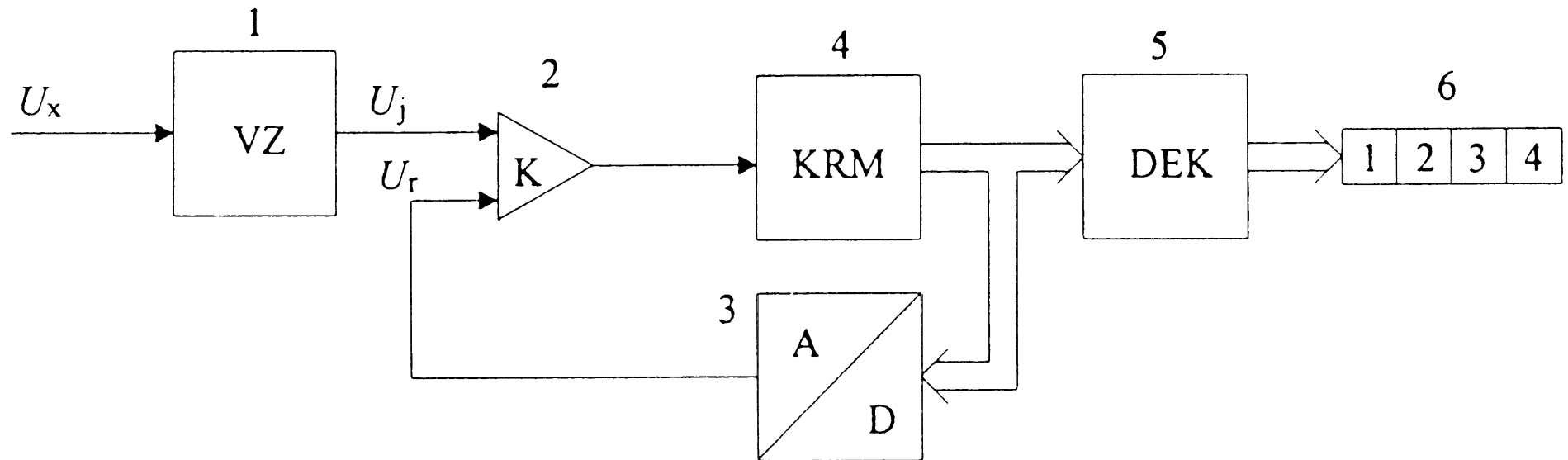




1.2.3.1 Vrste ADP pretvornikov

1.2.3.1.1 AD pretvornik s postopnim približevanjem

(sukcesivna aproksimacija)



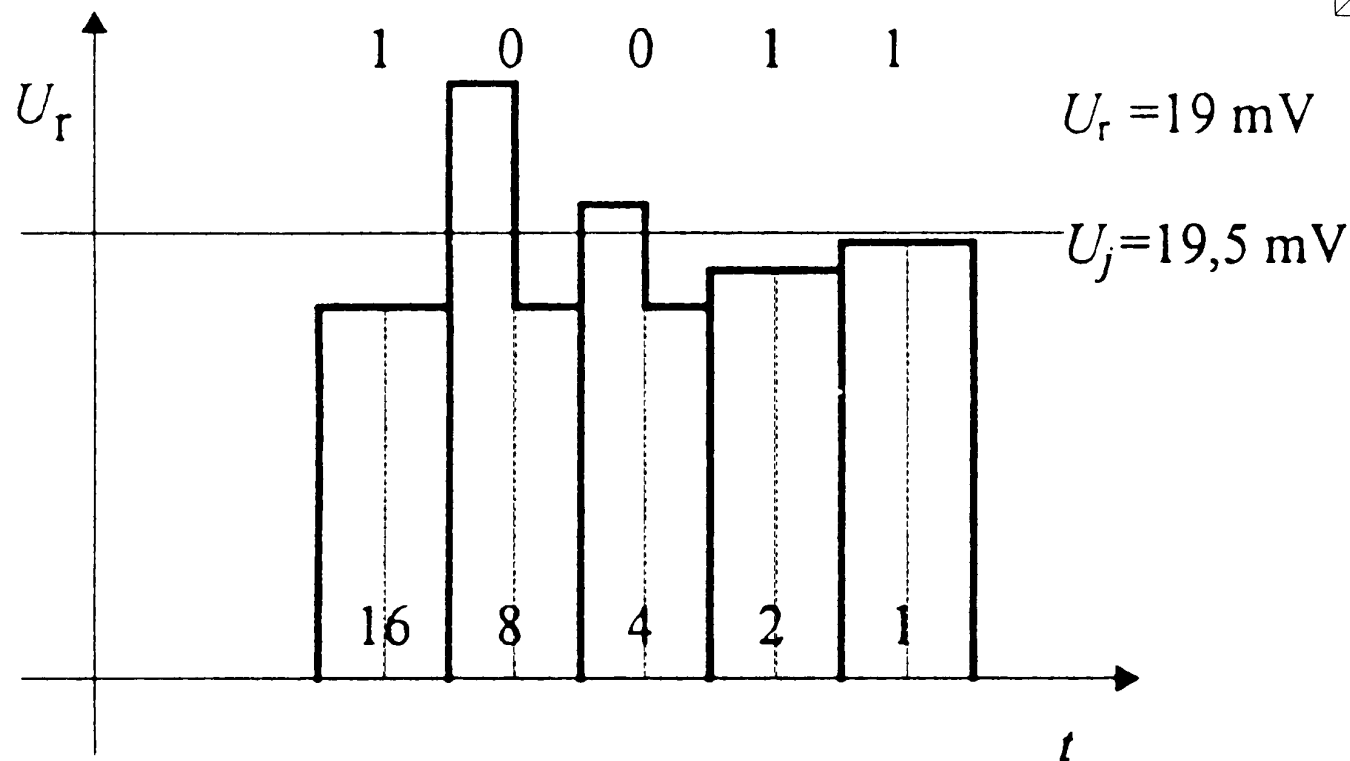
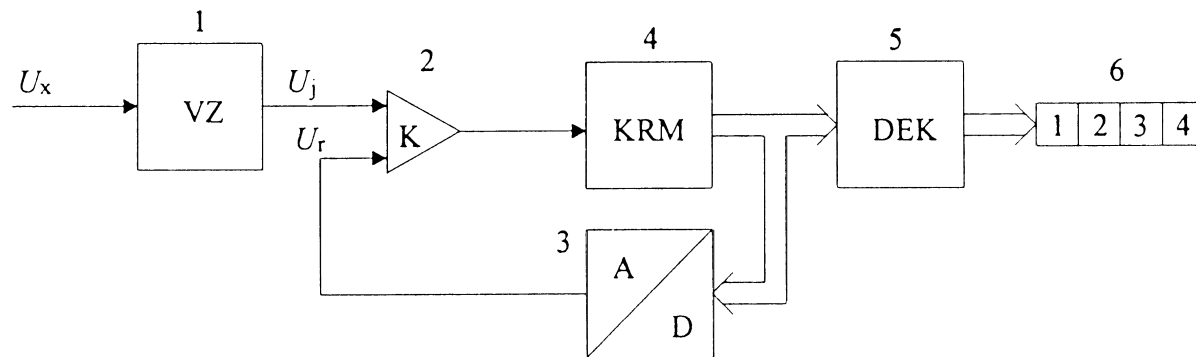
Slika 1.39 ADP s postopnim približevanjem

Zaradi trajanja AD pretvorbe imamo na vhodu **člen za vzorčenje in zadržanje**,



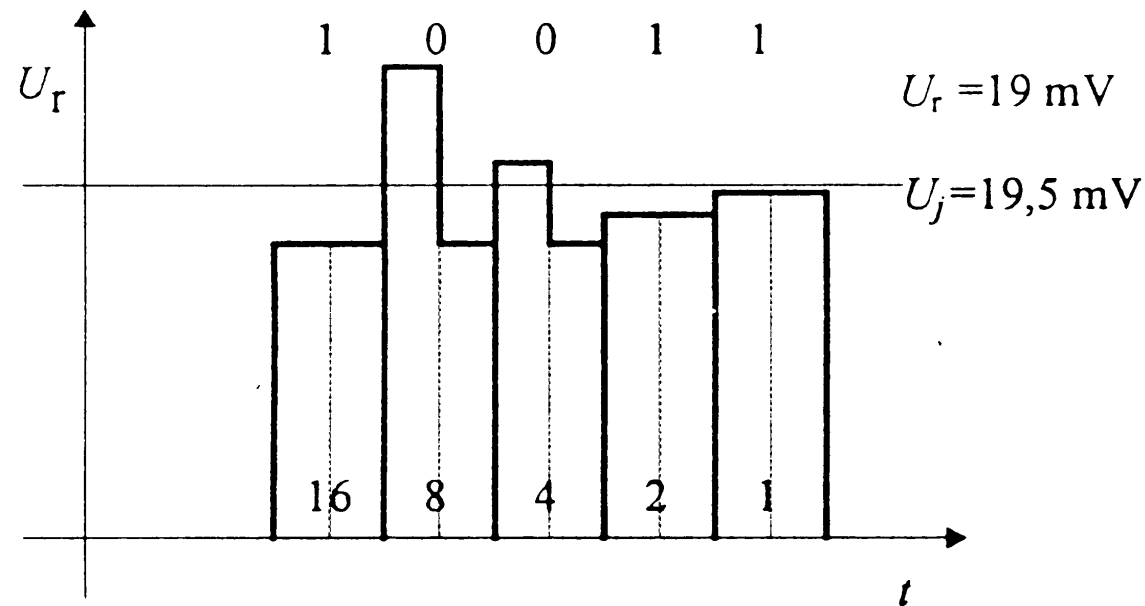


Napetost U_j primerjamo z znano U_r z **digitalno analognega pretvornika (DAP) v povratni zanki**, ki jo spreminjamo zaporedno z vedno manjšimi (**polovičnimi**) koraki.



Slika 1.40 Časovni potek postopnega približevanja





- krmilno vezje **najprej** postavi **bit z največjo vrednostjo** na ena (1000... ustreza $U_r \cong U_D/2$),
- komparator primerja neznano napetost U_j s trenutno vrednostjo referenčne napetosti U_r ,
- ker je **večja** $U_j > U_r$, se **postavljeni bit potrdi** in se preizkuša naslednji bit s pol manjšo utežjo itd.





Trajanje pretvorbe je **neodvisno** od merjene napetosti.

- če potrebuje n - bitni ADP za vzpostavitev enega bita čas τ ($\cong 1\mu\text{s}$), je **skupni čas** enak:

$$n\tau$$

- n **korakov** $k = n$;

- potrebno **število referenc**: $r = n$ (ena za vsak bit).
- **Produkt** števila korakov in referenc je: $k \cdot r = n^2$

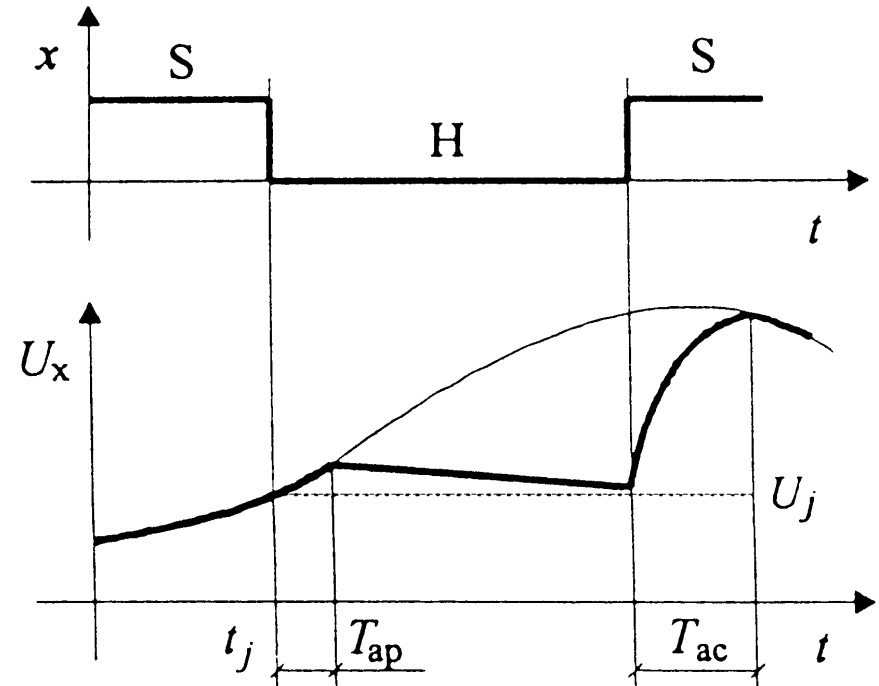
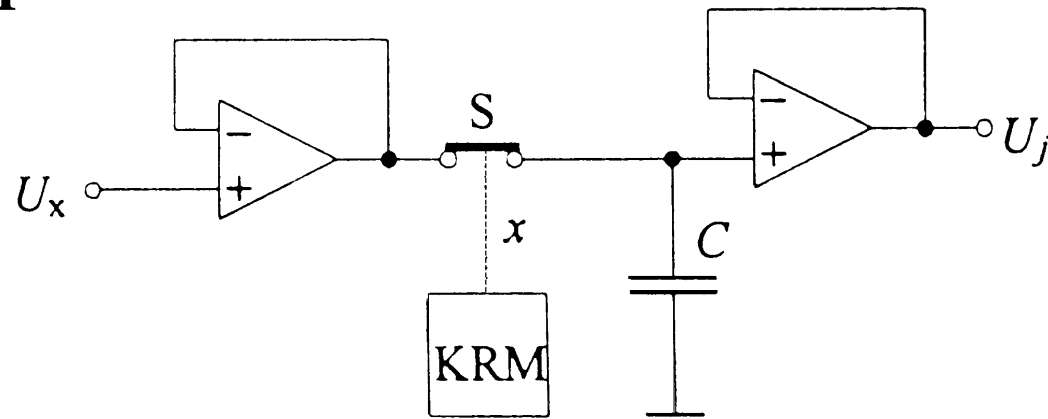
Pretvornik s postopnim približevanjem je **najboj razširjen** v industrijskem okolju: 16 bitov/1 MHz, 12 bitov/120 MHz, ...





Člen za vzorčenje in zadržanje

Ojačevalniki omogočajo **impedančno ločitev**.

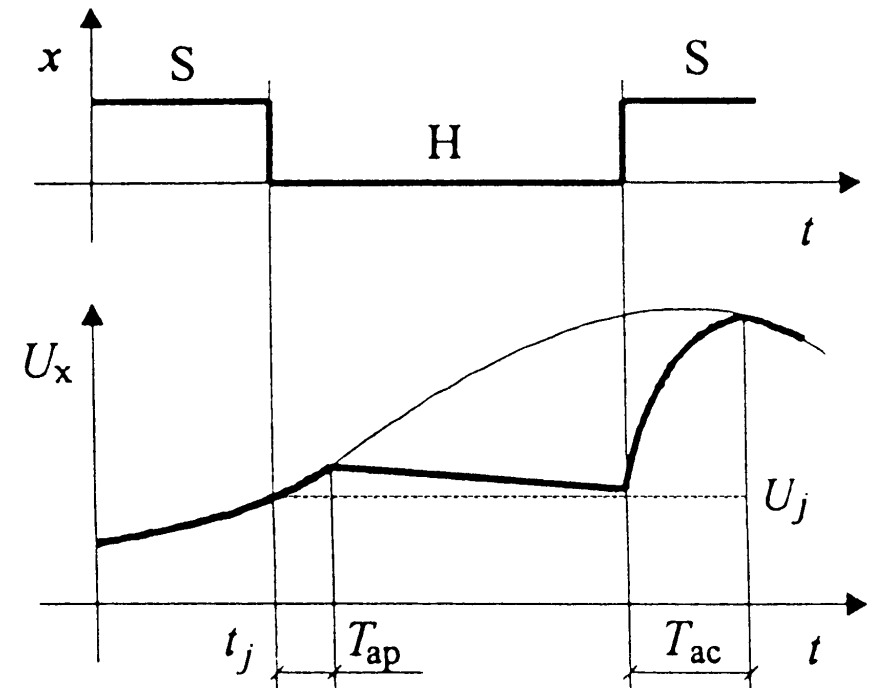
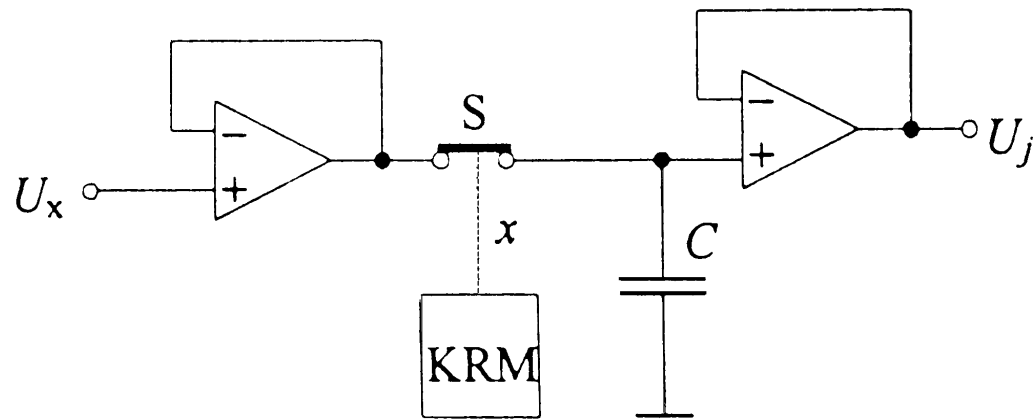


Slika 1.41 Člen za vzorčenje in zadržanje

V trenutku t_j nastopi **ukaz zadrži** (H - hold),

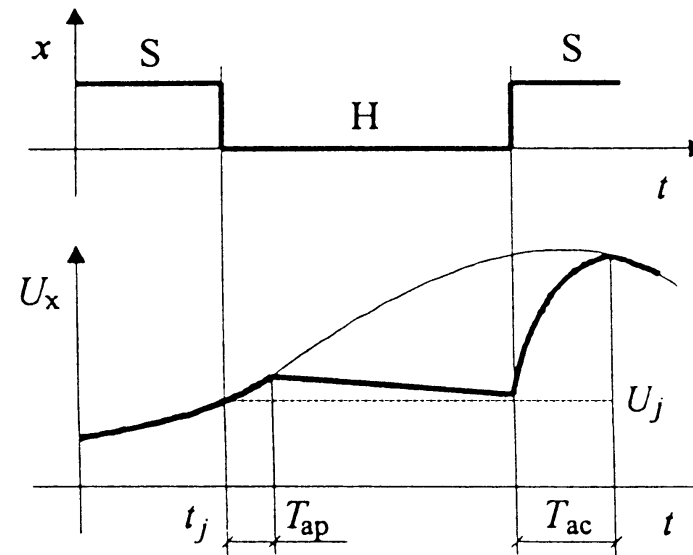
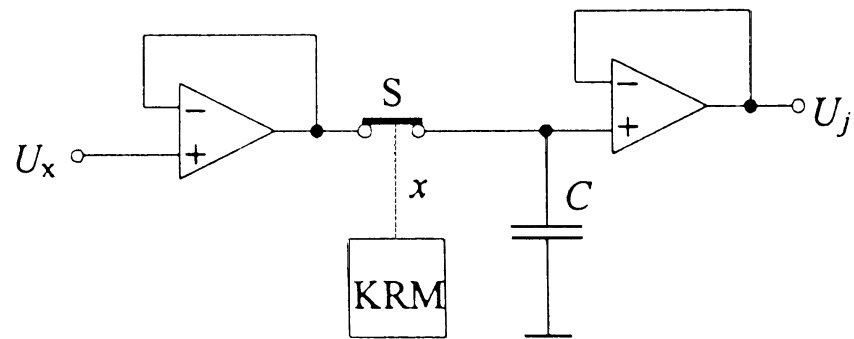
- stikalo S se odpre in kondenzator C bi naj zadržal vrednost trenutne napetosti U_j !





- stikalo potrebuje **aperturni čas** T_{ap} (lat. aperire - odpreti), da se odpre (nekaj nanosekund) - imamo **časovni zamik**.
- **napetost** na kondenzatorju zaradi končnih upornosti **upada** – imamo **upad napetosti** (drop rate).





Ko nastopi **ukaz vzorči** (S - sample) začne V/Z člen slediti signalu,

- stikalo se sklene in napetost na kondenzatorju sledi signalu preko prvega ojačevalnika,
- V/Z člen potrebuje **akvizicijski čas** T_{ac} (lat. *acquirere* - pridobiti), da doseže signal v mejah toleranc. $T_{ac} \approx 50T_{ap}$
- mejna **vzorčna frekvenca**: $f_s < 1/(T_{ac} + T_{ap})!$





Največja dopustna sprememba vhodne napetosti v času pretvorbe T_c naj bo manjša od ločljivosti ADP:

$$\left| \frac{dU_x}{dt} \right|_{\max} = \frac{U_D}{2^n T_c} \quad U_D - \text{doseg ADP}$$

- če je na vходу **sinusna napetost:**

$$u_x = \hat{u} \sin \omega t \quad \Rightarrow \quad \left| \frac{du_x}{dt} \right|_{\max} = \omega \hat{u}$$

- kadar je **ADP polno izkoriščen** $\hat{u} = \frac{U_D}{2}$, je **največja frekvenca signala** (vsi biti ADP so verodostojni) :

$$2\pi f \hat{u} = \frac{U_D}{2^n T_c} \quad \Rightarrow \quad f = \frac{1}{2^n \pi T_c}$$





Zgled:

- Kolikšna je največja dopustna časovna sprememba vhodne napetosti pri 12-bitnem ADP?

- $U_D = 10 \text{ V}, T_c = 10 \mu\text{s}$

$$\left| \frac{du}{dt} \right|_{\max} = \frac{U_D}{2^n T_c} = \frac{10 \text{ V}}{2^{12} 10 \mu\text{s}} = 244 \text{ V/s}$$

- Koliko je največja dopustna frekvenca?

$$f = \frac{1}{2^n \pi T_c} = \frac{1}{2^{12} \pi 10 \mu\text{s}} = 7,8 \text{ Hz}$$

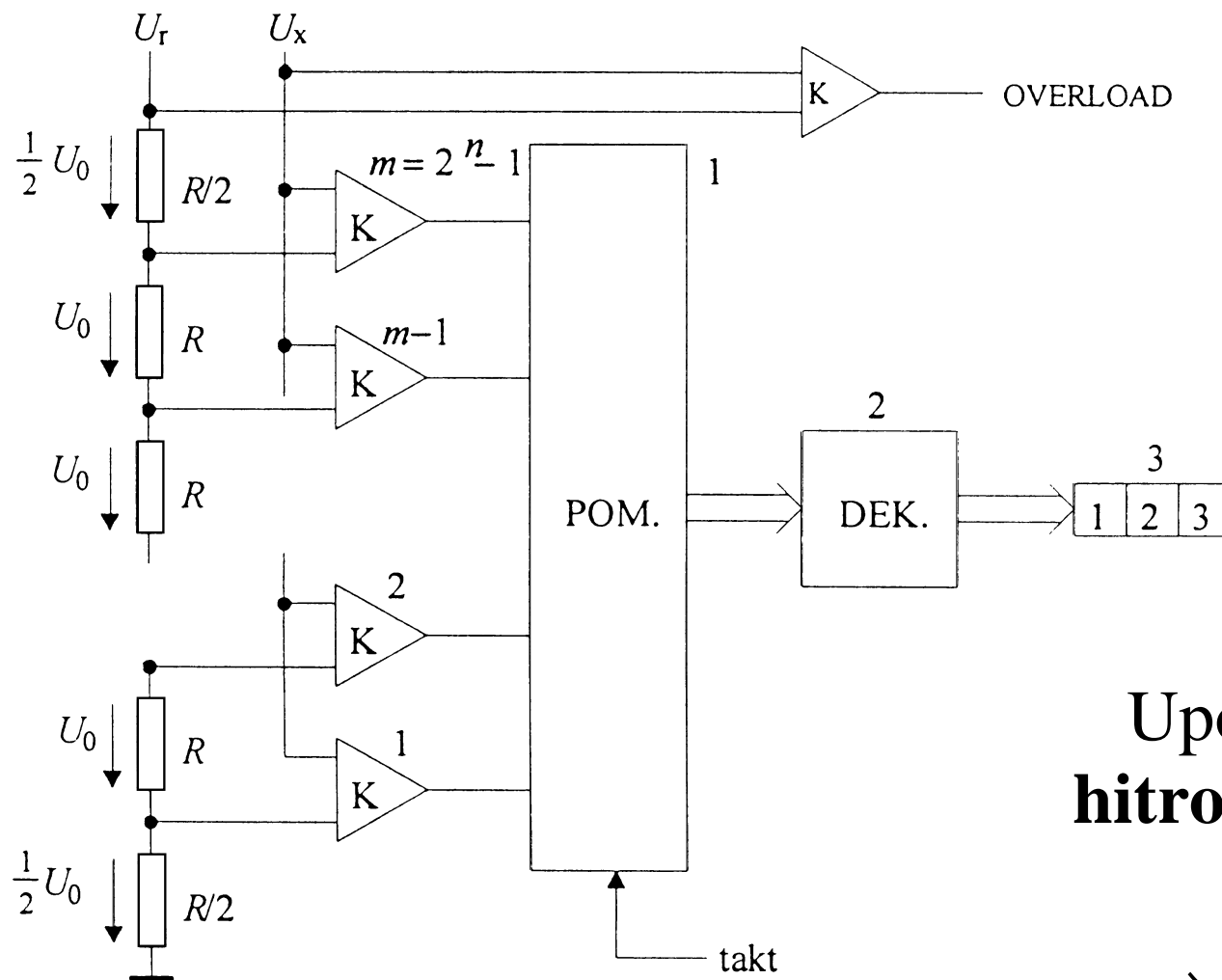
- Koliko je frekvenca, če ima V/Z-člen $T_{ap} = 5 \text{ ns}$?

$$f = \frac{1}{2^n \pi T_{ap}} = \frac{1}{2^{12} \pi 5 \text{ ns}} = 15,5 \text{ kHz}$$





1.2.3.1.2 Paralelni trenutni pretvornik (flash converter)



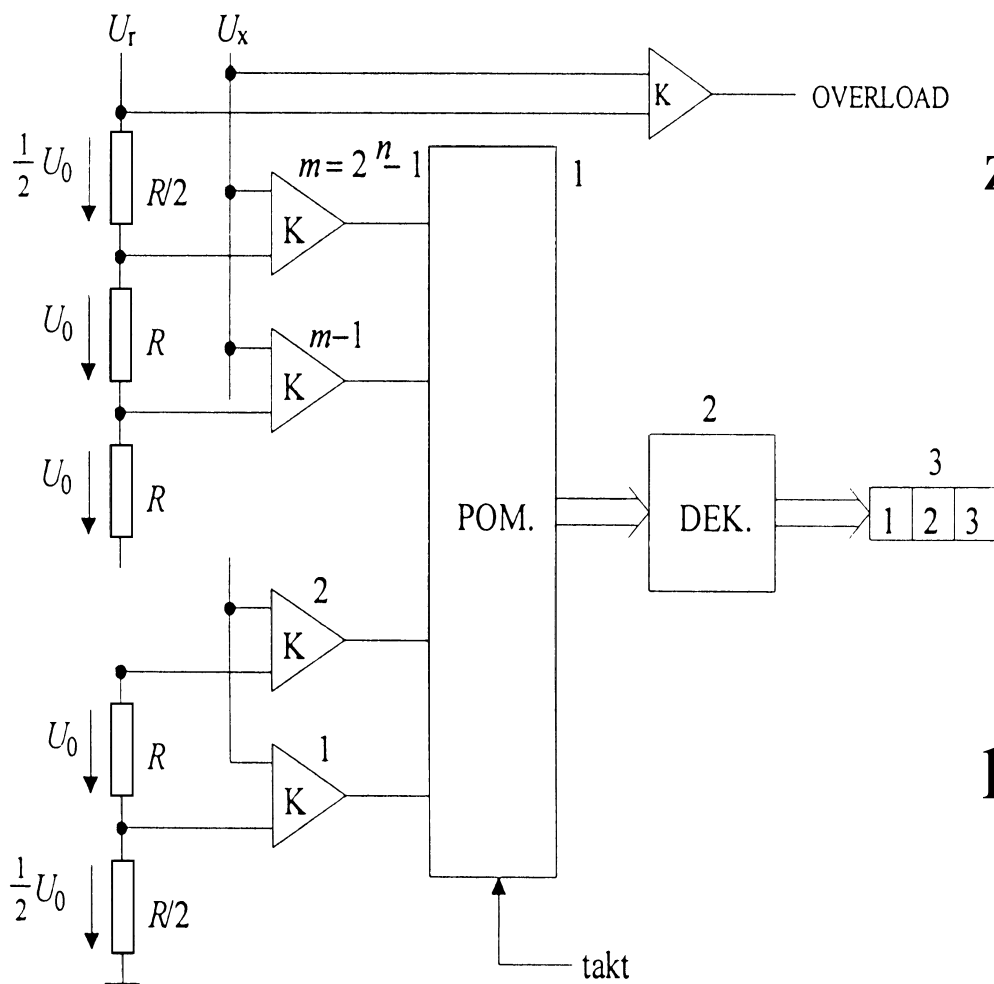
Slika 1.42 Paralelni pretvornik

Uporablja se za **zelo velike hitrosti** pretvarjanja

$$f_s > 1\text{GHz}$$

→ pretvoba se izvrši v **enem koraku** ($k = 1$).





Referenčne napet. so realizirane z uporovnim delilnikom.

- komparatorji pod nivojem napetosti U_x imajo vrednost 1 in nad 0

- termometerska koda.

Eksponentno se poveča poraba pri realizaciji:

- število potrebnih referenc in komparatorjev je $r = 2^n - 1 \rightarrow k \cdot r = 2^n - 1$

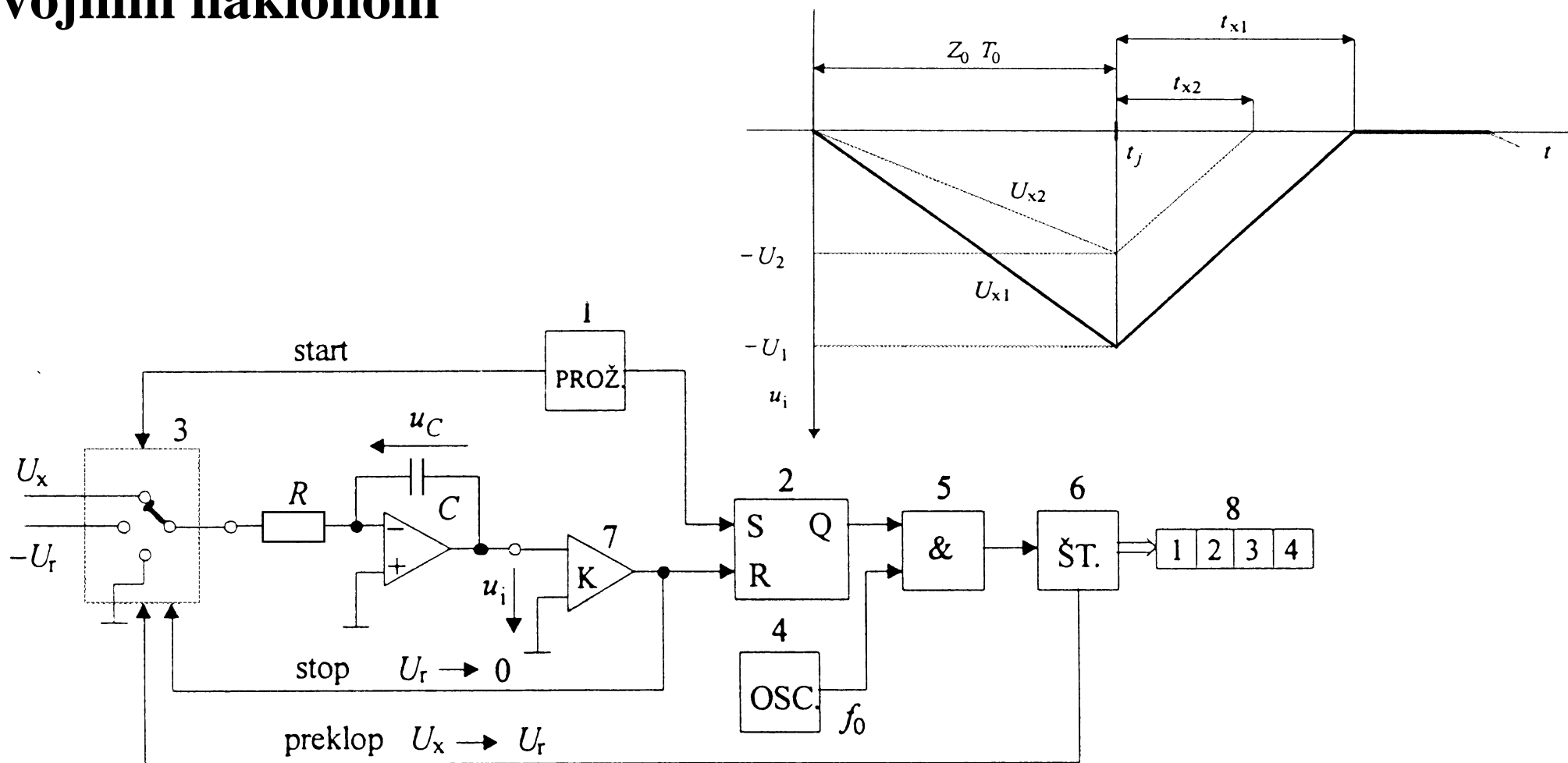
Postopek kvantizacije je pred vzorčenjem! 8 bit./10 GHz





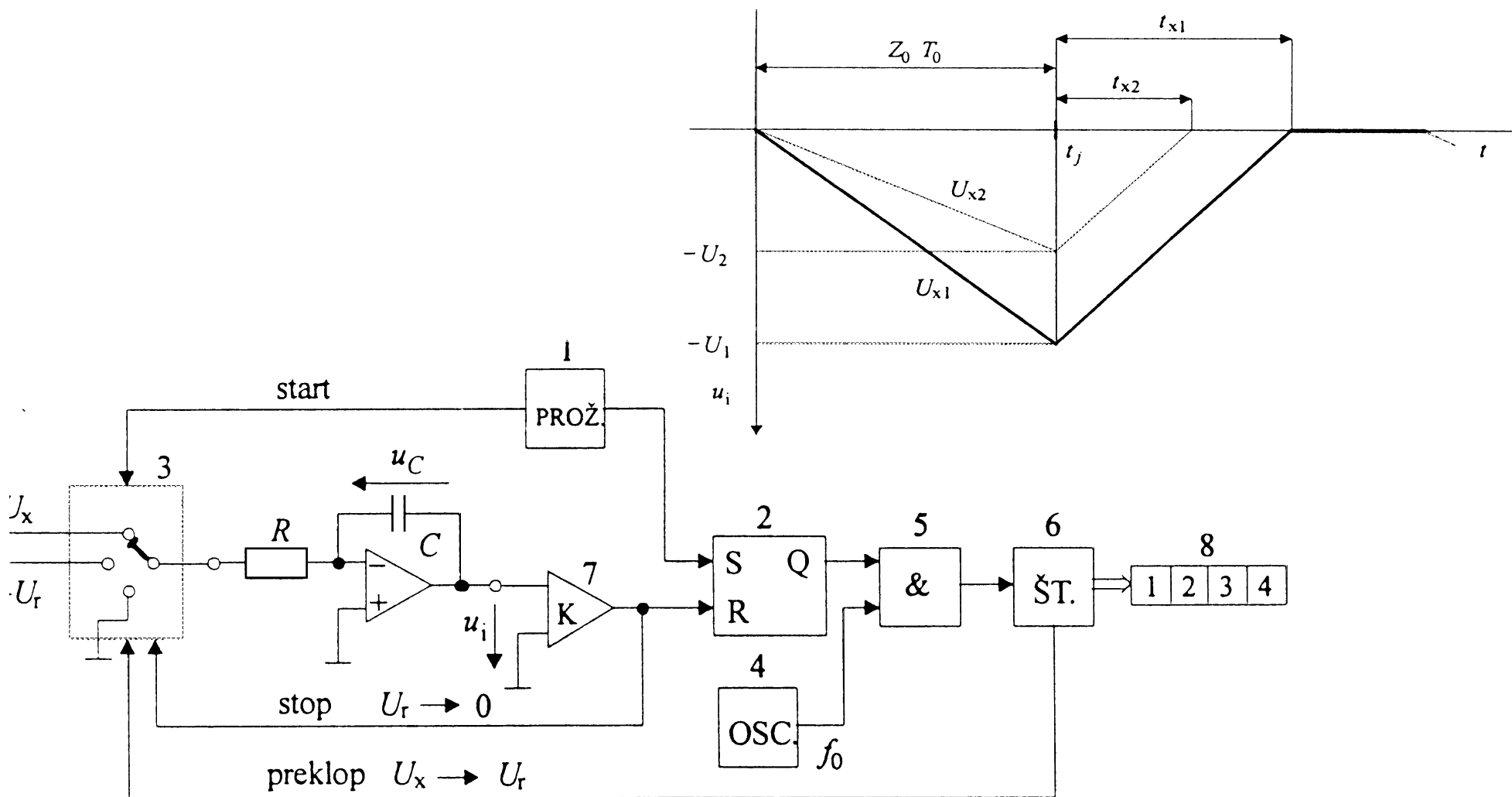
1.2.3.1.3 Integrirajoči AD pretvornik

Pretvornik z dvakratnim integriranjem ali **pretvornik z dvojnim naklonom**



Slika 1.43 ADP z dvojnim naklonom

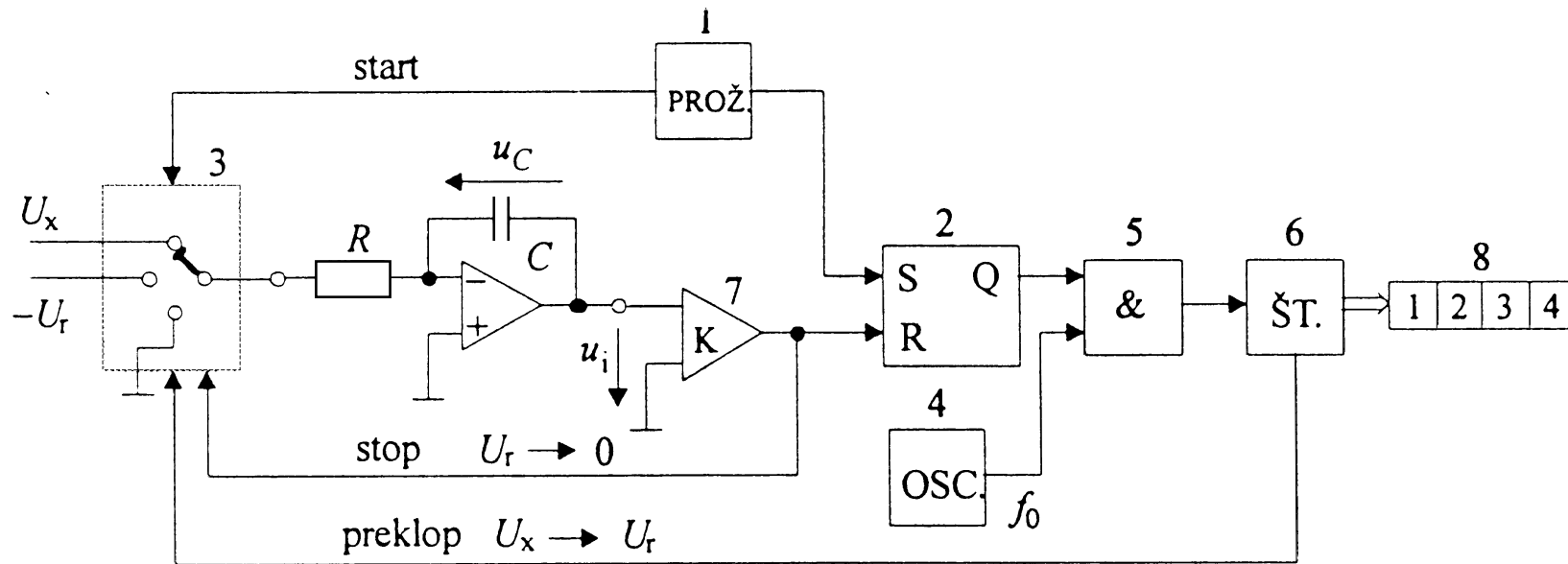




Merilni cikel se začne:

- ko prožilnik (1) postavi RS bistabilnega multivibratorja (2) v logično stanje ena,
- in preklopnik (3) v začetno stanje.





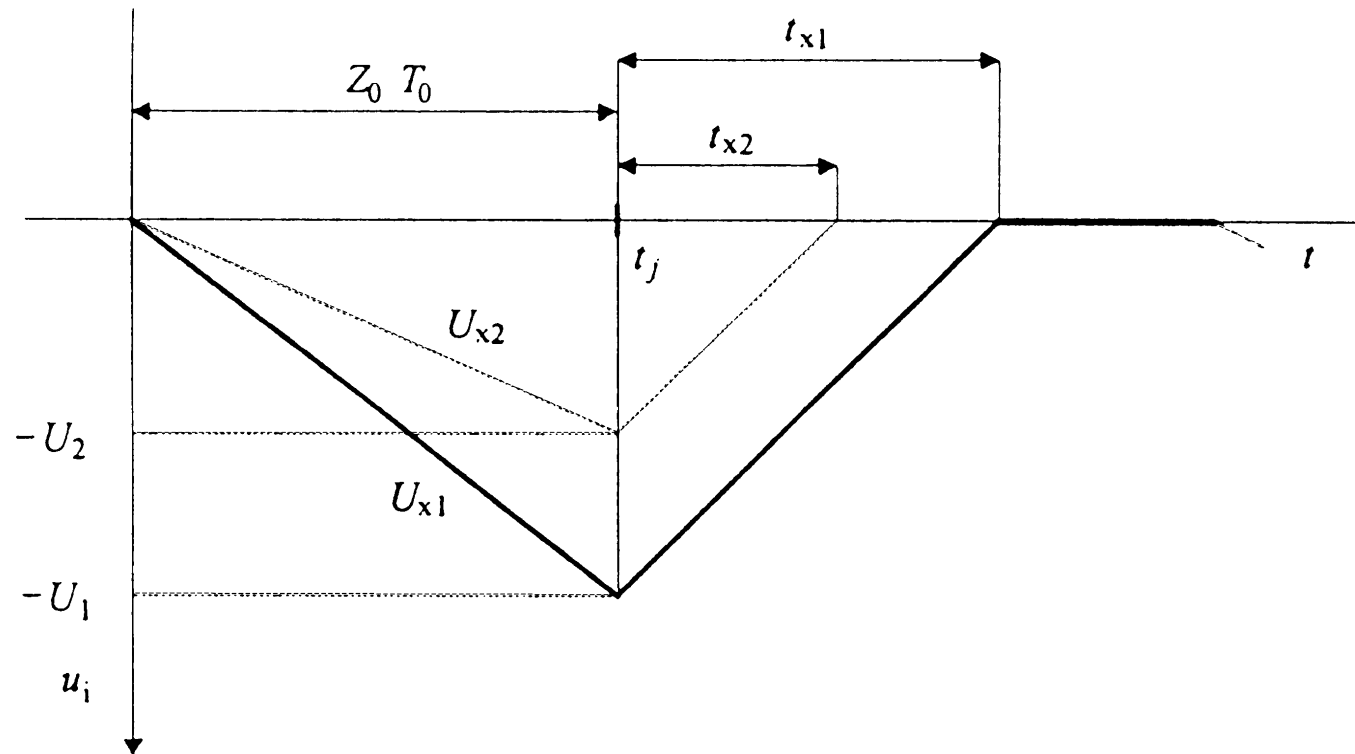
Začne se integracija neznane napetosti U_x z **integratorjem**:

- operacijski ojačevalnik z RC členom v povratni zanki

Impulzi referenčnega oscilatorja f_0 gredo skozi odprta IN vrata (5) na števec (6).

- ko se napolni z Z_0 impulzi, se konča integracija U_x ,
- **čas integracije** napetosti U_x je enak $Z_0 T_0 = Z_0 / f_0$,



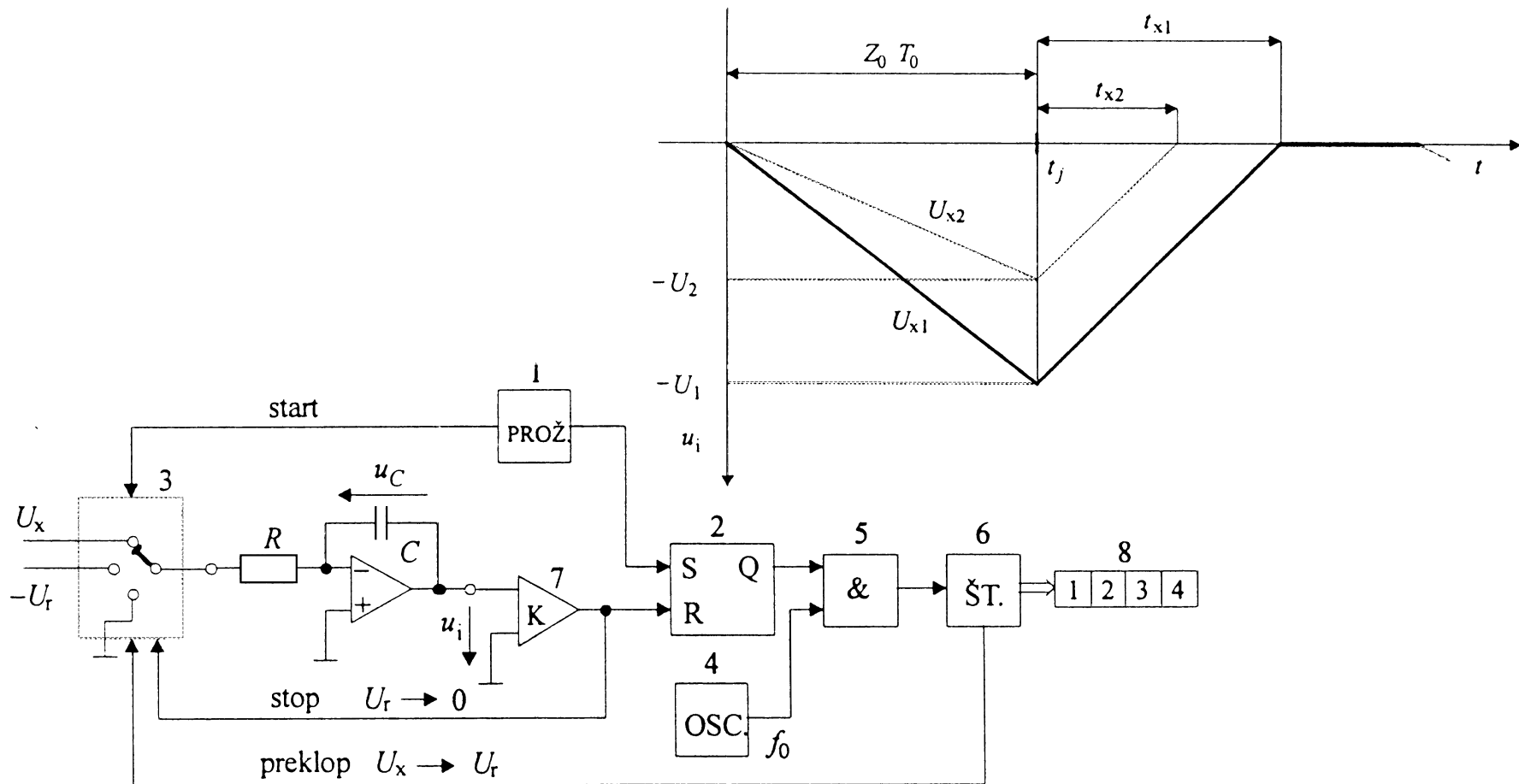


Slika 1.44 Časovni diagram ADP z dvojnim naklonom

Po času $Z_0 T_0$ se stikalo (3) preklopi na U_r ,

- referenčna napetost U_r mora biti **nasprotne polaritete**, da se spremeni tendenca integracije.





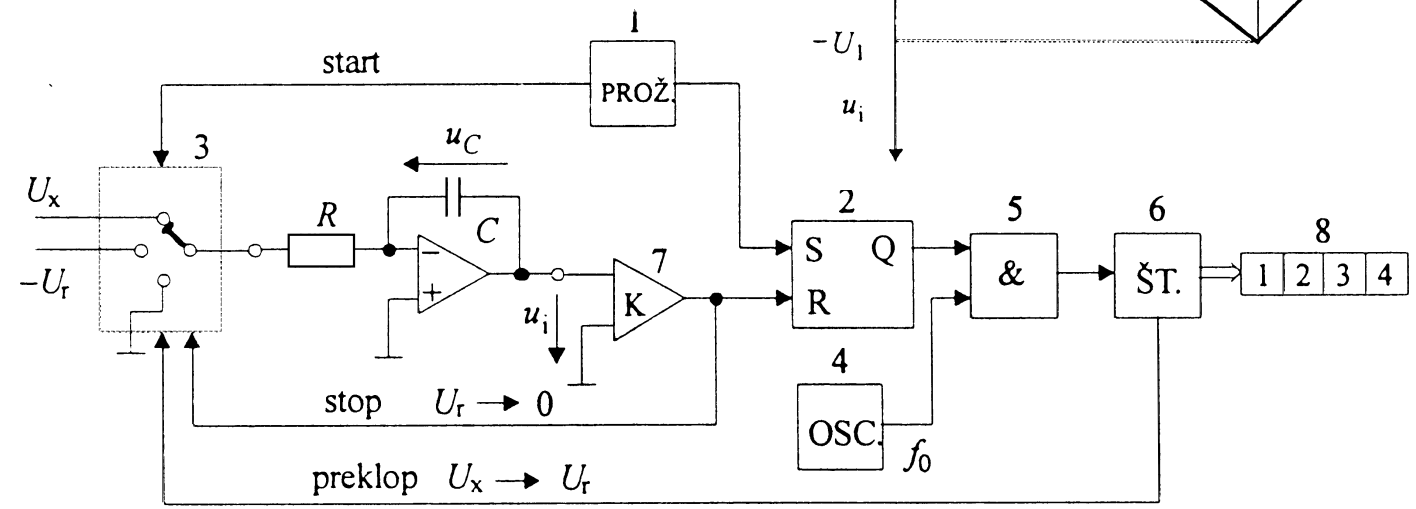
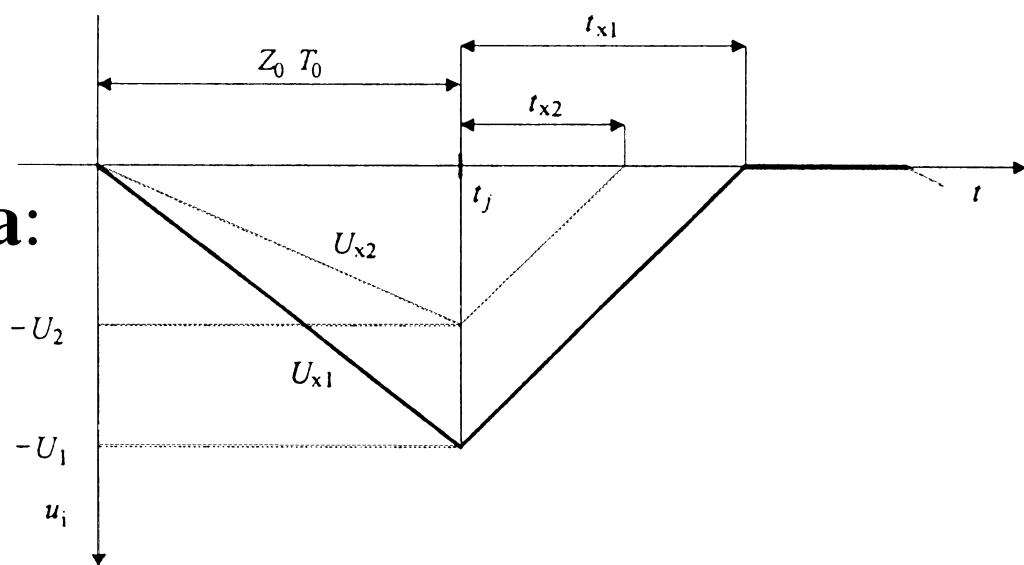
Ko napetost u_i doseže **nivo nič**, komparator (7) resetira flip-flop (2), vrata se zaprejo in **meritev se ustavi**.

- na vhodu je napetost nič,
- ADP čaka na nov merilni cikel.





Imamo dva takta integriranja:



Za prvi takt velja: - napetost na C:

$$u_i \approx u_C$$

$$\frac{U_x}{R} + C \frac{du_i}{dt} = 0$$

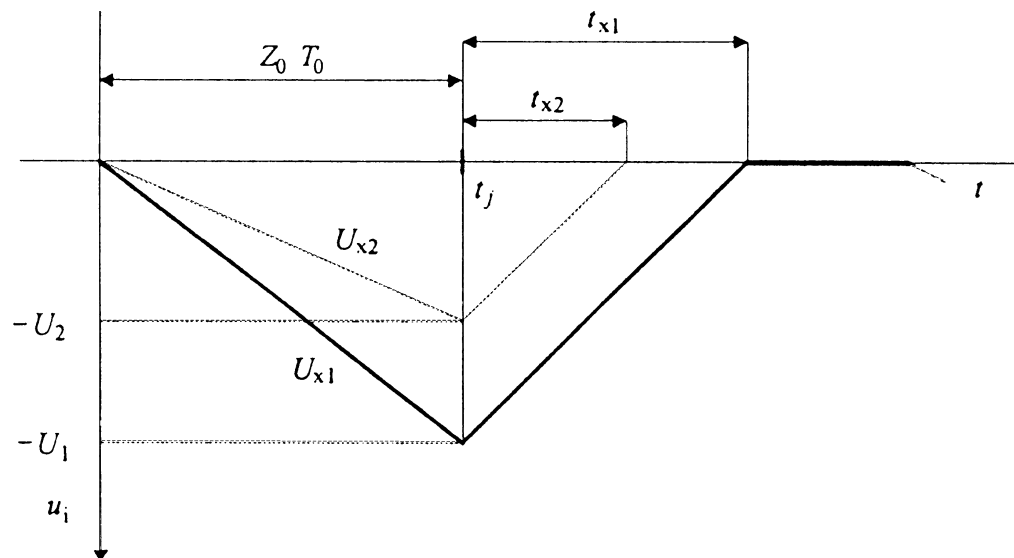
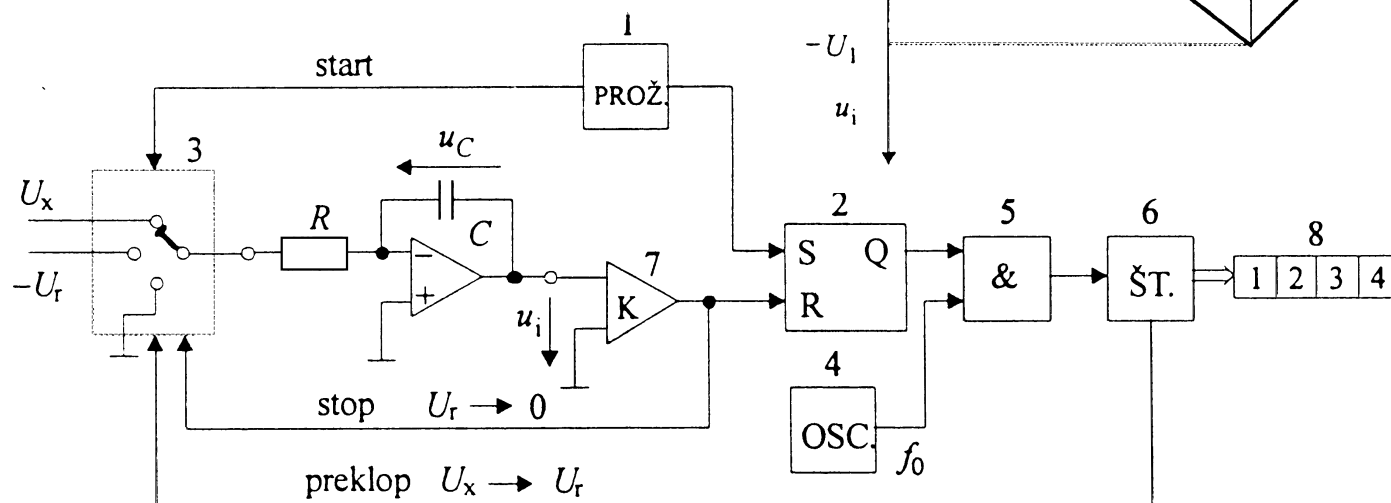
- vsota tokov na vhodu integ.:

- integracija:
$$\int_0^{-U_1} du_i = -\frac{1}{RC} \int_{t_i - Z_0 T_0}^{t_j} U_{x1} dt \Rightarrow U_1 = \frac{Z_0 T_0}{RC} \bar{U}_{x1}$$



Za drugi takt velja:

- integrira se napetost $-U_r$



- vsota tokov na vhodu integ.:

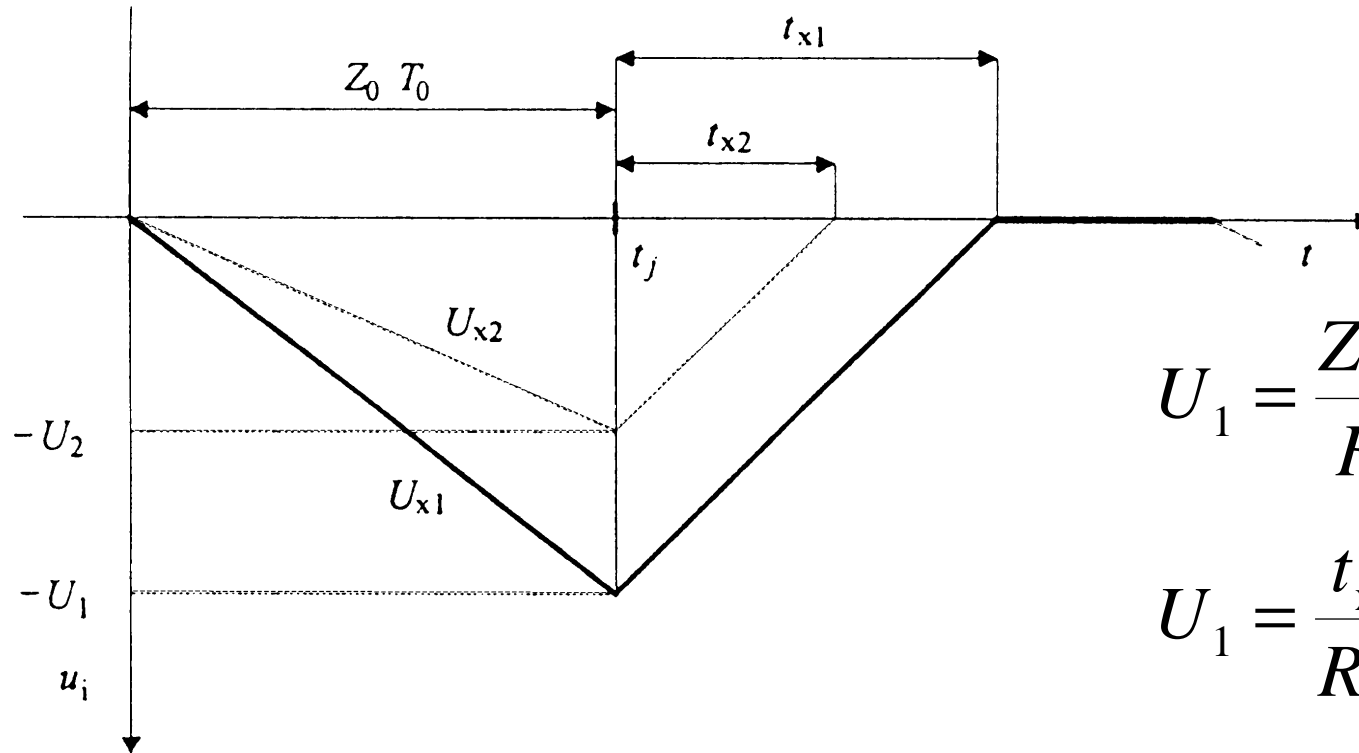
$$-\frac{U_r}{R} + C \frac{du_i}{dt} = 0$$

- naklon izhodne napetosti:

$$\frac{du_i}{dt} = \frac{1}{RC} U_r$$

- integracija: $\int_{-U_1}^0 du_i = \frac{1}{RC} \int_{t_j}^{t_j+t_{x1}} U_r dt \Rightarrow U_1 = \frac{t_{x1}}{RC} U_r$





$$U_1 = \frac{Z_0 T_0}{RC} \bar{U}_{x1}$$

$$U_1 = \frac{t_{x1}}{RC} U_r$$

Izenačenje napetosti obeh integracij nam da: $t_{x1} = \frac{Z_0 T_0}{U_r} \bar{U}_{x1}$

- ker je $Z = \frac{t_{x1}}{T_0}$, dobimo: $Z = \frac{Z_0}{U_r} \bar{U}_{x1}$
- točnost pretvornika **ni odvisna** od R in C pa tudi f_0 ne.





Vmesna veličina pri ADP pretvorniku je čas (t_{x1}, t_{x2})

- **časovno oz. frekvenčno kodiranje.**
- možnost **izločanja** motilnega **izmeničnega signala** s povprečenjem – integracijo.
- **hitrost** pretvarjanja **ni velika.**

Zelo razširjena uporaba, še posebej v **precizni instrumentaciji.**

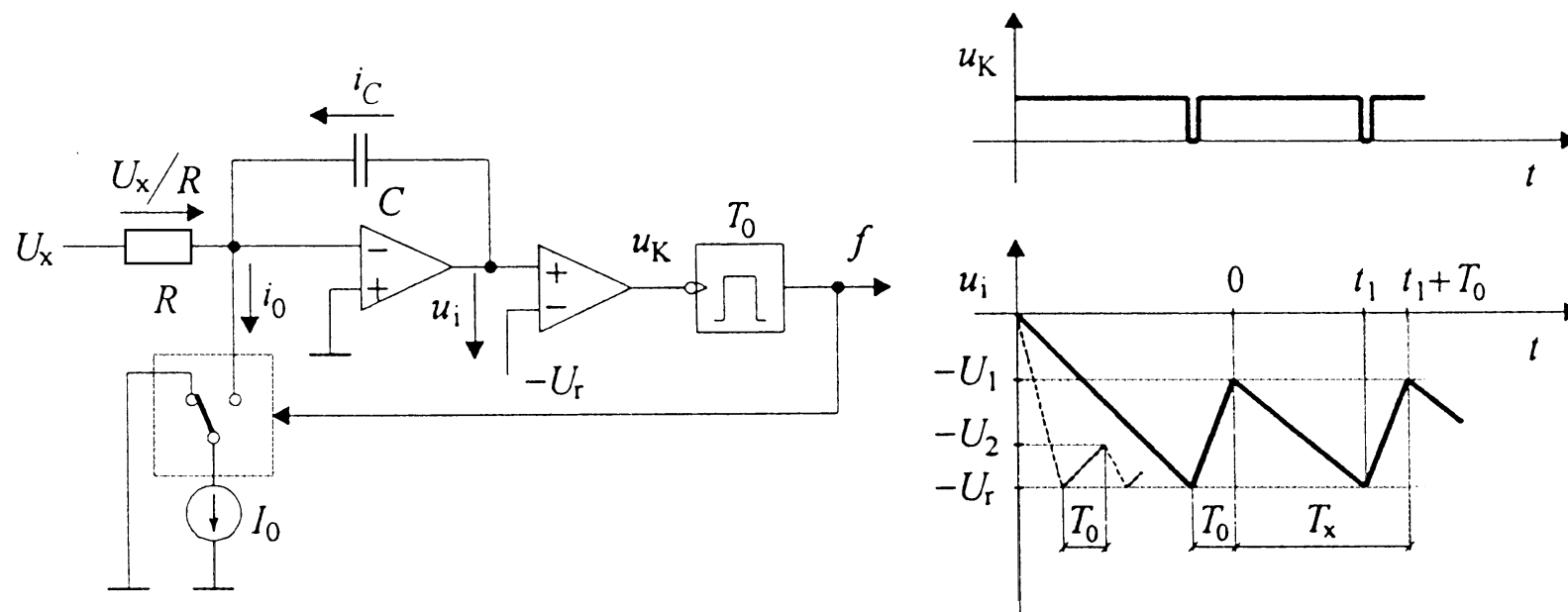
Obstajajo pretvorniki z **več nakloni.**





1.2.3.1.4 ADP s frekvenco kot analogno vmesno veličino

U/f pretvornik deluje na principu **izenačevanja naboja** (charge balance).

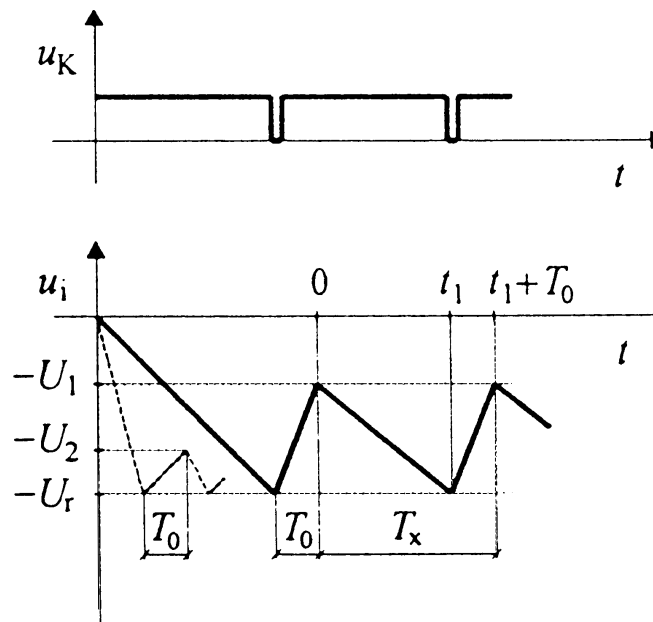
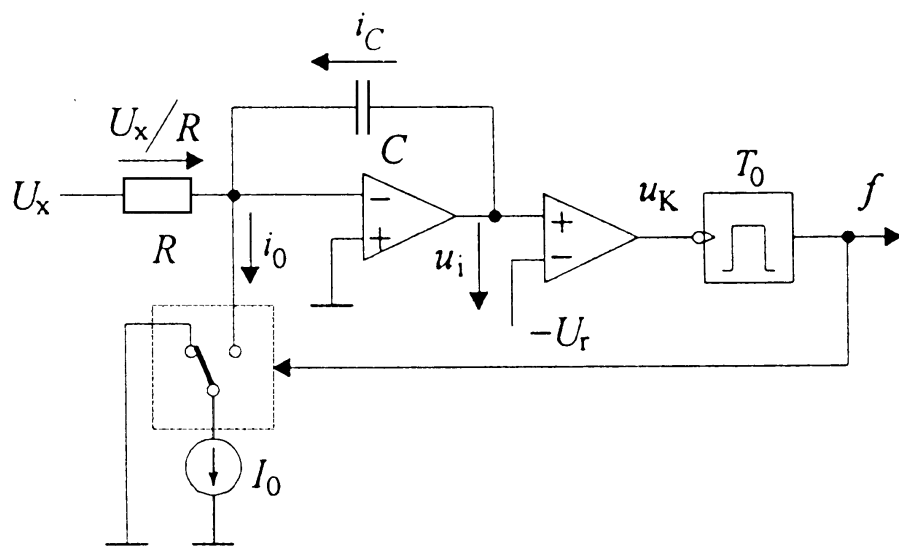


Slika 1.45 U/f pretvornik na principu izenačevanja naboja

V prvem delu integracije imamo samo tok U_x/R (in i_C),

- napetost u_i monotonno upada.





Ko doseže referenčni nivo $-U_r$,

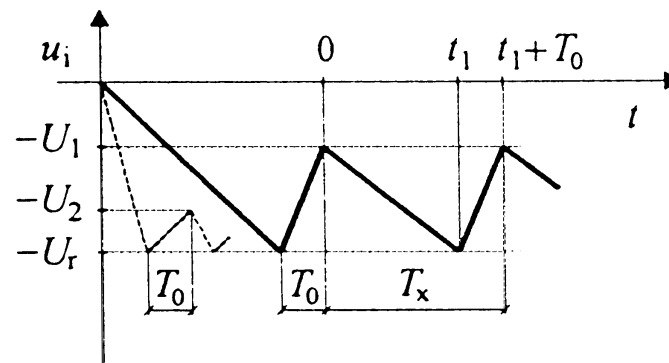
- se sproži monostabilni multivibrator,
- za čas T_0 se priklopi **referenčni vir** I_0 - **drugi del integracije**

$$\frac{U_x}{R} - I_0 + C \frac{du_i}{dt} = 0 \quad \Rightarrow \quad \frac{du_i}{dt} = \frac{1}{C} \left(I_0 - \frac{U_x}{R} \right)$$





Napetost integratorja **niha**
med vrednostima $-U_1$ in $-U_r$:



$$\int_{-U_1}^{-U_r} du_i + \int_{-U_r}^{-U_1} du_i = 0 = -\frac{1}{RC} \int_0^{t_1} U_x dt + \frac{1}{C} \int_{t_1}^{t_1+T_0} \left(I_0 - \frac{U_x}{R} \right) dt$$

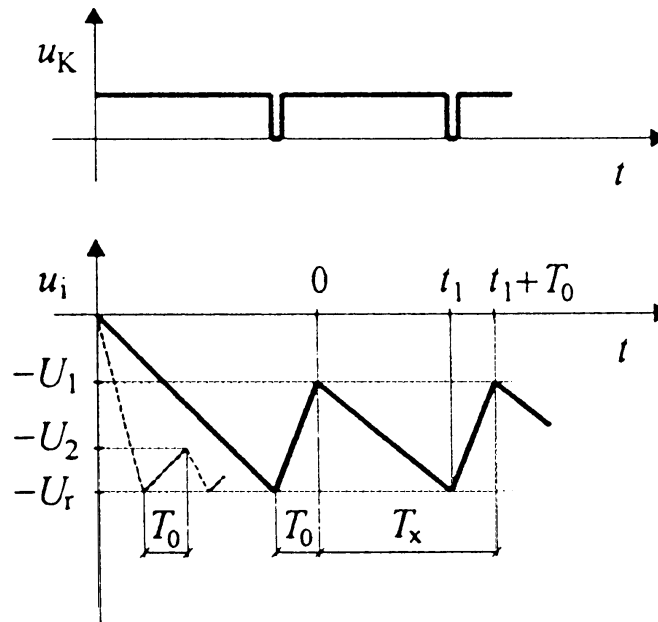
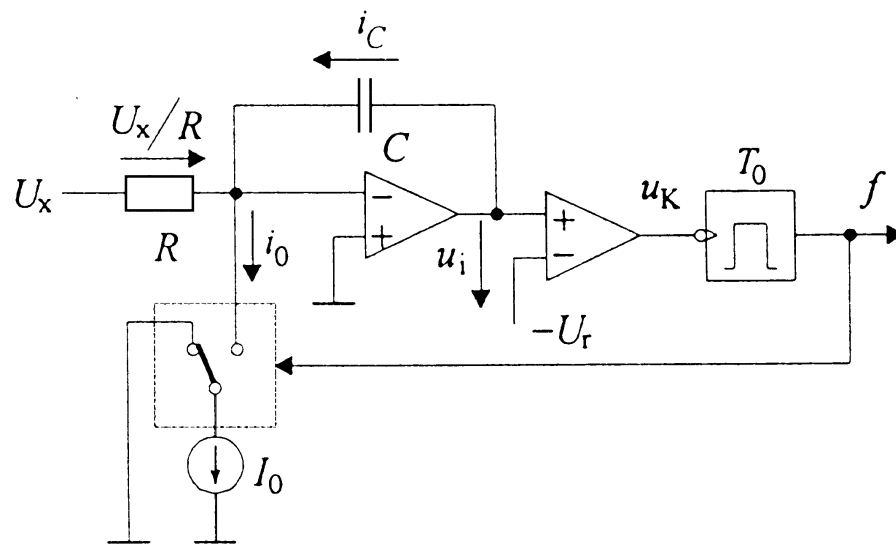
in dobimo:
$$\frac{I_0 T_0}{C} = \frac{1}{RC} \int_0^{t_1} U_x dt + \frac{1}{RC} \int_{t_1}^{t_1+T_0} U_x dt = \frac{1}{RC} \int_0^{t_1+T_0} U_x dt$$

Iz
$$I_0 T_0 = \frac{T_x}{R T_x} \int_0^{t_1+T_0} U_x dt = \frac{1}{R f_x} \bar{U}_x \quad (T_x = t_1 + T_0) \quad \text{izrazimo}$$

frekvenco ponavljanja:

$$f_x = \frac{1}{R I_0 T_0} \bar{U}_x$$





$$f_x = \frac{1}{RI_0T_0} \overline{U_x}$$

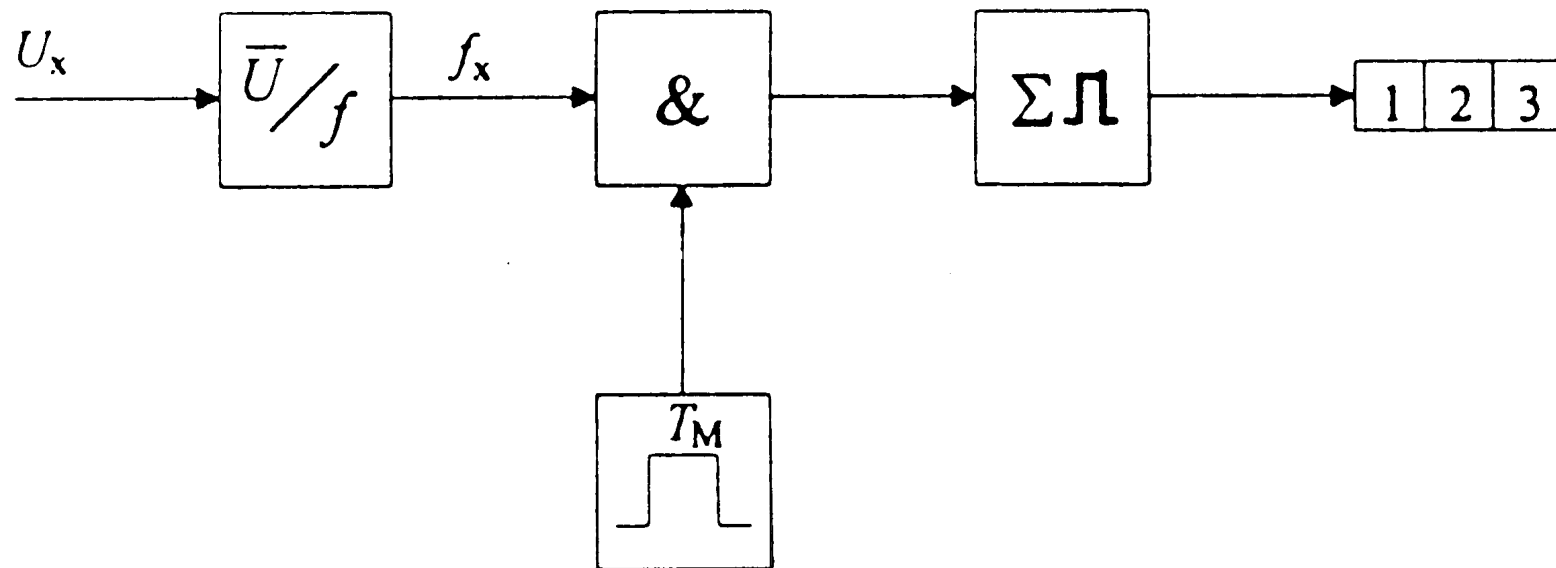
V prvem delu integracije priteče toliko elektrine na kondenzator C , kot jo v drugem odteče – **izravnava naboja**.

- **frekvenca** žagaste napetosti je odvisna od **tekoče povprečne vrednosti** merjene napetosti.





Digitalizacija se izvrši s štetjem impulzov frekvence, ki nosi informacijo o povprečni moči.



Slika 1.46 Digitalno merjenje frekvence oziroma napetosti

- IN vrata se odpro za določen čas T_M .
- Na števec pride $Z = f_x T_M$ **impulzov**, ki jih **števec prešteje in prikaže** na prikazovalniku.





1.3 Elektronski osciloskop

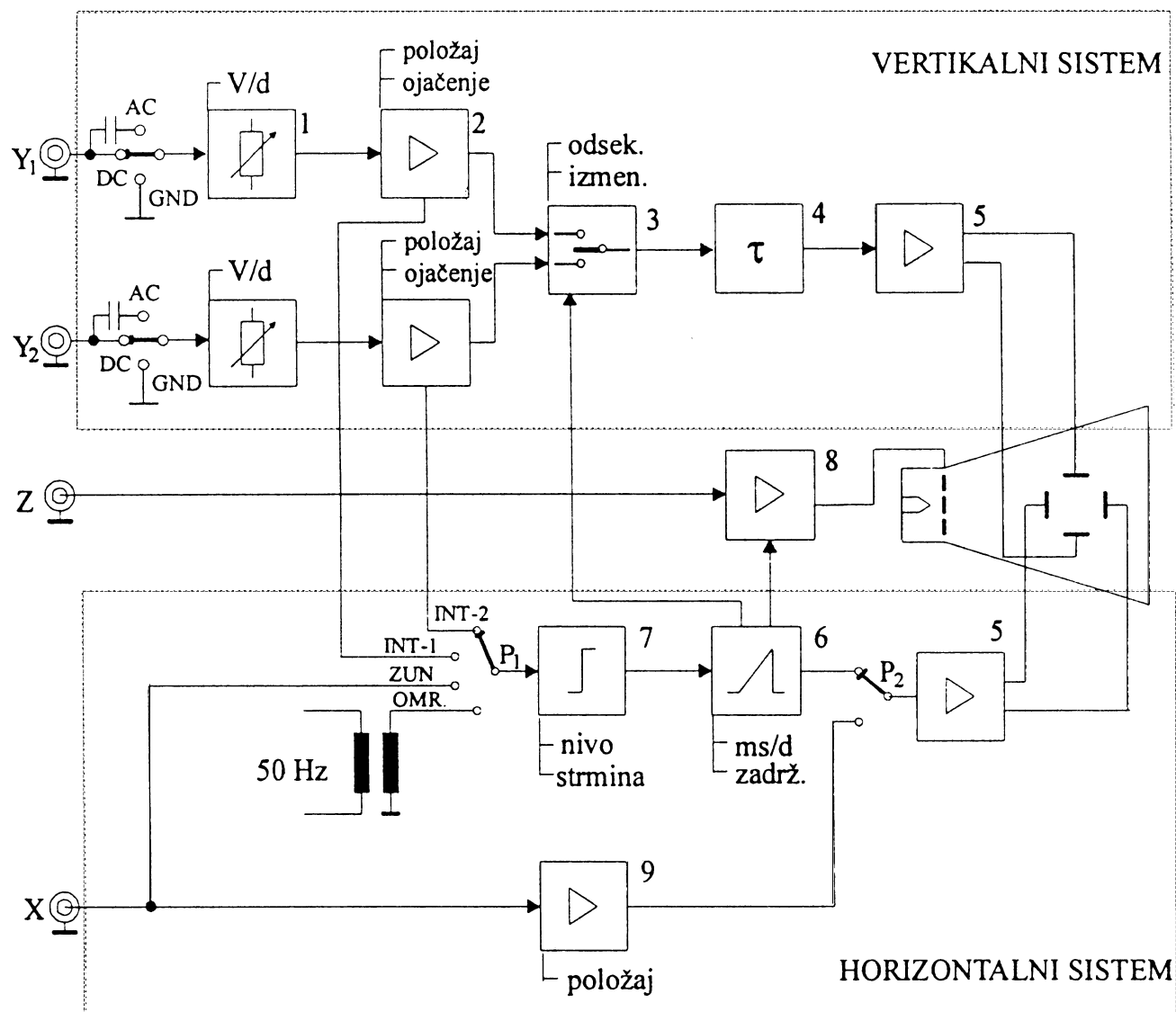
Najpogosteje uporabljen merilni instrument (lat. oscillatio – nihanje, gr. skopein - videti) - **opazujemo merilni signal.**

- omogoča **opazovanje trenutnih vrednosti** veličine v odvisnosti od časa : **Y-t delovanje**
- ali **ene veličine od druge**: **X-Y delovanje**
- z njim merimo: frekvenco, fazni zamik, moč, itn.





1.3.1 Analogni dvokanalni osciloskop



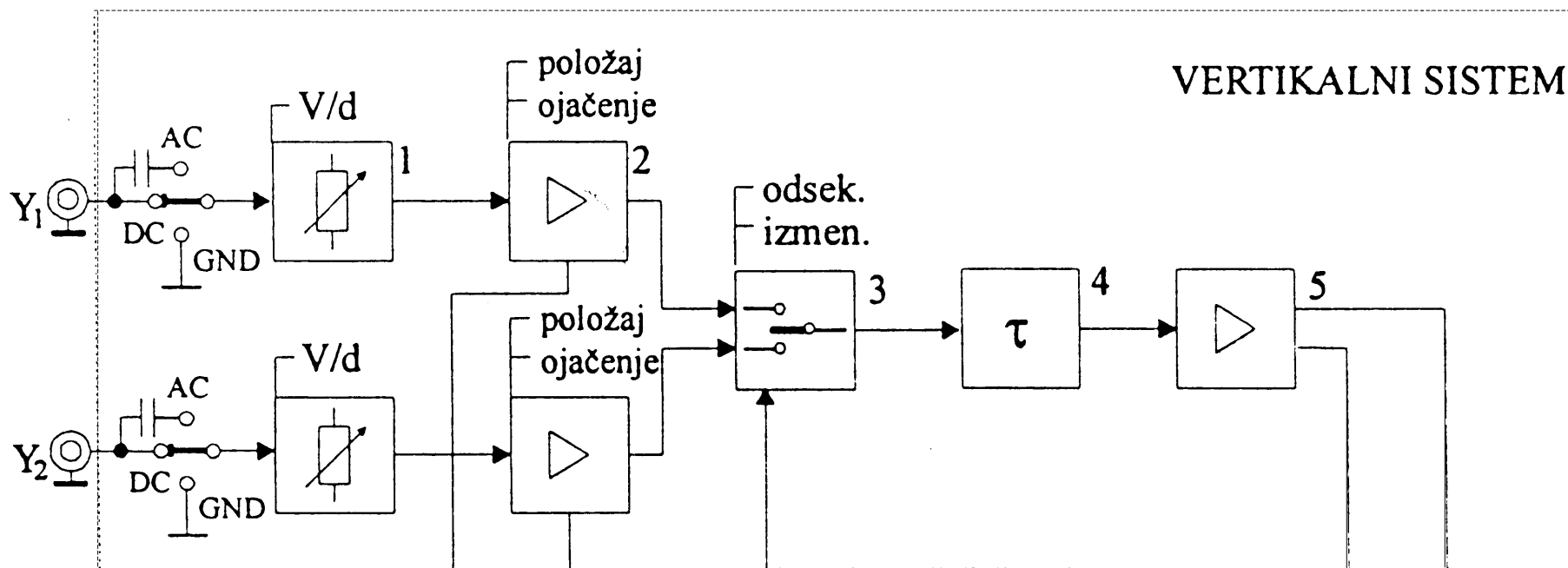
Slika 1.47 Dvokanalni elektronski osciloskop

Setavljen je iz treh enot:

- **Prikazovalnega zaslona** (rasterski zaslon),
- **vertikalnega in**
- **horizontalnega sistema.**



1.3.1.1 Vertikalni sistem

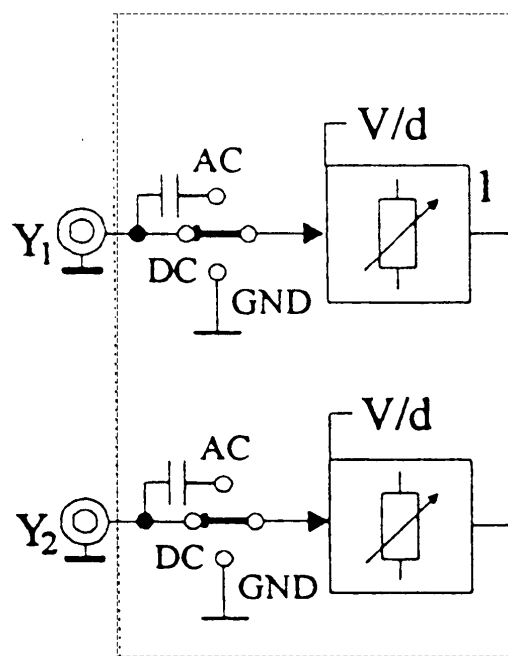


Slika 1.48 Vertikalni sistem dvokanalnega osciloskopa

Vertikalni sistem dvokanalnega osciloskopa ima **dva ozemljena vhoda** Y_1 in Y_2 ,

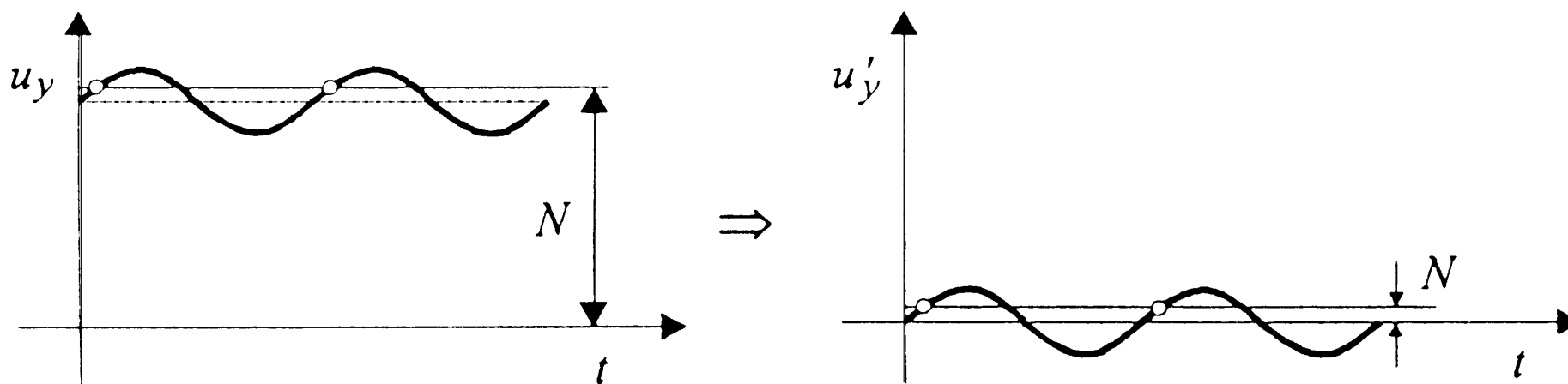
- v **atenuatorju** (1) se zmanjša opazovana napetost,
 - izbiramo s **koeficientom** k_y v enotah V/d (volt na delec),





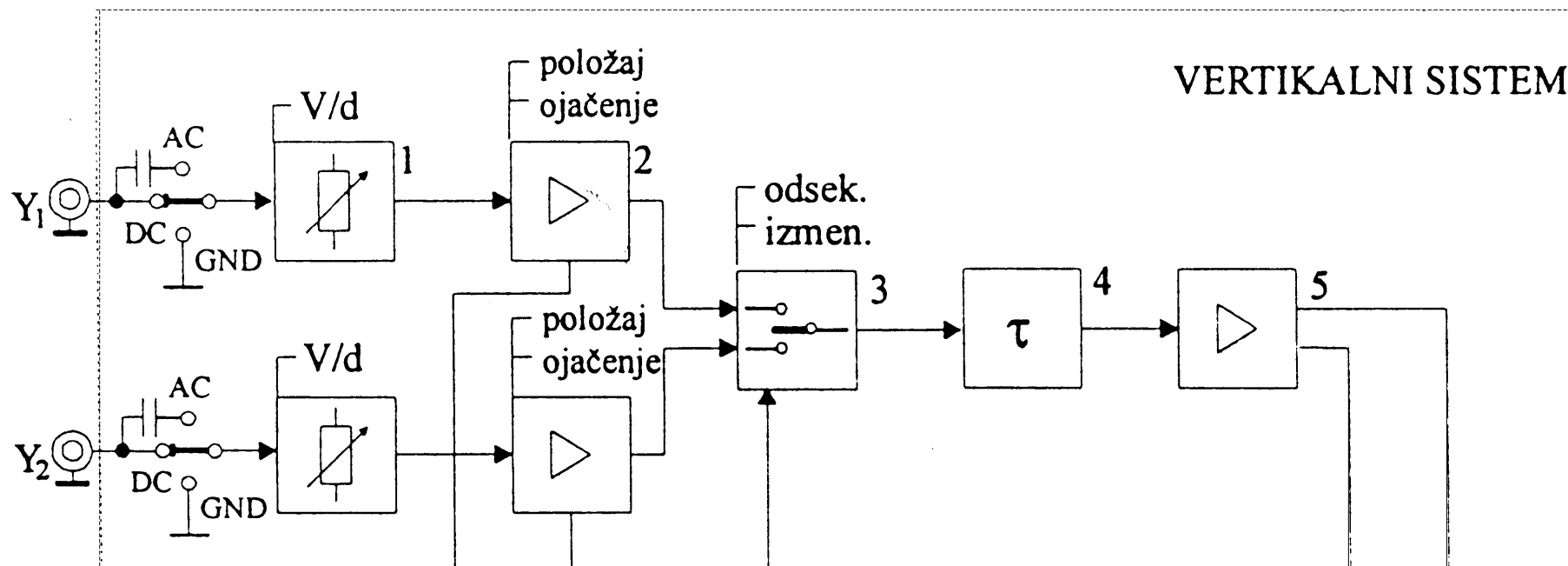
Če je **izmenična napetost** majhna v primerjavi z enosmerno, lahko s posebno tipko vključimo na vходу **kondenzator** in s tem **blokiramo enosmerno** napetost.

- **AC/DC** – alternating current/direct current



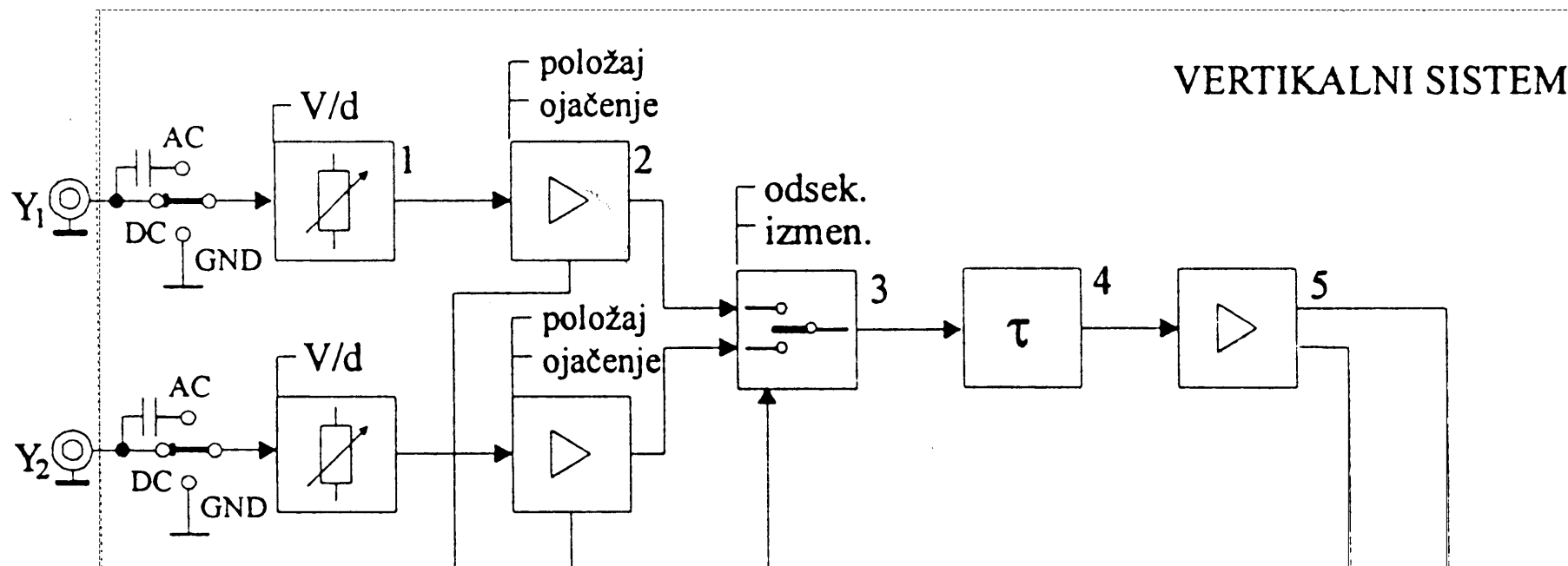
Slika 1.49 Izločitev enosmerne komponente





- atenuatorju sledi **ojačevalnik (2)**
 - nastavljam **ojačenje** in enosmerni premik slike – **ničelni položaj**,





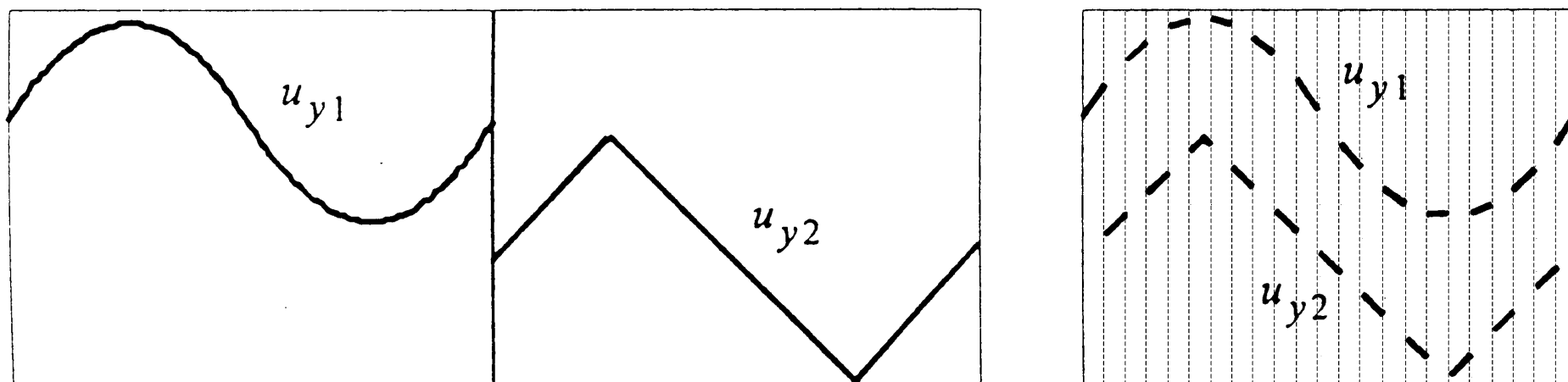
- da lahko opazujemo dve napetosti 'hkrati' ima osc. **elektronski preklopnik (3)**,
- **zakasnitev (4)** glede na časovno bazo nam omogoča **opazovanje sprednjega roba** napetosti impulzne oblike,
- s **končnim ojačanjem (5)** priredimo napetost za y-odklonski sistem prikazovalnika - zaslona.





Pri **analognih** osciloskopih lahko signala opazujemo na dva načina:

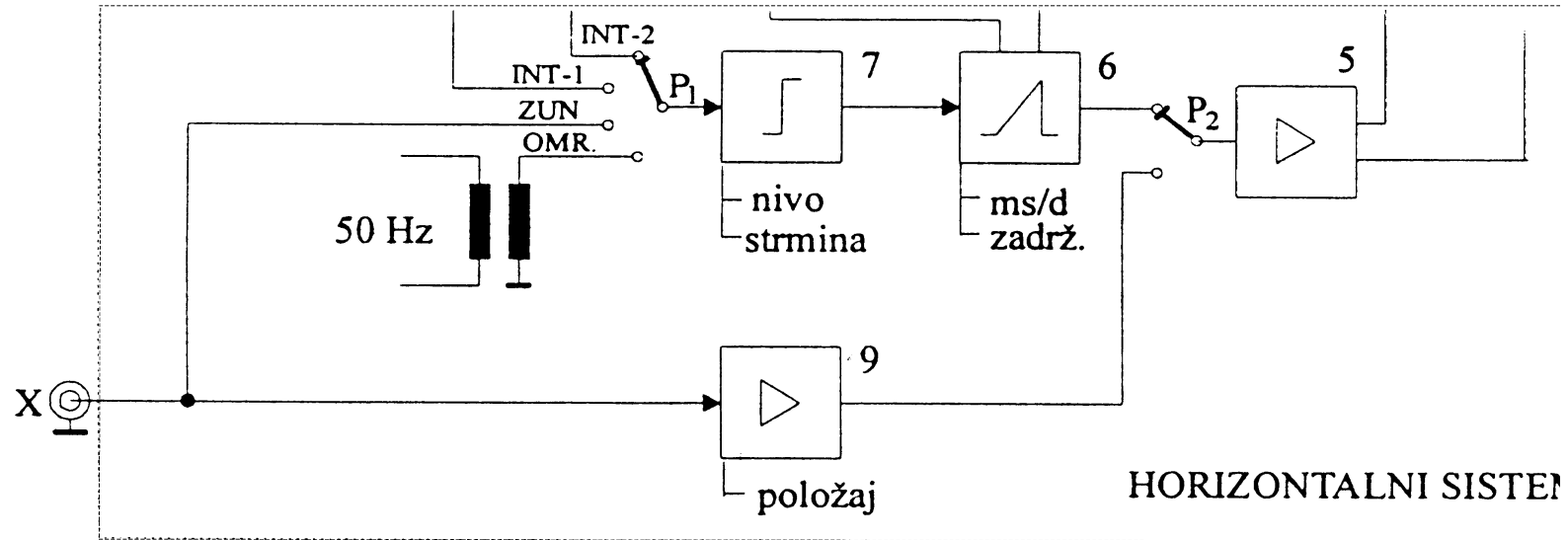
- **izmenično delovanje,**
 - najprej se izriše en u_{y1} signal v celoti nato pa drugi u_{y2} ,
 - primeren za signale **visoke frekvence**;
- **odsekovno delovanje,**
 - elektronski preklopnik hitro preklaplja z enega signala na drugi – **razseka signal** (ca. 100 kHz),
 - primeren za signale **nizke frekvence** – slika signala deluje zvezno.



Slika 1.50 Izmenično in odsekovno delovanje



1.3.1.2 Horizontalni sistem



Slika 1.51 Horizontalni sistem osciloskopa

Horizontalni sistem osciloskopa:

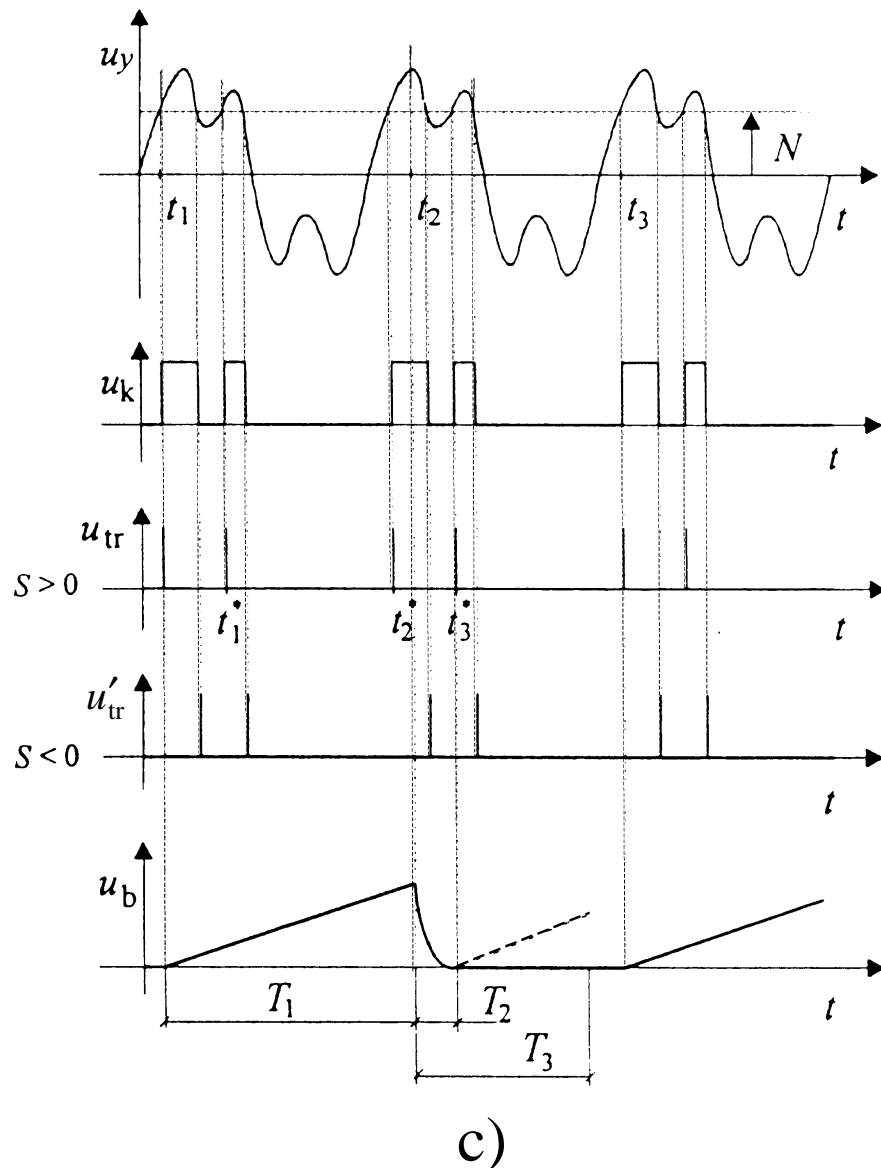
- osrednji del je **prožena časovna baza**, ki jo sestavljata:
 - generator žagaste napetosti (6),
 - prožilnik (7),

En cikel linearno naraščajoče napetosti se sproži, **ko so izpolnjeni določeni pogoji**,

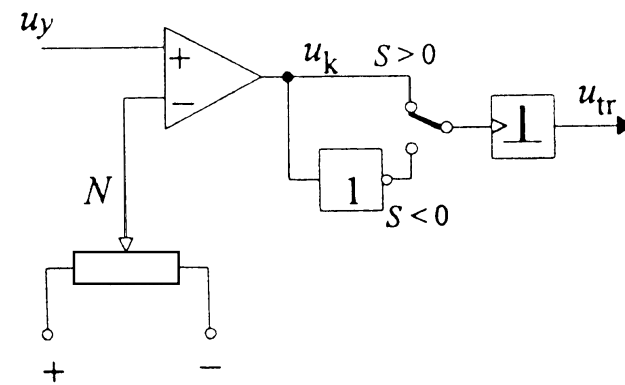
- ponovni cikel se sproži **pod enakimi pogoji**.



Proženje časovne baze



Slika 1.52 Proženje časovne baze

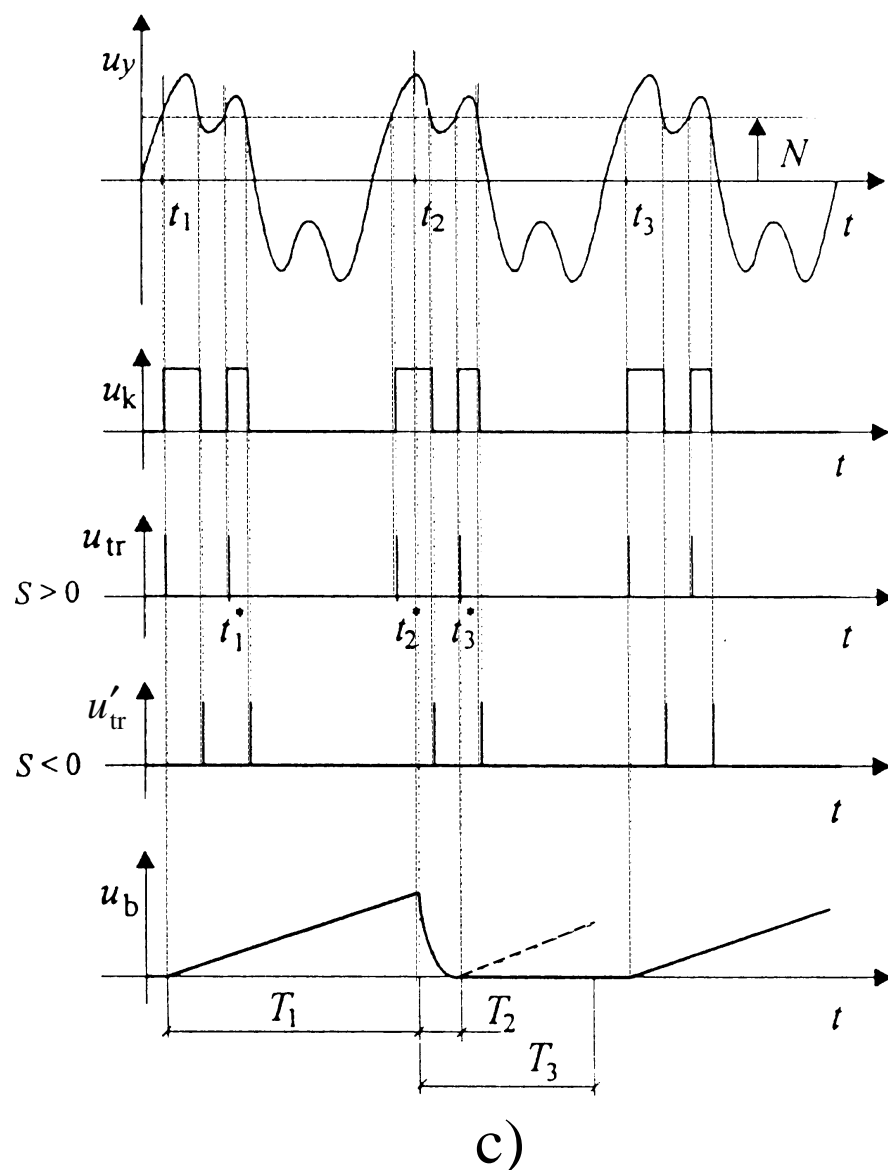


a)

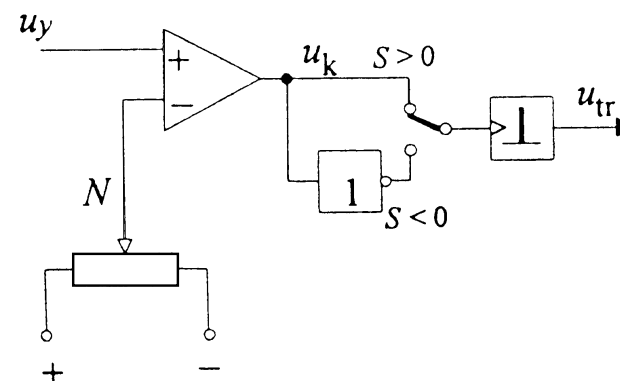
Primer proženja časovne baze:

- **vir proženja** je napetost u_y (npr. napetost kanala Y_1),
- **prožilnik** vsebuje **komparator**,
 - stanje $0 \rightarrow 1$, ko u_y **preseže** nastavljeni napetostni nivo N .
 - stanje $1 \rightarrow 0$, ko se u_y **spusti pod** napetostni nivo N .





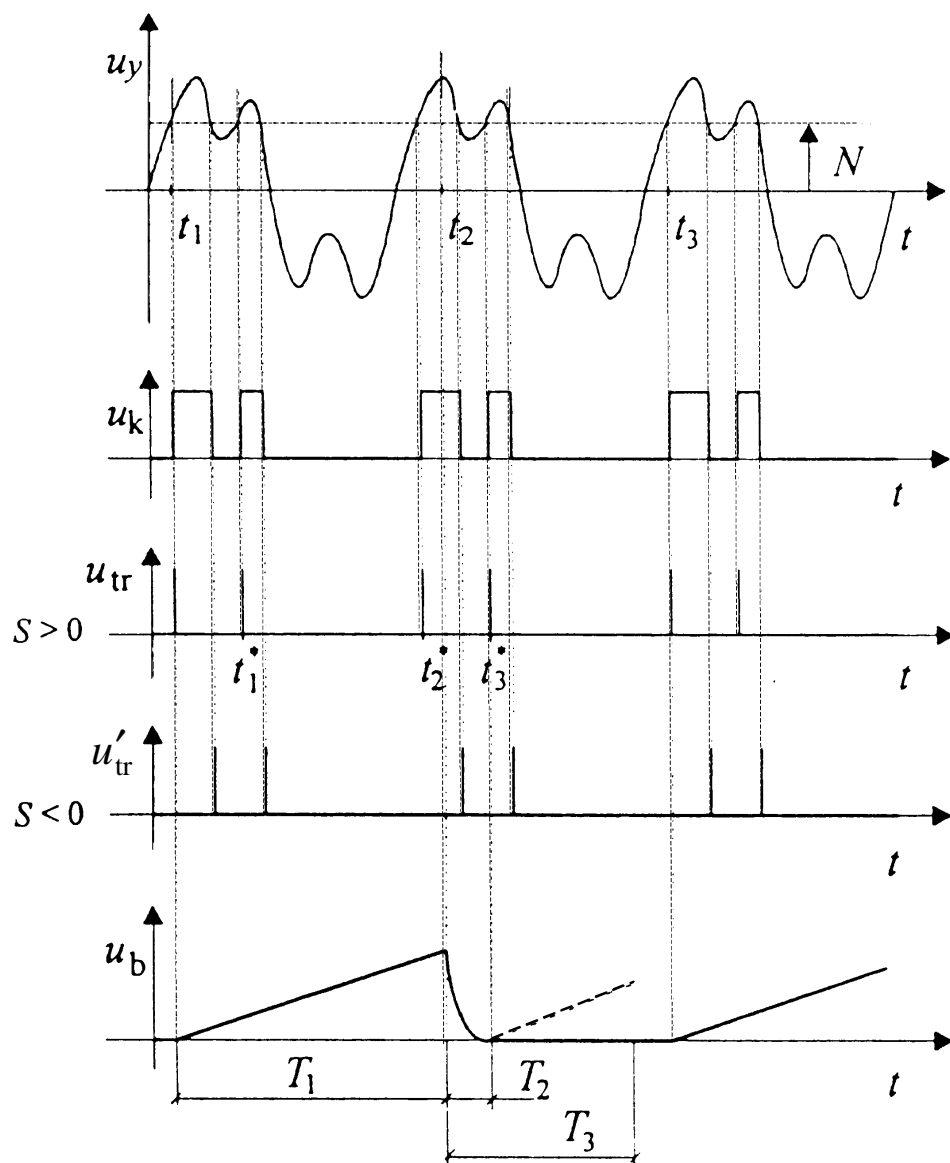
Slika 1.52 Proženje časovne baze



a)

- pri **pozitivni strmini** proženja uporabljamo izhod $S > 0$ in pri **negativni invertiran** izhod $S < 0$.
- monostabilni multivibrator se proži na pozitivno (u_{tr}) oz. negativno (u'_{tr}) strmino napetosti u_k .

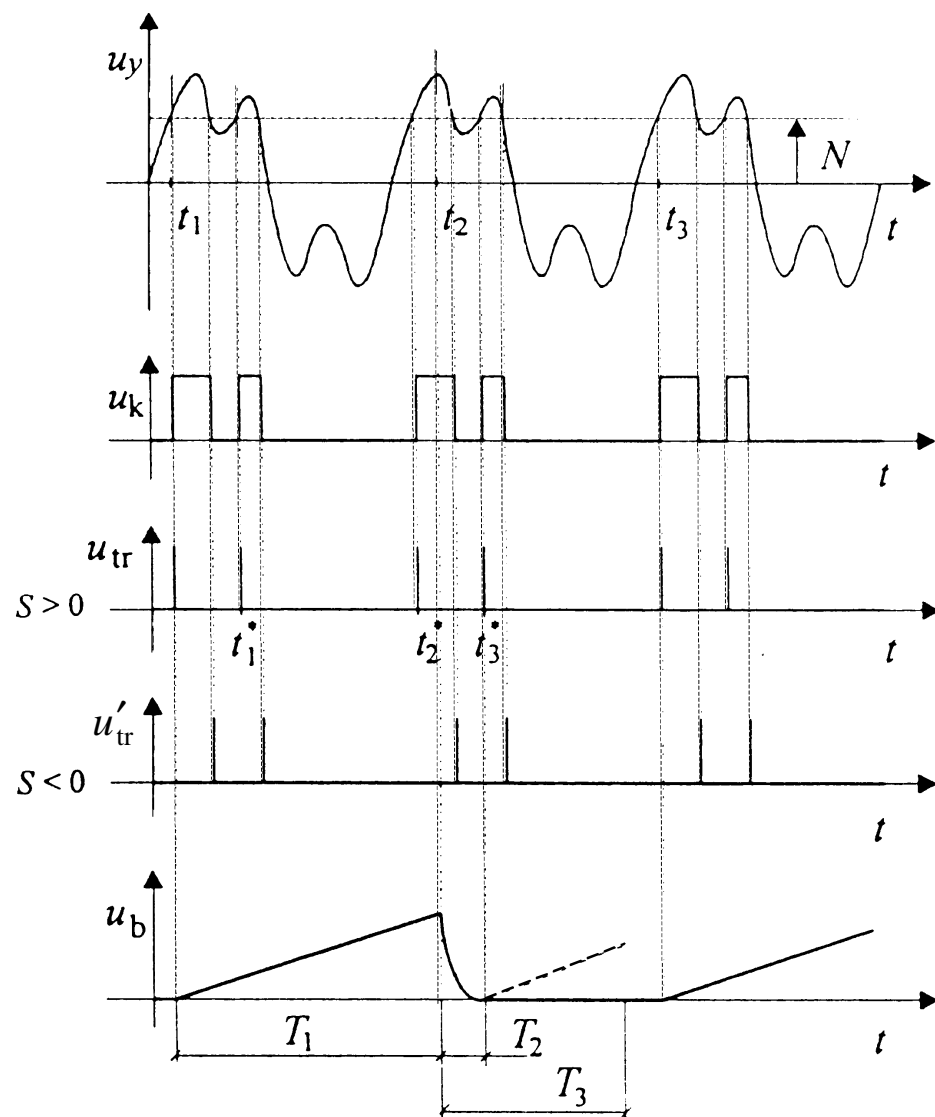




Slika 1.52 Proženje časovne baze

- slika na zaslonu EO npr. ustreza intervalu $T_1 = t_2 - t_1$
 - t_1 ustreza levemu robu zaslona,
 - t_2 ustreza desnemu robu zaslona,
 - T določimo s časovno konstanto k_t (ms/d),
- prelet žarka se ponavlja pod enakimi pogoji proženja, da dobimo mirujočo sliko,

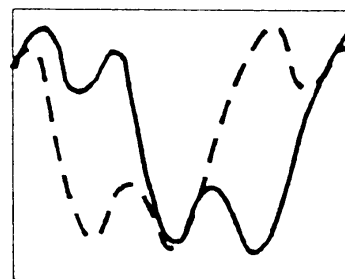




Slika 1.52 Proženje časovne baze

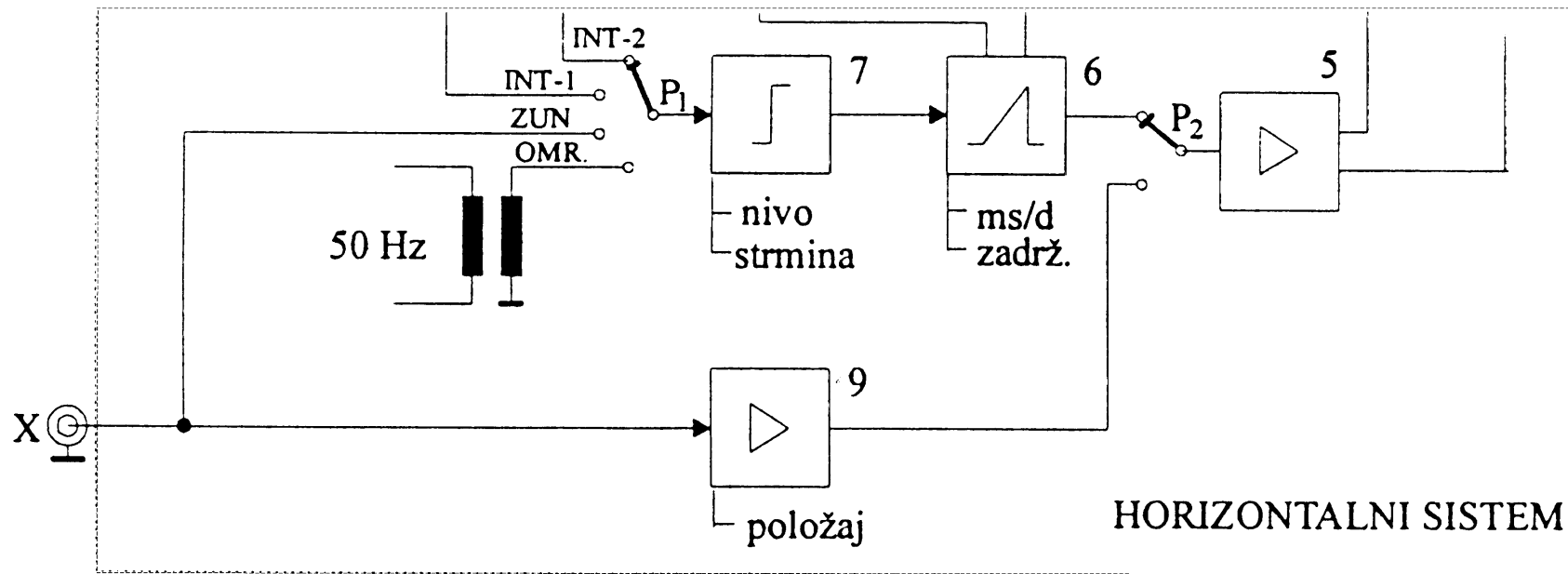
Med preletom je **proženje blokirano**.

- v času $t_1 \div t_3$ so trije trenutki:
 t_1^* , t_2^* , t_3^*
- t_1^* , t_2^* sta slepa, ker sta še v času preleta žarka in vrnitve na izhodišče,
- t_3^* sproži premaknjen prikaz b)



b) dvojnemu prikazu

se lahko izognemo z zadržanjem časovne baze za čas T_3 (**hold off**)

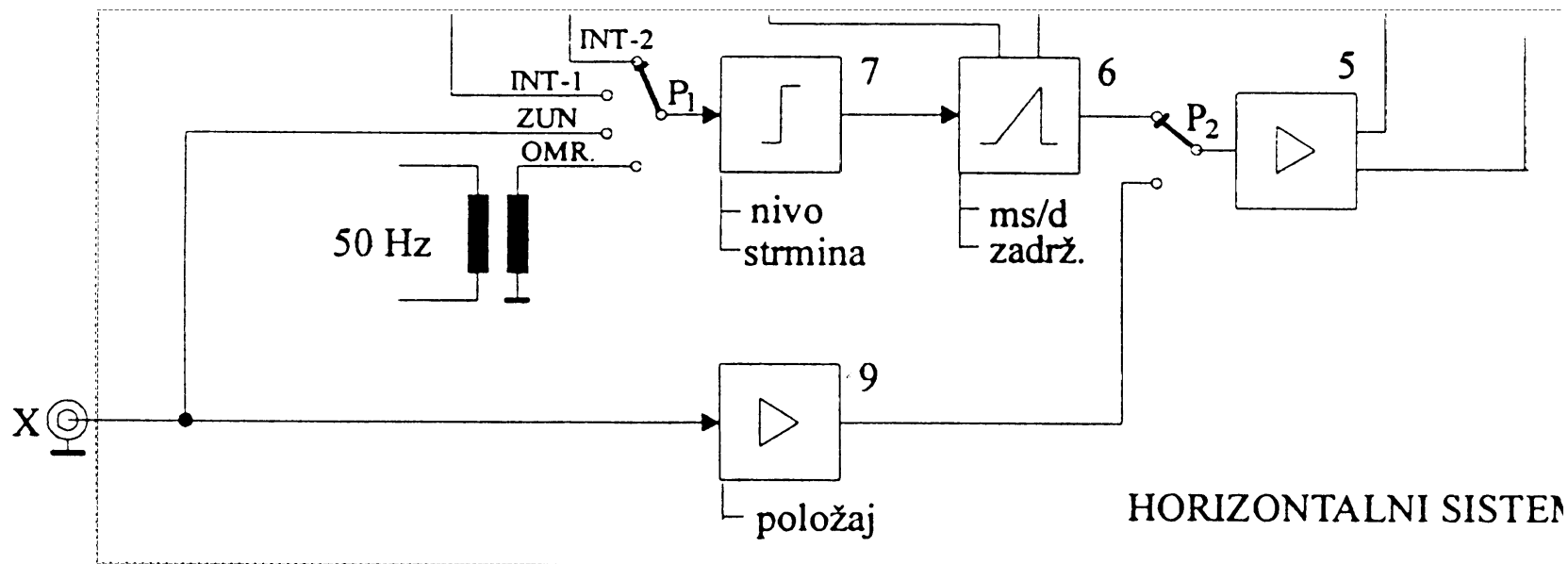


Slika 1.51 Horizontalni sistem osciloskopa

Širina zaslona je običajno 10 delcev $x_m = 10d$,

- če je $k_t = 0,1 \text{ ms/d}$, traja prelet $T_1 = k_t x_m = 1 \text{ ms}$
 - nastavljammo hitrost dviga napetosti žagaste oblike (blok 6).





Slika 1.51 Horizontalni sistem osciloskopa

Viri proženja časovne baze (P1):

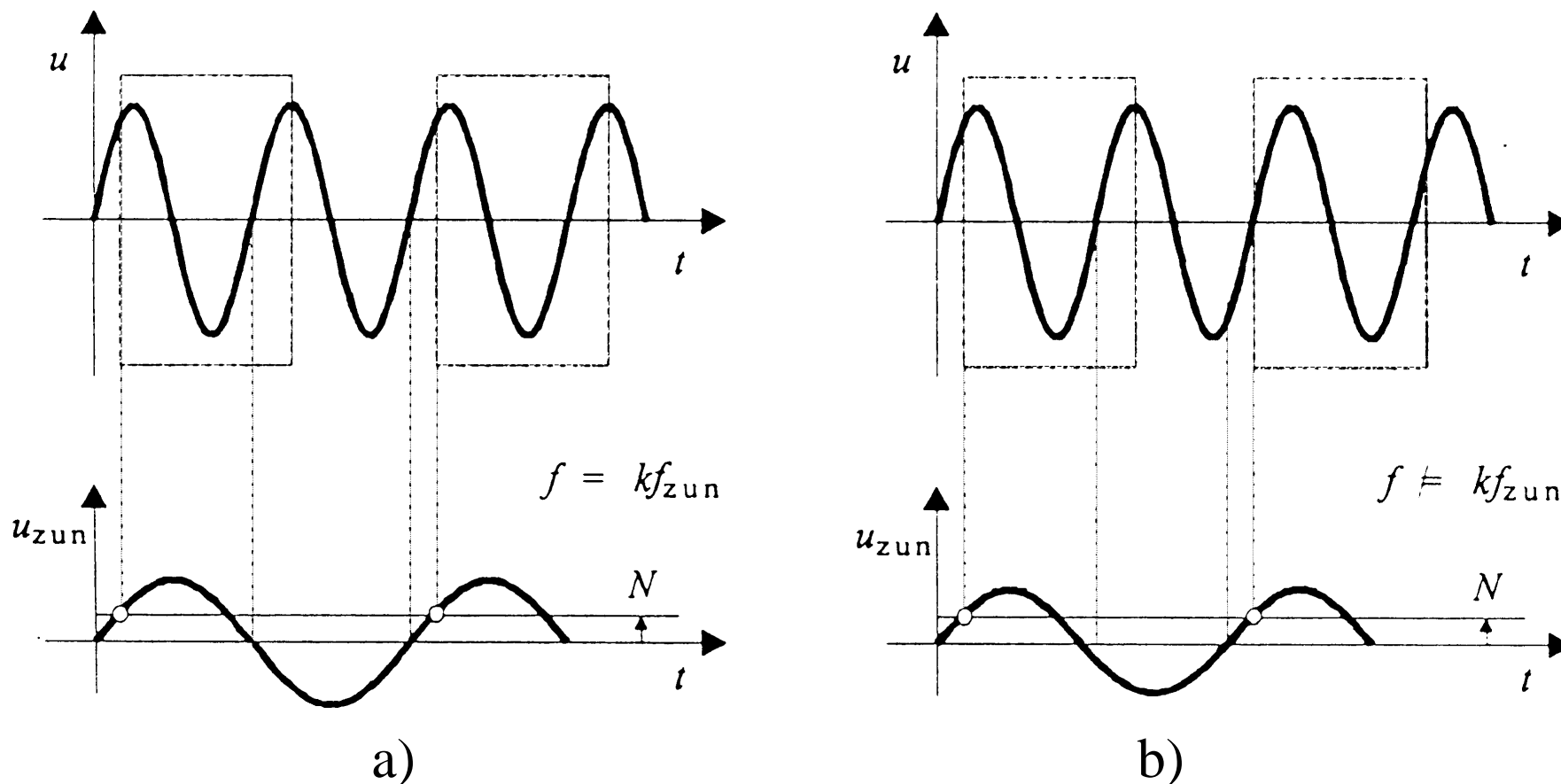
- **notranje** proženje,
 - proženje na **opazovanem** signalu (**Int-1**, **Int-2**);
- **zunanje** proženje,
 - proženje na **zunanjem** pomožnem signalu u_{zun} (**Ext**);
- **mrežno** proženje,
 - če je izmenična napetost omrežne frekvence, uporabljamo za **vir proženja** napetost **omrežja** (**Line**).





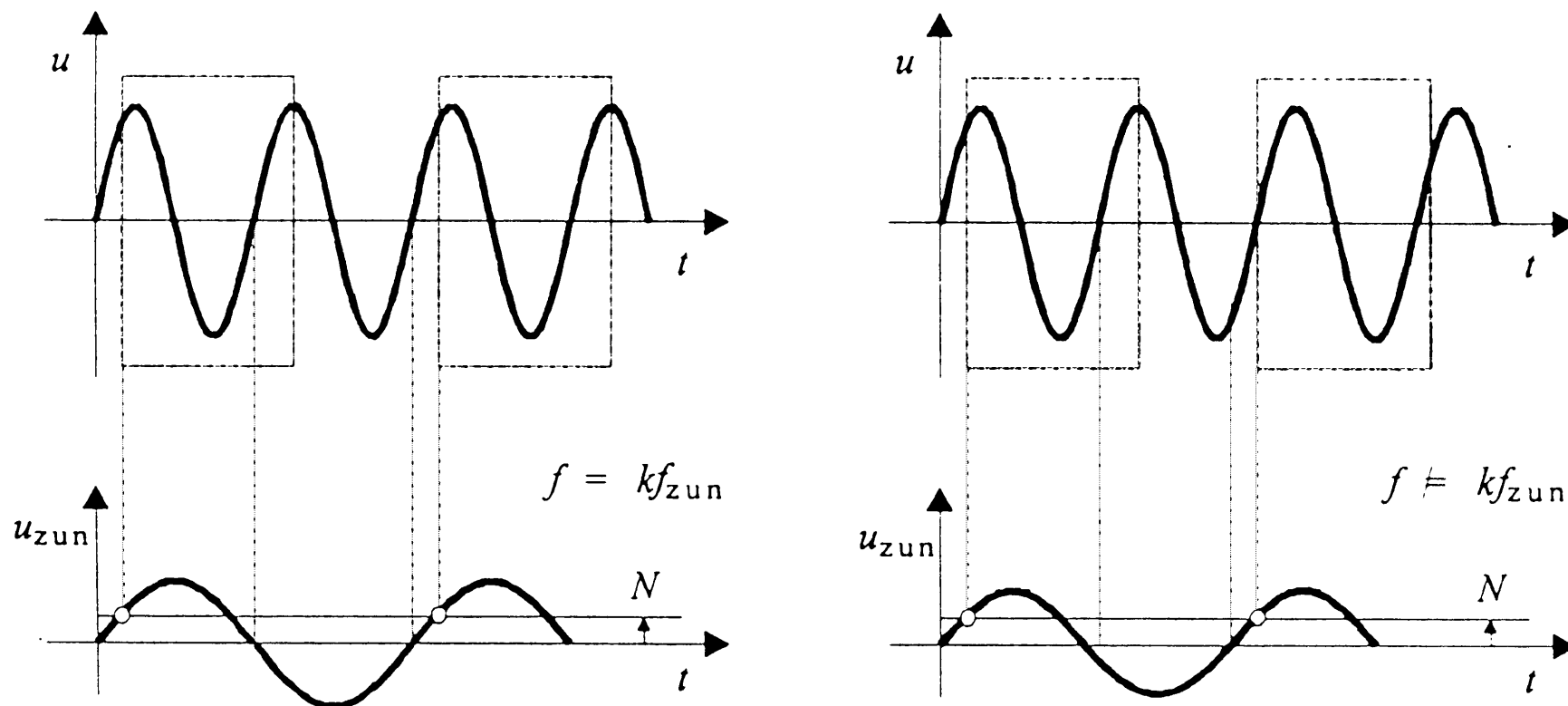
Če je vir proženja je **zunanji** signal, mora biti v **sinhronizmu** z merjenim signalom,

- mnogokratnik frekvence.



Slika 1.53 Zunanji signal kot vir proženja





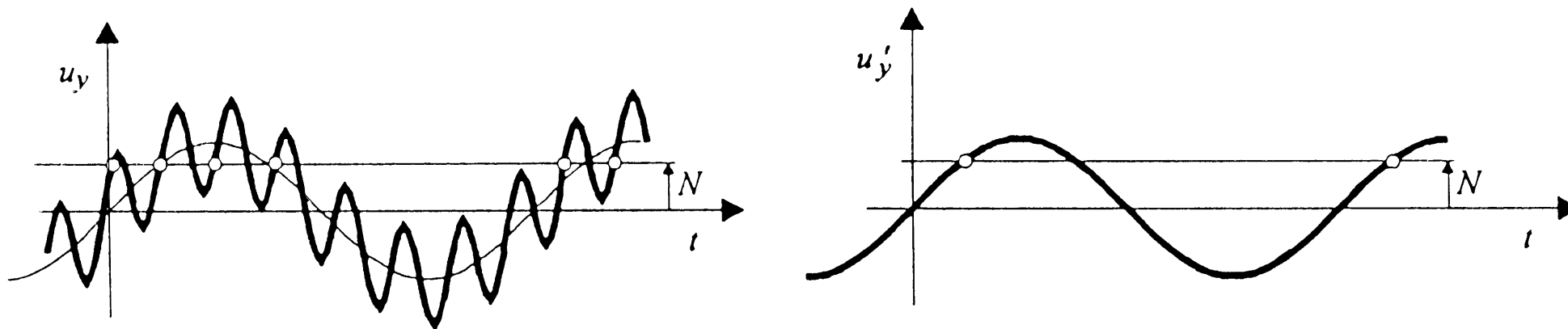
- če zunanji signal **ni v sinhronizmu** (b) slika '**potuje**' po zaslonu,
 - večje kot je odstopanje od mnogokratnika $k f_{zun}$, hitreje potuje.





Filtriranje signalov za proženje

Visokofrekvenčno motnjo v signalu izločimo z **nizkoprepustnim filtrom** $f_{m, \text{filt}} < 0,01B_{EO}$ (**HF rejection**).

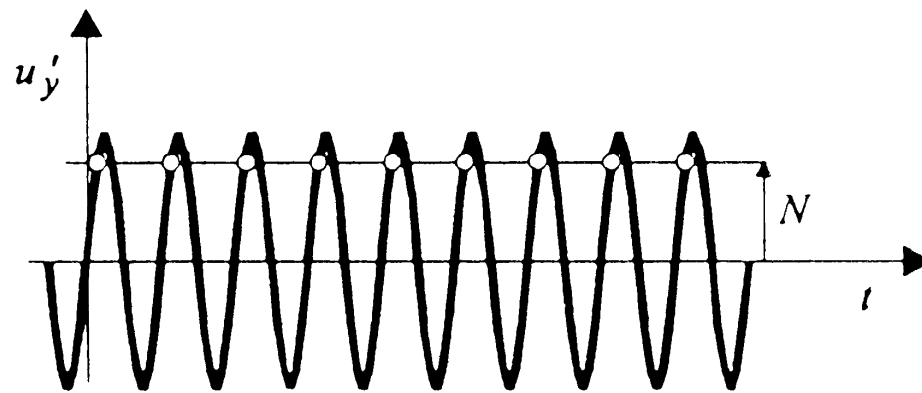
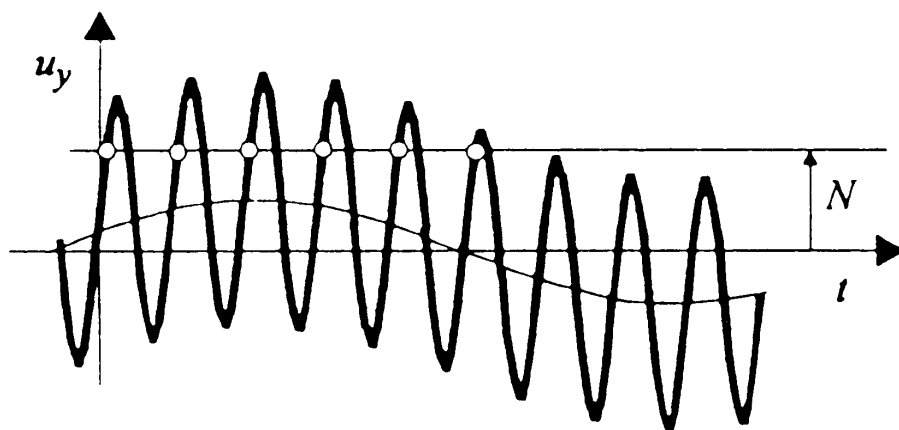


Slika 1.54 Izločitev visokofrekvenčne motnje za stabilno proženje





Nizkofrekvenčno motnjo v signalu izločimo z visokoprepustnim filtrom $f_{sp, \text{filt}} > 0,01B_{EO}$ (LF rejection).



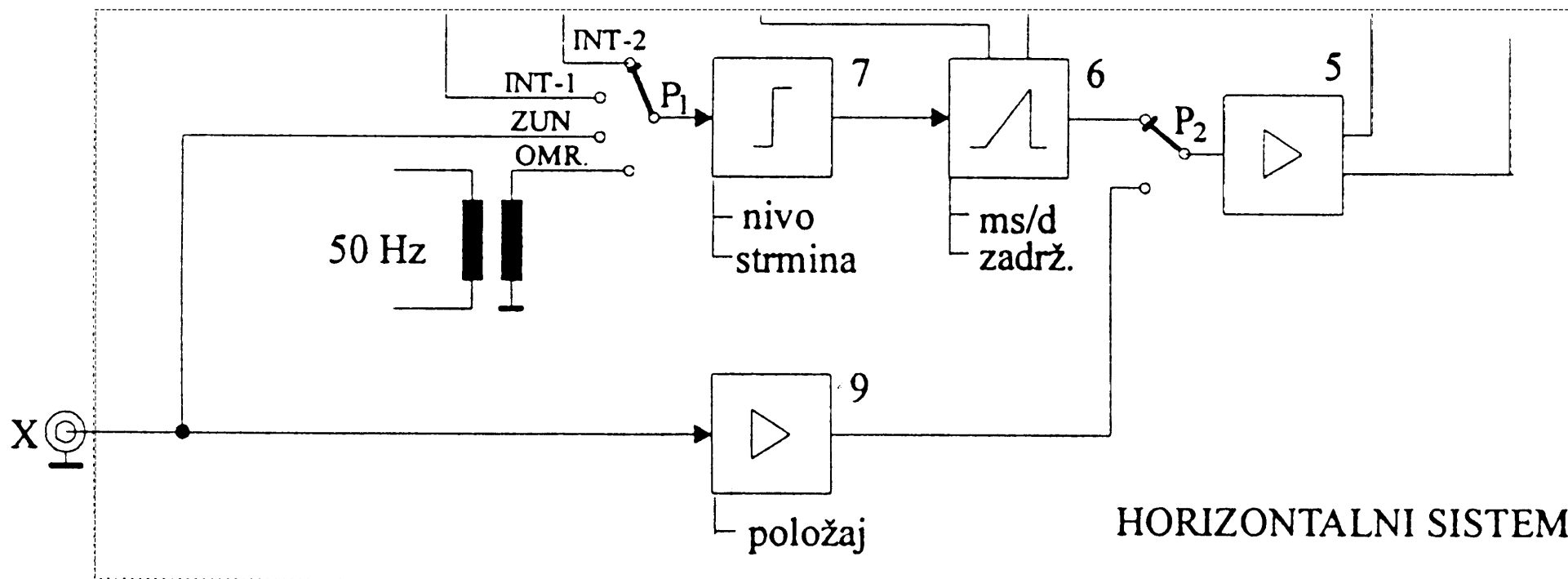
Slika 1.55 Izločitev nizkofrekvenčne motnje (npr. 50 Hz) za mirujočo sliko





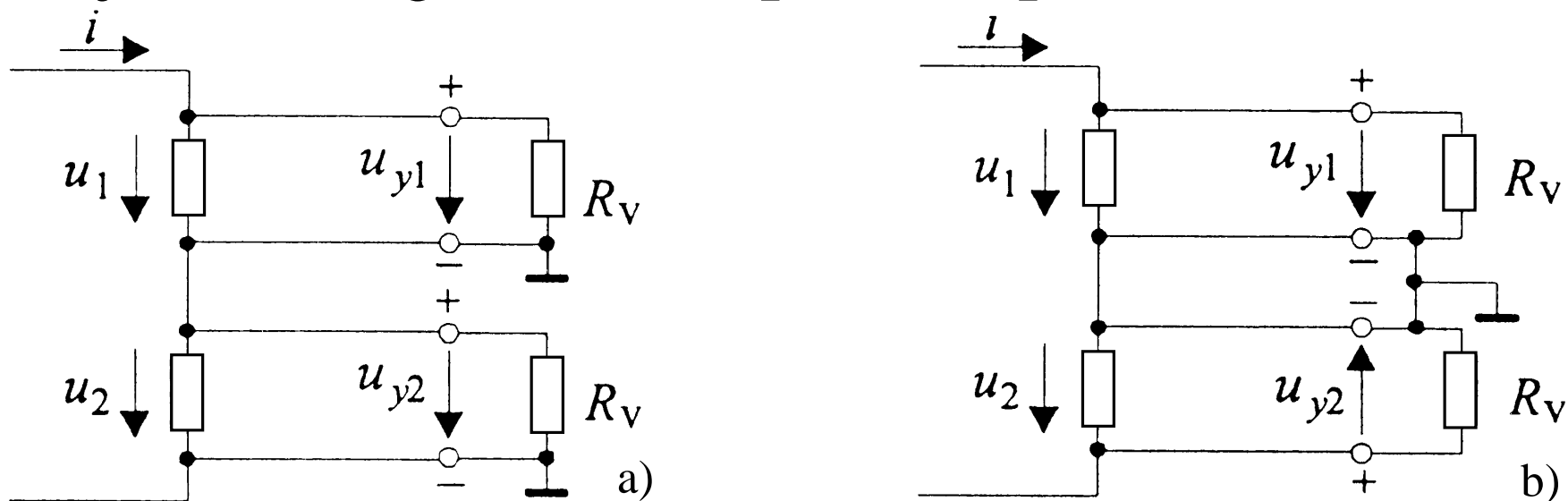
1.3.1.3 X-Y delovanje

Če preklopimo stikalo P_2 lahko opazujemo, kako se napetost u_y spreminja v odvisnosti od u_x .





Ker so vhodi EO ozemljeni in niso galvansko ločeni, opazujemo več signalov samo **proti skupni točki!**



Slika 1.56 Obrnjena polariteta u_2

EO ne moremo priključiti **po vezavi a)**.

Pri vezavi b) je **polariteta u_2 obrnjena** (uporabimo lahko **inverter**):

$$u_1 - u_{y1} = 0 \quad \Rightarrow \quad u_{y1} = u_1$$

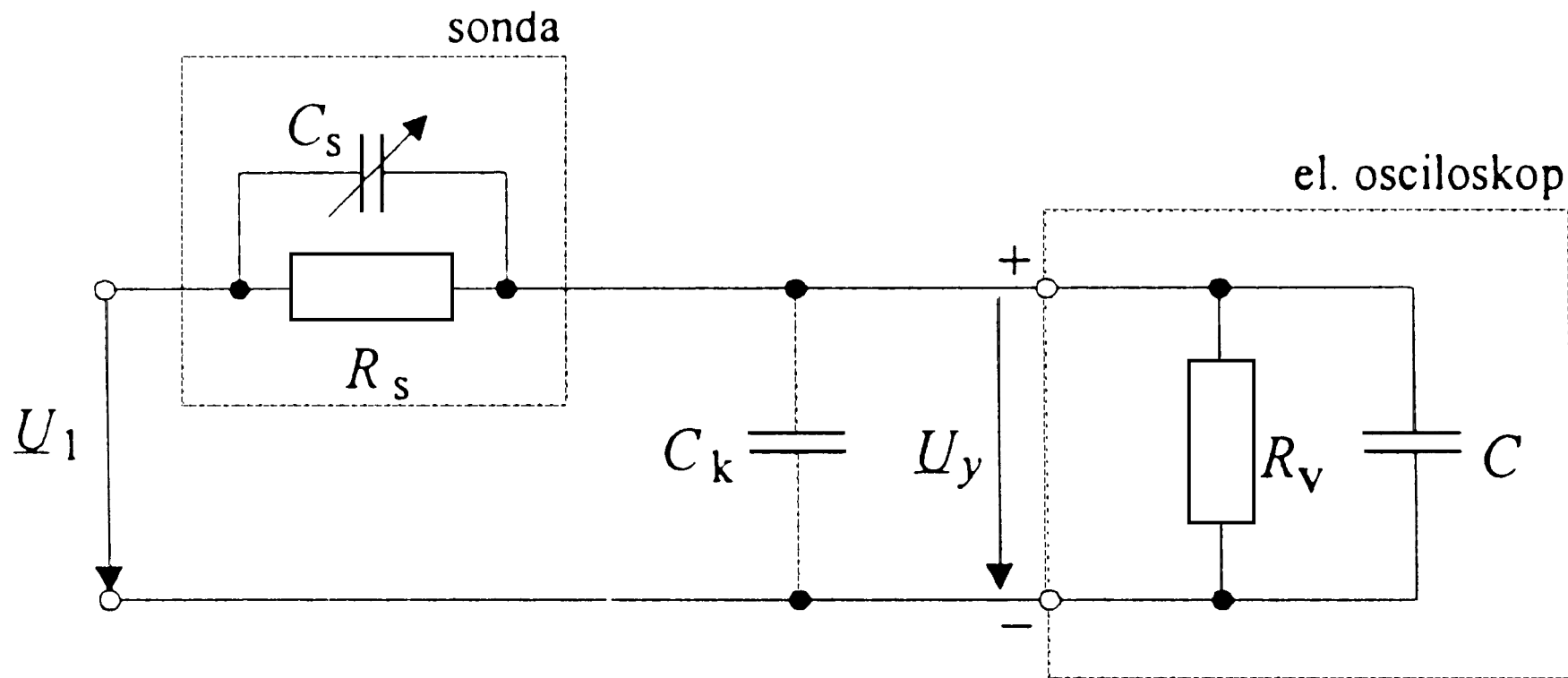
$$u_2 - u_{y2} = 0 \quad \Rightarrow \quad u_{y2} = -u_2$$





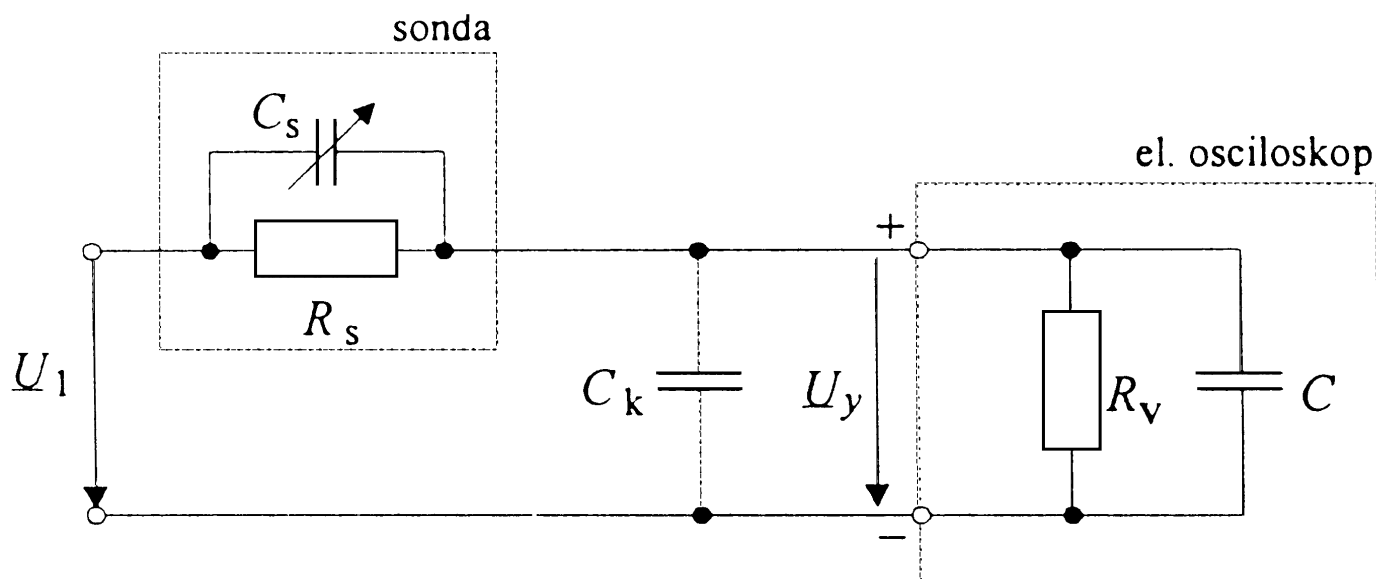
1.3.1.4 Vhod EO

Sestavljajo ga elementi **sonde**, **koaksialen kabel** in sam vhod EO (**BNC vhod**).



Slika 1.57 Nadomestno vezje osciloskopa z napetostno sondo





Vhodno impedanco sestavljata:

- **vzporedna upornost:** $R_v \approx 1\text{M}\Omega$,
- **kapacitivnost:** $C(30\text{pF} \div 50\text{pF})$.

Koaksialni kabel ima svojo impedanco, katere bistveni del je **kapacitivnost** C_k podana na dolžino (ca. 50pF/m).

$$C_v = C + C_k$$





Napetostni delilnik:

$$\frac{\underline{U}_y}{\underline{U}_1} = \frac{(1/R_s + j\omega C_s)}{(1/R_s + j\omega C_s) + (1/R_v + j\omega C_v)} = \frac{(1 + j\omega R_s C_s)/R_s}{(1 + j\omega R_s C_s)/R_s + (1 + j\omega R_v C_v)/R_v}$$

- s C_s nastavimo $R_s C_s = R_v C_v$ in **kompenziramo** sondo:

$$\frac{\underline{U}_y}{\underline{U}_1} = \frac{R_v}{R_v + R_s} = \frac{C_s}{C_s + C_v} - \text{napetostno razmerje neodvisno od } f$$

Impedanca osciloskopa je še vedno **odvisna** od **frekvence**:

$$\underline{Z} = \underline{Z}_s + \underline{Z}_v = \frac{1}{\underline{Y}_s} + \frac{1}{\underline{Y}_v} = \frac{1}{1/R_s + j\omega C_s} + \frac{1}{1/R_v + j\omega C_v} = \frac{R_s + R_v}{1 + j\omega R_v C_v}$$

- če je sonda 1:10, je \underline{Z} deskrat večja kot \underline{Z}_v brez sonde.

$$\underline{Z} = \frac{R_s + R_v}{R_v} \frac{R_v}{1 + j\omega R_v C_v} = \frac{R_s + R_v}{R_v} \frac{1}{1/R_v + j\omega C_v} = 10 \underline{Z}_v$$





1.3.2 Digitalni spominski osciloskop (DSO)

V **prvi** fazi **pridobi podatke** o signalu in **jih shrani**.

- ta faza poteka zelo hitro.

V **drugi** fazi jih **uporabi za rekonstrukcijo slike** na zaslonu.

- poteka precej počasneje.

Za prikaz se uporablja **rasterski zaslon**.

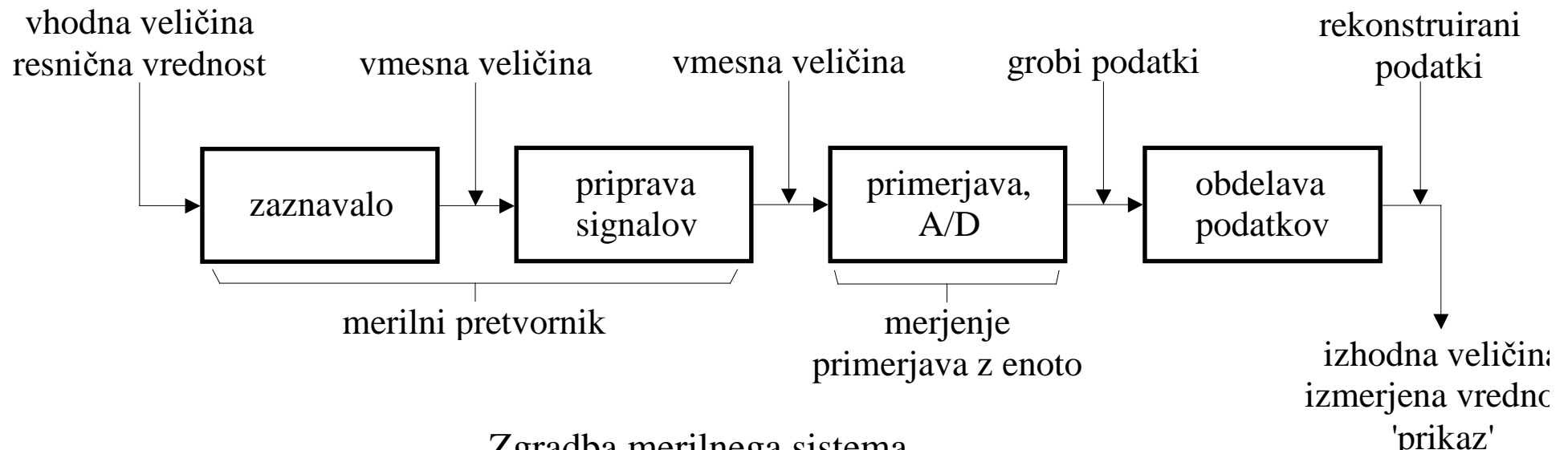
- **ohranja sliko** na zaslonu,
- kadar se signal spreminja zelo počasi, vidimo le potujočo svetlobno točko.





Vgrajen ima **mikroprocesor** s katerim **obdeluje podatke**:

- za **prikaz** (tudi statistična obdelava),
- za **vrednotenje** parametrov:
 - v **amplitudni osi**:
 - temenska vrednost, efektivna vred. itn.,
 - v **časovni osi**:
 - perioda, frekvenca, dvižni čas itn.
- za **prenos** (ustrezne oblike formatov).



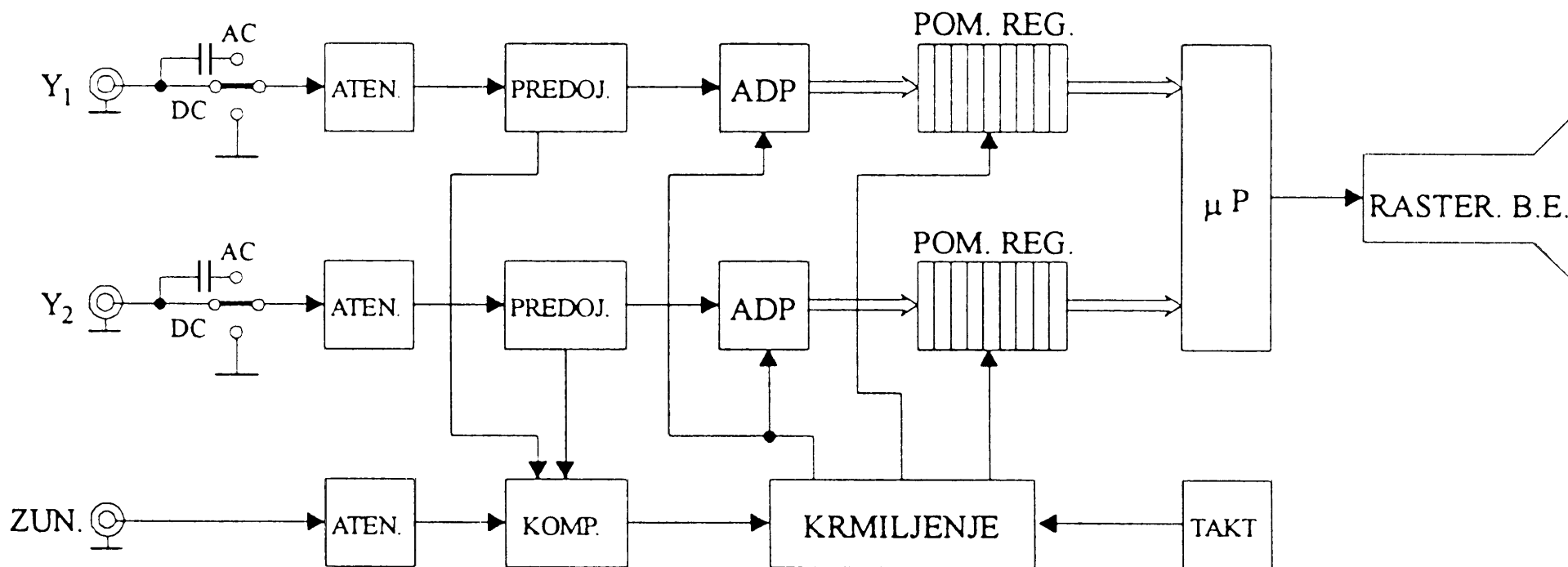
Zgradba merilnega sistema





Za DSO je značilno **izpopolnjeno prožilno vezje**,

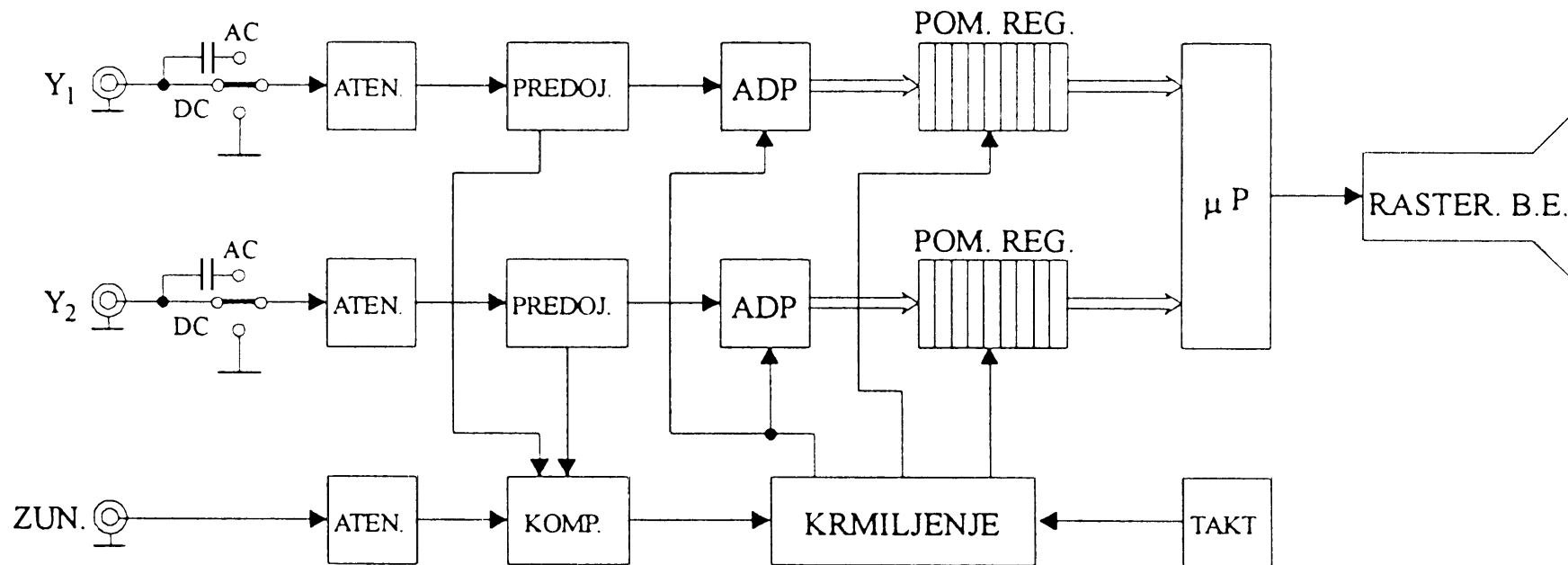
- možno proženje **z impulzno kodiranim signalom** –
logično proženje s stanjem 0101...



Slika 1.58 Dvokanalni digitalni spominski osciloskop

- vhodna **kanala sta ločena do ADP**,
 - **sočasno vzorčena.**





- z **atenuatorjem** in **predojačevalnikom** prilagodimo napetostni nivo za ADP,
- uporabljajo se trenutni **paralelni ADP**,
- **pomnilnik** mora biti **sposoben sprejemati podatke** s **frekvenco vzorčenja f_s** ,
 - $f_s = 10 \text{ MHz} \rightarrow t(\text{zapis}) = 100 \text{ ns}$





1.3.2.1 Načini pridobivanja podatkov

Ločimo **dva načina pridobivanja podatkov** in shranjevanja:

- vzorčenje v **realnem času**,
 - jemanje vzorcev in shranjevanje **teče hkrati** z dogodkom,
- vzorčenje v **ekvivalentnem času**,
 - jemanje vzorcev in shranjevanje **teče v podaljšanem času**.





Vzorčenje v realnem času omogoča opazovanje **enkratnih pojavov** ali periodičnih signalov z enkratnim posnetkom (**enkratno proženje** - single shot).

- upoštevati moramo **vzorčni teorem**,
 - največja frekvenca signala mora biti manjša od polovice vzorčne frekvence $f_s/2$,
- **pasovna širina** vertikalnega kanala (atenuator, predojačevalnik) je ponavadi **manjša od vzorčne frekvence**.



Pri vzorčenju v ekvivalentnem času se uporablja večkratno proženje,



- podatke zbiramo **postopoma**,
 - **ponavljajoče dele** periodičnega signala **opazujemo večkrat**,
- **relativni položaji** vzorcev se **razlikujejo** med seboj,
 - poznati je potrebno relativni **položaj na časovni osi** proti **prožilnemu dogodku**,
- v spomin jih **shranjujemo** ustrezno **časovnemu zamiku**.
- frekvenčno mejo določa **pasovna širina** analognega dela vertikalnega kanala do ADP.

Ločimo:

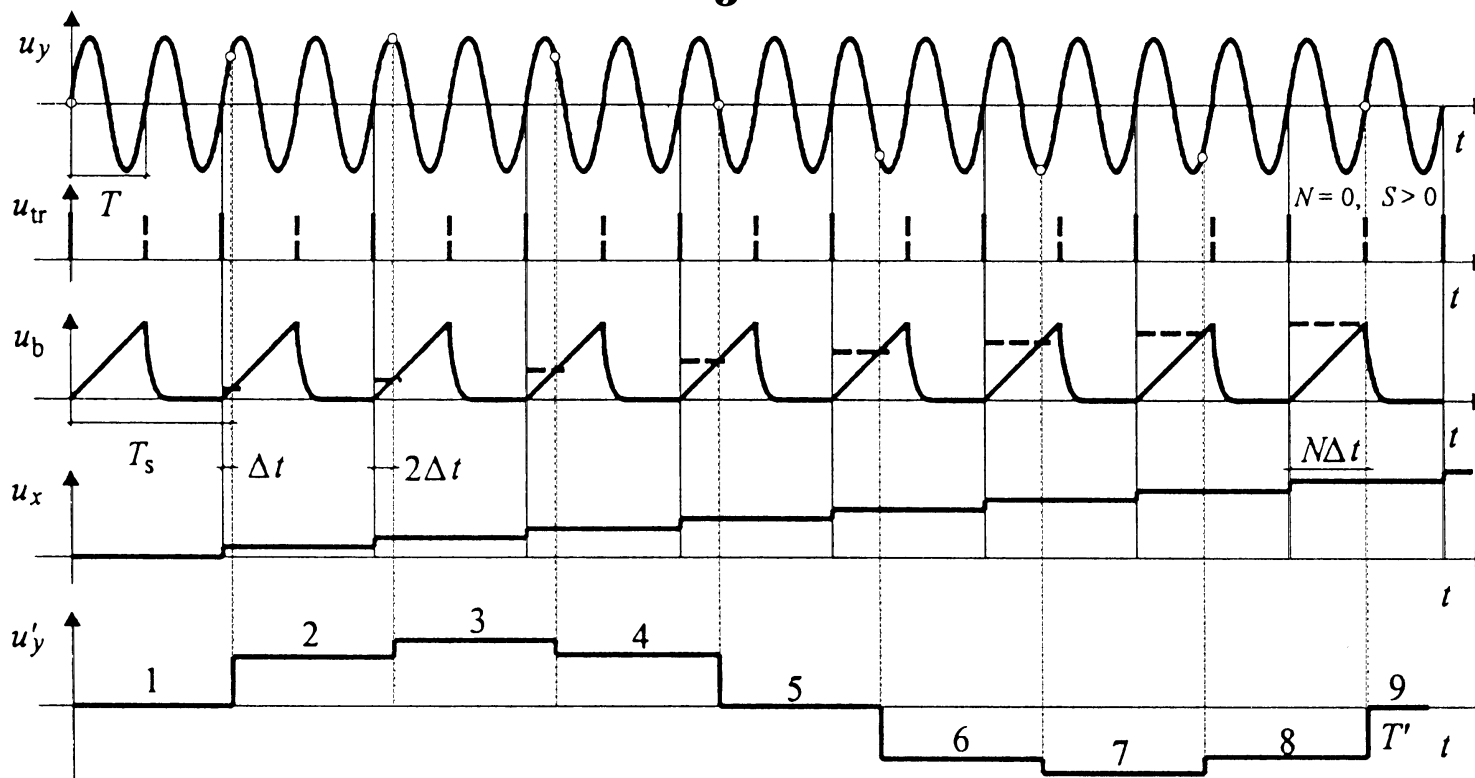
- **postopkovno (sekvenčno) vzorčenje**,
- **‘naključno’ vzorčenje** (random sampling).





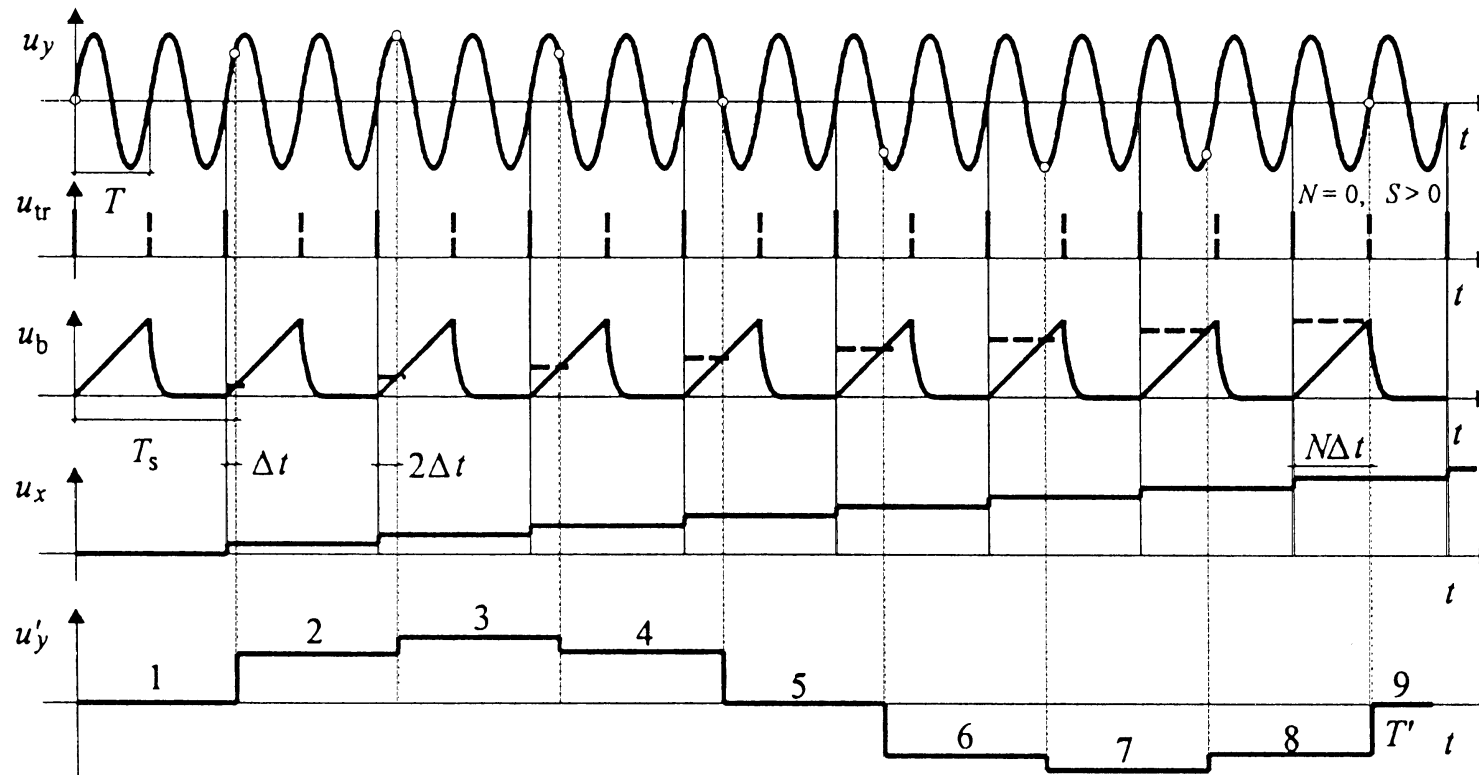
Postopkovno (sekvenčno) vzorčenje

Pri redki osciloskopih preseže mejna frekvenca vrednost 1GHz. Za višje frekvence se uporablja **tehnika jemanja vzorcev z zamikom – sekvenčno vzorčenje**:



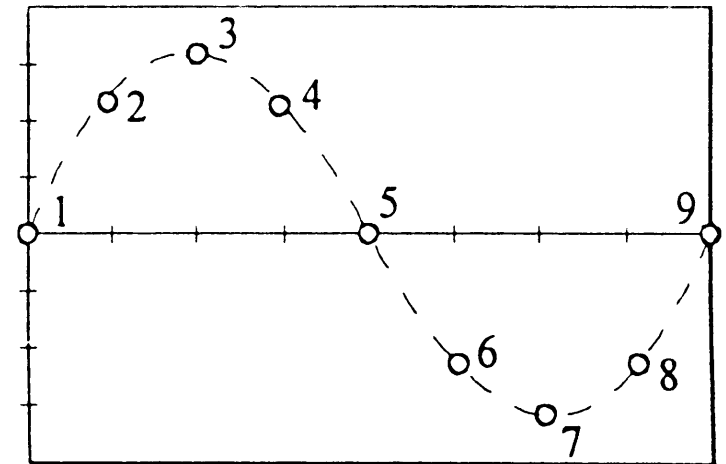
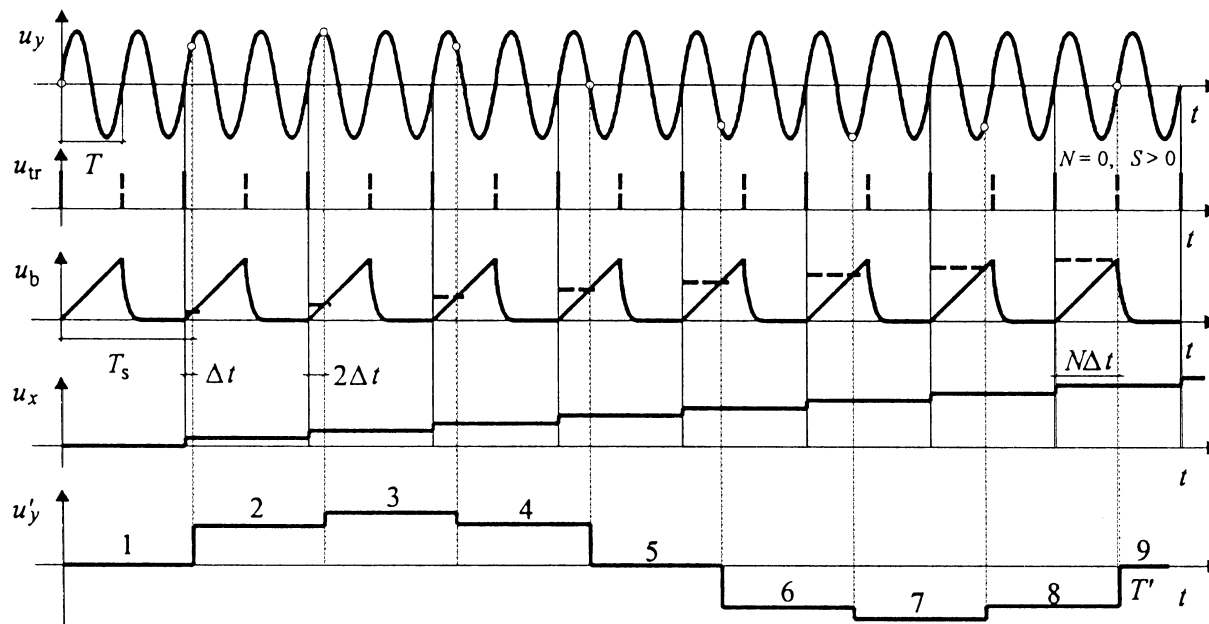
Slika 1.59 Princip sekvenčnega vzorčenja





- **prožilni impulzi u_{tr}** (ob prožilnem dogodku: $N = 0, S > 0$)
 - **prožijo časovno bazo u_b** in
 - **hkrati zamikajo jemanje vzorcev in enakomerno povečujejo napetost u_x**





- **jemanje vzorcev se enakomerno zakasni u'_y po naslednjih M periodah za Δt ,**
 - **vzorec se po vsaki M -ti periodi dovede na odklonski sistem (na sliki: $M = 2$)**
- na zaslonu imamo prikaz u'_y od u_x ,
- perioda jemanja vzorcev: $T_s = MT + \Delta t$





Krajši kot je čas Δt , bolj fino imamo podan signal $N = T/\Delta t \gg 1$ in **daljši** je čas rekonstrukcije.

$$T' = NT_s = N(MT + \Delta t)$$

- **frekvenca** rekonstruiranega signala je: $f' = f \frac{1}{MN + 1}$

- **kompresijski faktor:**

$$\frac{1}{MN}$$

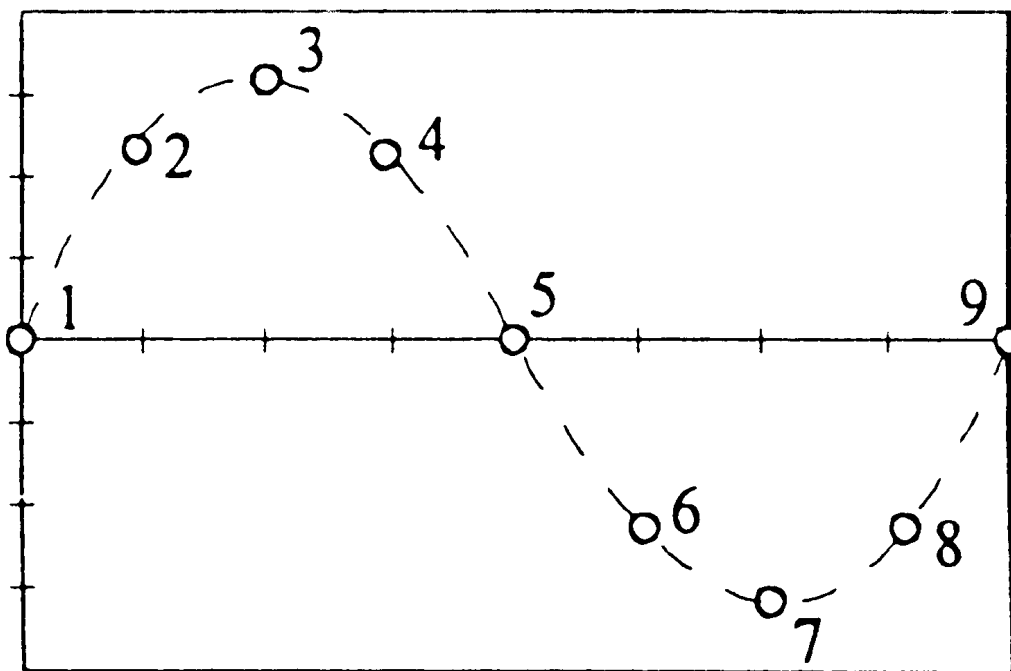
- kolikokrat je frekvenca rekonstruiranega signala f' manjša od dejanske.





S postopnim (sekvenčnim) vzorčenjem smo frekvenčno transformirali signal.

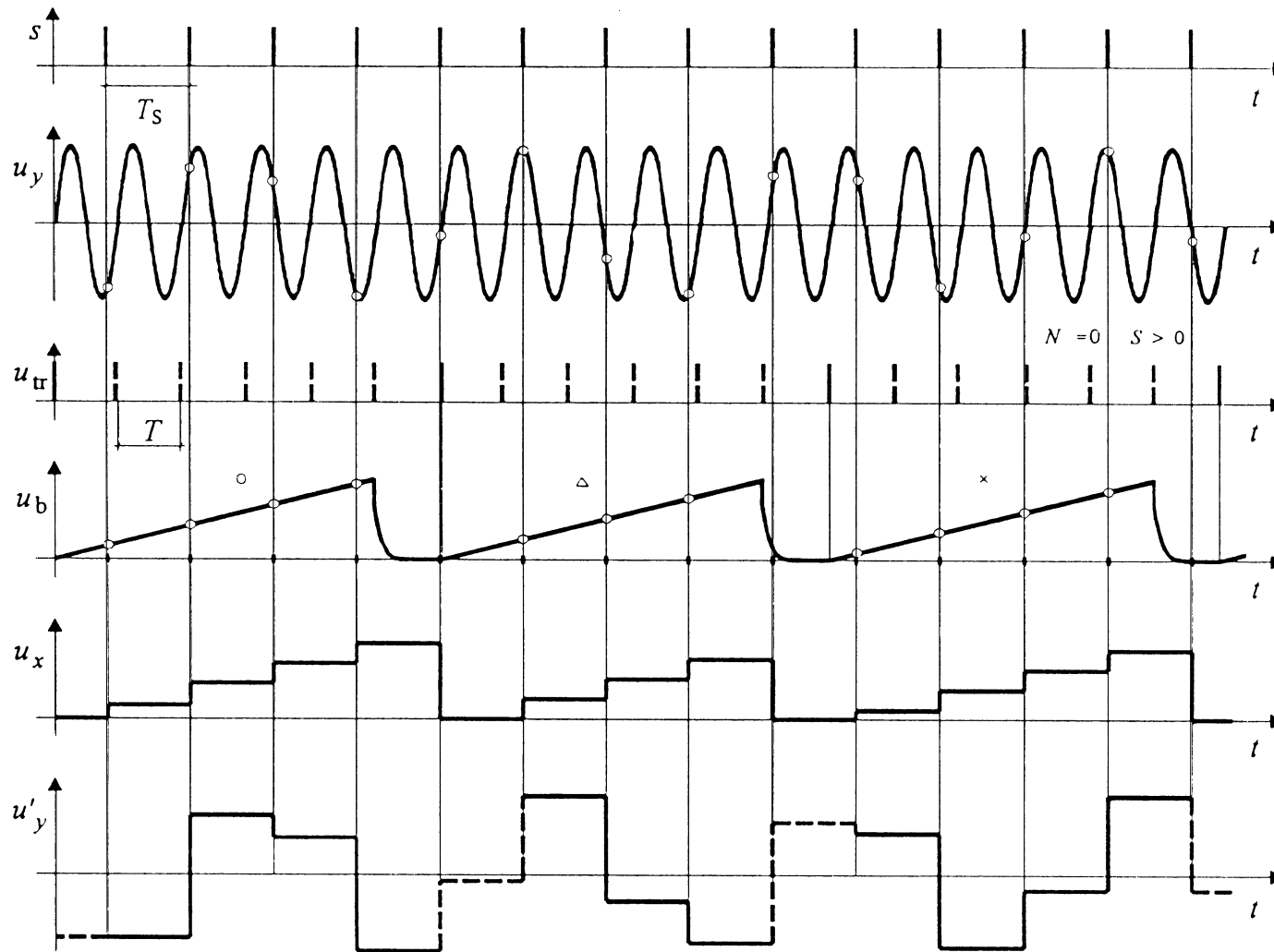
- vzorčenje v ekvivalentnem času,
 - samo kadar je periodični signal,
 - izmerki prikazane periode **ustrezajo različnim periodam:**



Slika 1.60 Slika na zaslonu vzorčevalnega osciloskopa



Naključno vzorčenje v ekvivalentnem času



Slika 1.61 Princip naključnega vzorčenja

Prožilni impulzi u_{tr} (ob prožilnem dogodku: $N = 0$, $S > 0$) prožijo časovno bazo u_b

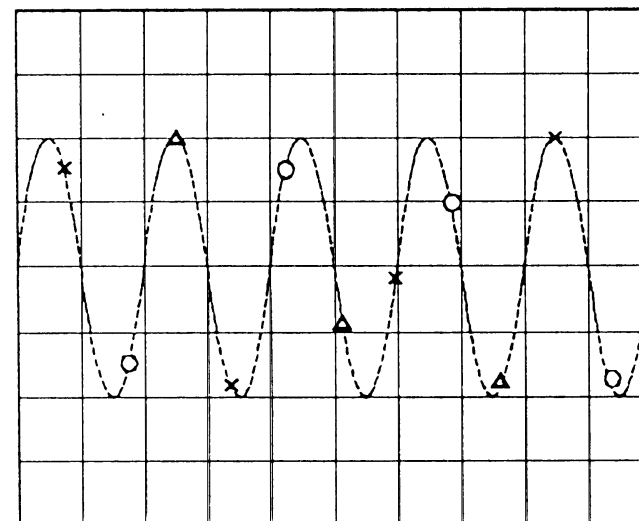
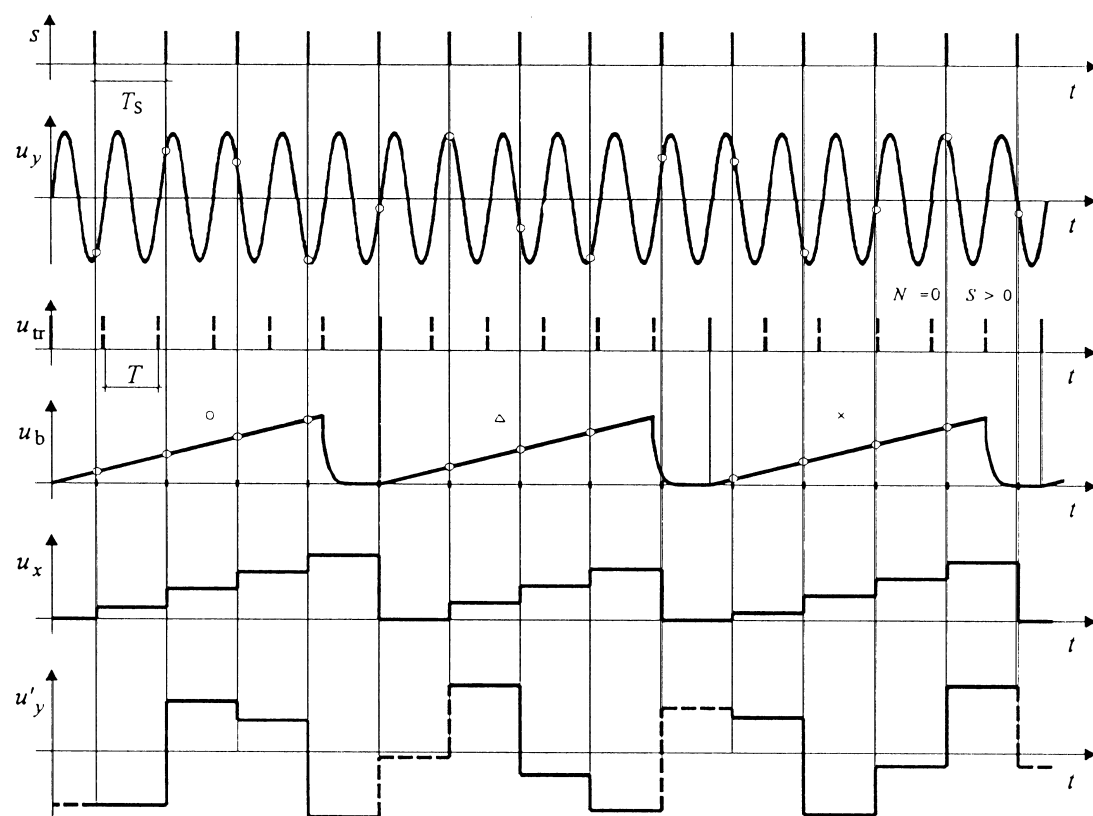




Vzorčevalni signal s (jemanje vzorcev) **ni sinhroniziran** z merjenim signalom,

- končna slika nastane **po etapah**,
 - v vsaki etapi se vzame nekaj vzorcev (ni nujno konstantno),
 - **prvi** vzorec v etapi je **različno zamaknjen** proti začetku etape,
 - ostali vzorci v etapi so enakomerno razmaknjeni (u_b).

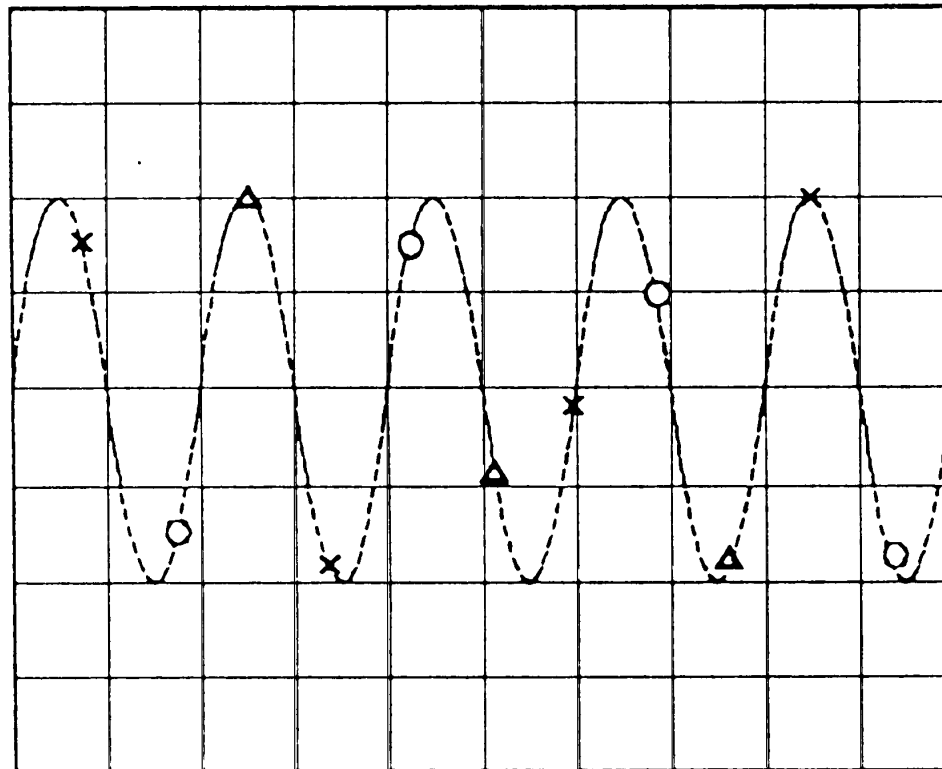




- 1. posnetek
- △ 2. posnetek
- × 3. posnetek

- obstajata dva člena za vzorčenje in zadržanje, ki ju krmili vzorčevalni signal s ($f_s = 1/T_s$)
 - prvi zajema vzorce napetosti $u_b \rightarrow u_x$,
 - drugi zajema vzorce napetosti $u_y \rightarrow u'_y$,





- 1. posnetek
- △ 2. posnetek
- x 3. posnetek

Slika 1.62 Nastajanje slike na zaslonu osciloskopa

- potrebujemo zadostno število vzorcev,
 - za sinus **25 izmerkov na periodo** – točkovna podaja,
- periodičen pojav,
- možnost opazovanja signala **pred prožilnim dogodkom!**



Ekvivalentna frekvenca vzorčenja f'_s

V pomnilnik prikaza spravimo Z_m podatkov (**globina pomnilnika** – tipično $Z_m \approx 500$).

- v pomnilniku **vertikalnega kanala** je lahko tudi **več točk** (10000, 1M, ...), kot jih potrebujemo za prikaz.

Širina zaslona $T(\text{zaslona}) = k_t x_m$ vsebuje Z_m **intervalov**

dolgih: $T'_s = \frac{k_t x_m}{Z_m}$ - **ekvivalentni vzorčni čas**

- od tod dobimo **ekvivalentno frekvenco vzorčenja**:

$$f'_s = \frac{Z_m}{k_t x_m} - \text{večja od maksimalne frekvence vzorčenja ADP: } f'_s > f_{s,m}$$





Primer: $Z_m = 1000$; $k_t = 50 \text{ ns/d}$; $x_m = 10 \text{ d}$

$$f_{s,m} = 10 \text{ MHz}$$

$$f'_s = \frac{1000}{50 \text{ ns/d} \cdot 10 \text{ d}} = 2 \text{ GHz} \Rightarrow T'_s = 500 \text{ ps}$$

- vzorci se jemljejo vsakih 100 ns,
- ko je vseh 1000 vzorcev zbranih, so prikazani v intervalih 500 ps.

Resnična frekvenca vzorčenja je lahko tudi manjša $f'_s < f_{s,m}$
(vzorčenje v realnem času):

- pri $k_t = 100 \mu\text{s/d}$ $\Rightarrow f_s = \frac{1000}{100 \mu\text{s/d} \cdot 10 \text{ d}} = 1 \text{ MHz}$





1.3.2.2 *Dinamične lastnosti DSO*

Za **analogni del** (atenuator, ojačevalnik,...) **do ADP** veljajo enake veličine kot za analogne osciloskope.

- **dvižni čas T_r :**
 - odziv na stopnico od 10% do 90%
- **mejna frekvenca f_m :** $T_r = 0,35/f_m$
 - padec amplitudne karakt. za 3dB ali $1/\sqrt{2}$,
 - ker je spodnja mejna frekvenca 0Hz (DC vhod) oziroma 10Hz (AC vhod), je f_m enaka **pasovni širini**: $B = f_m$





Vzorčenje pri DSO prinese dodatne omejitve, ker **med vzorci nimamo informacije** o signalu.

- '**Analogne**' definicije veljajo pri ponavljajočem proženju (vzorčenju **v ekvivalentnem času**).
- Pri **vzorčenju v realnem času** pa so odvisne od **načina prikaza** (točkovna podaja, linearna interpolacija, si-interpolacija, ...),





Uporabna pasovna širina:

- **točkovna podaja:** $B_{\text{pt}} = \frac{f_s}{25}$

- 25 točk na periodo

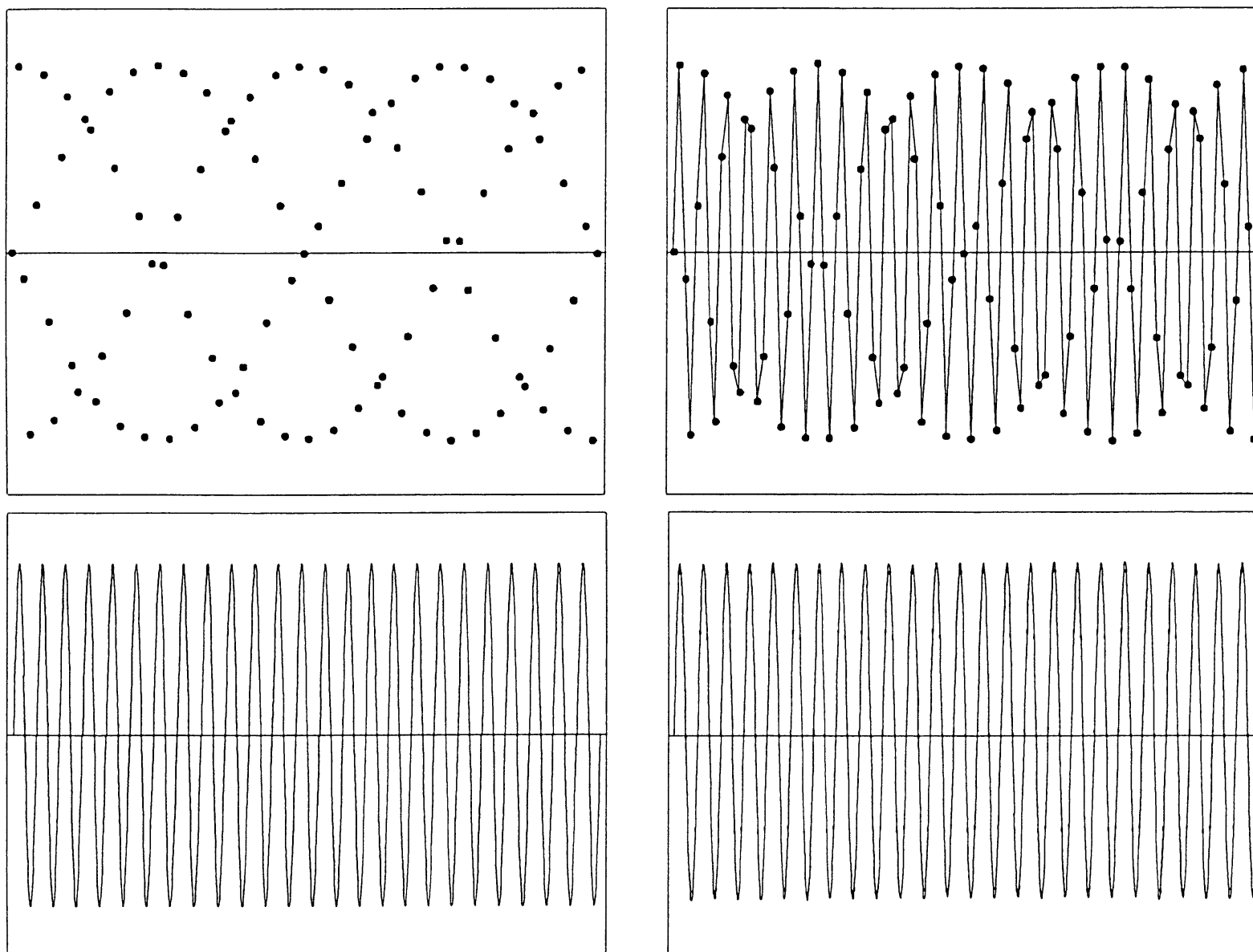
- **linearna interpolacija:** $B_{\text{lin}} = \frac{f_s}{10}$

- povezava točk z daljicami

- **si-interpolacija:** $B_{\text{si}} = \frac{f_s}{2,5}$

- $\text{si}(x) = \sin x/x$





Slika 1.63 Primera rekonstrukcije s točkovno podajo in podaje z linearno interpolacijo



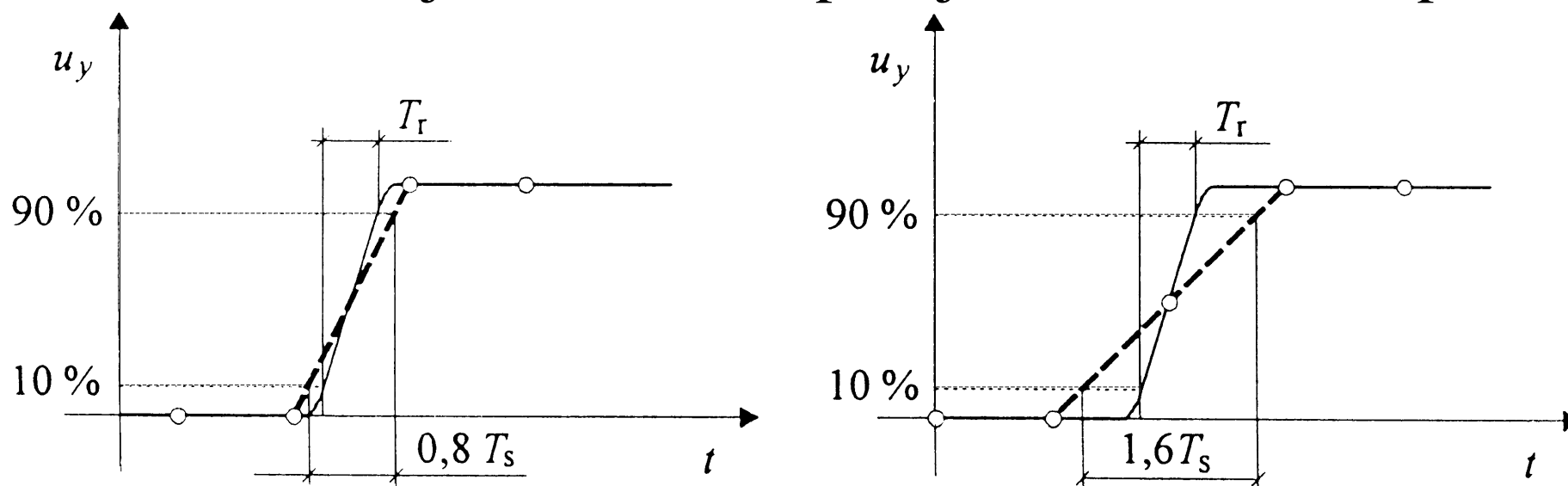
Uporabni dvižni čas:

- če je dvižni čas signala krajši kot vzorčni čas T_s , se spreminja med:

$$T_r = 0,8T_s \text{ in } T_{r, \max} = 1,6T_s$$

$$T_r = 1,6T_s - \text{uporabni dvižni čas}$$

- velja za točkovno podajo in linearno interpolacijo



Slika 1.64 Dvižni čas DSO z linearno interpolacijo





1.3.2.3 Načini prikazovanja podatkov

Normalni s proženjem,

- **posodabljanje slike** ob novih prožilnih dogodkih (**refresh-mode**),

Počasni za signale brez proženja,

- podobno odvijanju svitka (**roll-mode**)
 - **najnovejši podatek** se nahaja na začetku pomičnega registra (**skrajno desno na zaslonu**),
 - naslednji podatki povzročijo pomik podatkov v registru za eno mesto,
 - **najstarejši podatek iz levega roba** zaslona izpade iz registra (FIFO – register)
- **primer:** $k_t = 500 \text{ ms/d}$; $x_m = 10 \text{ d}$
 - podatek je na zaslonu prisoten 5s



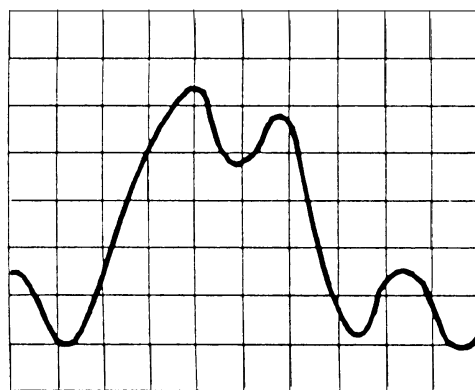
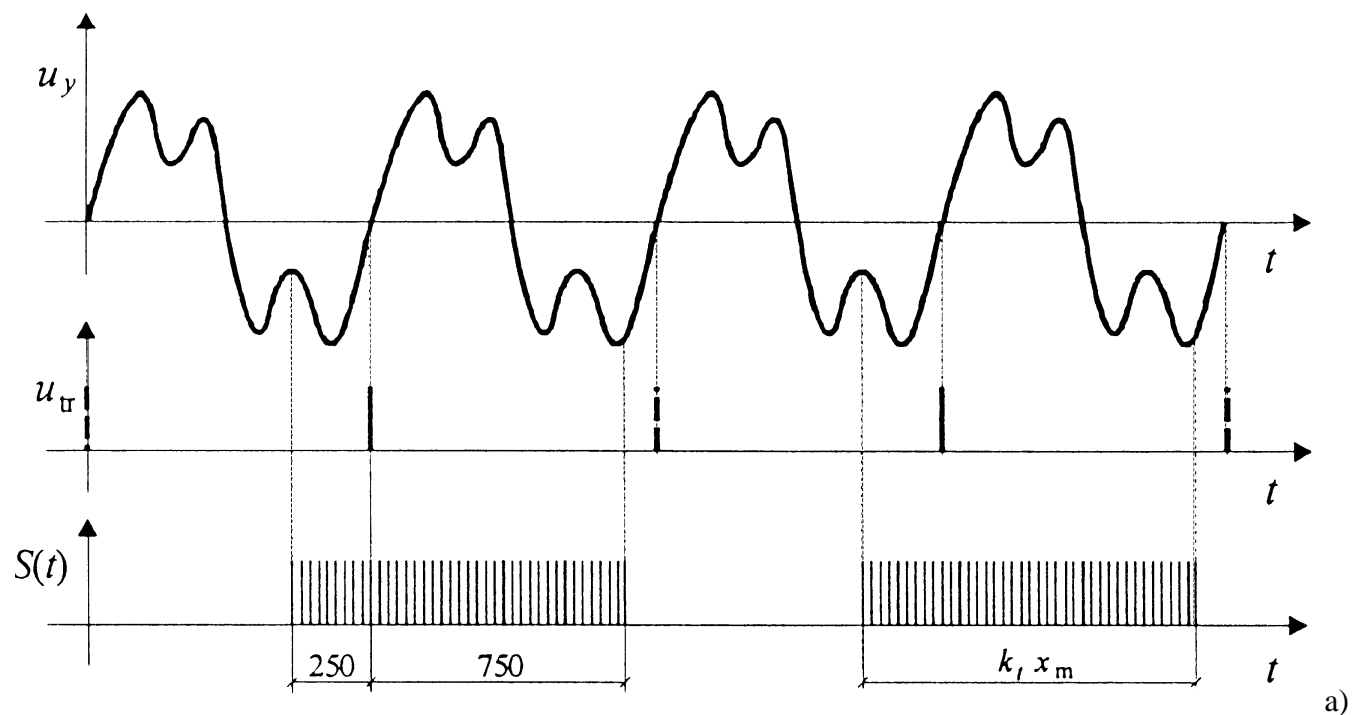


Opazovanje signala pred prožilnim dogodkom

DSO za razliko od analognega osciloskopa omogoča **opazovanje signala tudi pred prožilnim dogodkom.**

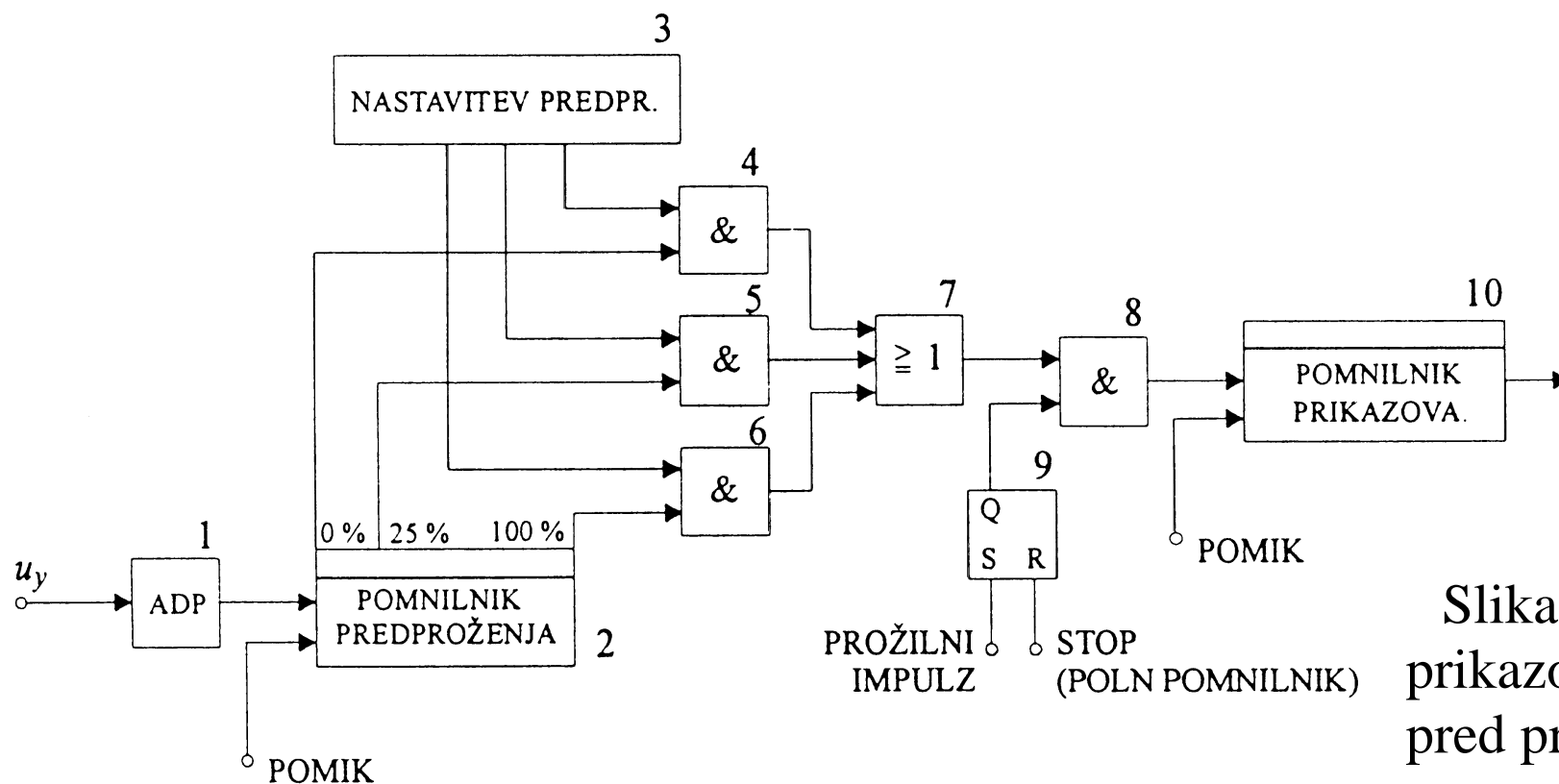
- potrebno je **vzorčenje že pred prožilnim impulzom,**
- v **predprožilnem pomnilniku** se neodvisno od prikaza začnejo shranjevati vrednosti,
- na zaslonu pa se te vrednosti prikazujejo glede na položaj prožilnega dogodka.





Slika 1.65 Zbiranje vzorcev s predproženjem in slika na zaslonu DSO

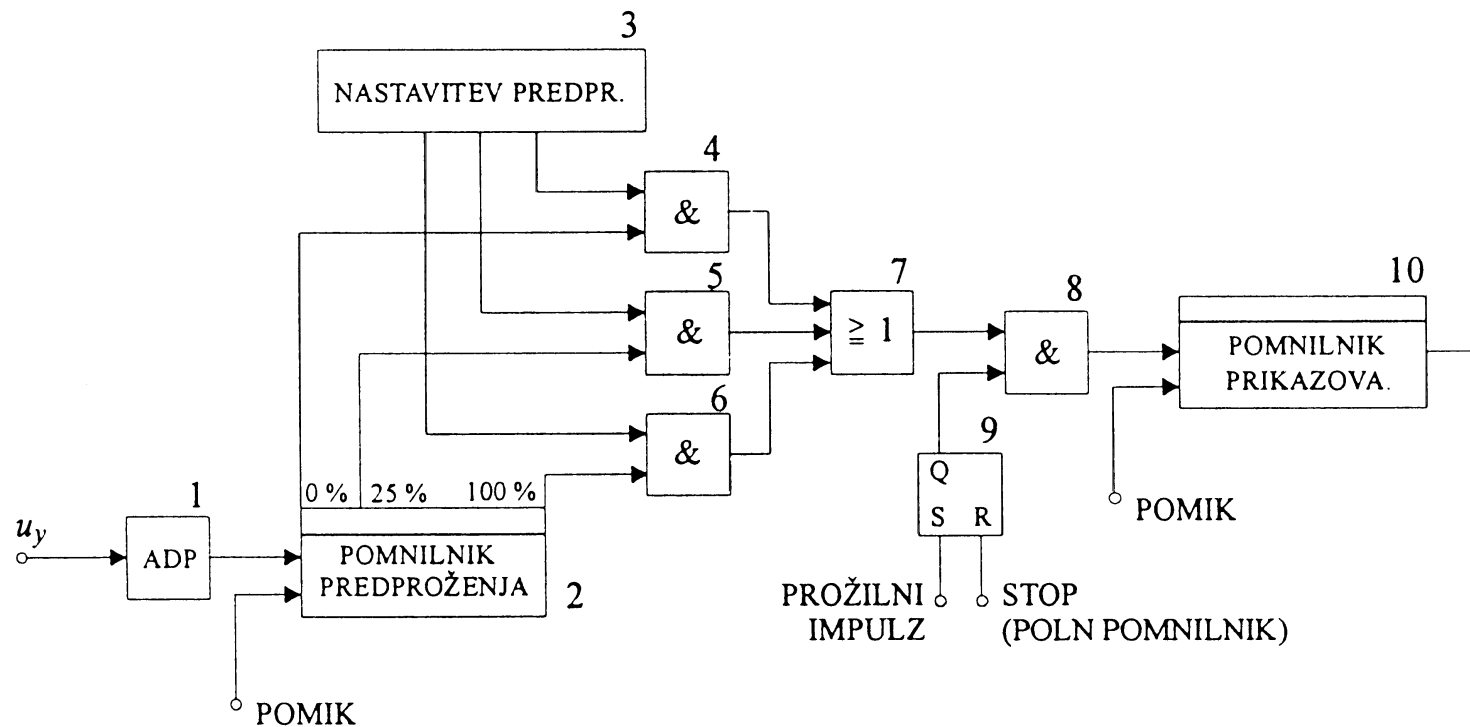




Slika 1.66 DSO s prikazovanjem dogodkov pred prožilnim impulzom

- v pomnilnik predproženja (2) pritekajo podatki s frekvenco vzorčenja ADP,
 - ob sinhronizacijskih impulzih (POMIK) se **pomikajo za eno mesto**,





- **pomnilnik prikaza (10)** se napolni ($Z_m = 1000$ točk):
 - z določenim številom vrednosti **pred pojavom prožilnega impulza** iz pomnilnika predproženja (2),
 - npr.: 250 skozi vrata 5
 - in s preostalim številom novih točk z ADP (npr. 750)

Vzorčenje se lahko tudi zamrzne (ni prožilnih impulzov) pa se **slika obnavlja** s podatki **pomnilnika prikazovanja**.





1.4 Univerzalni elektronski števec

Omogoča zelo točno merjenje:

- frekvence,
- periode,
- časovnih intervalov,
- razmerja frekvenc,
- štetje dogodkov itn.

Ločimo dva **merilna principa**:

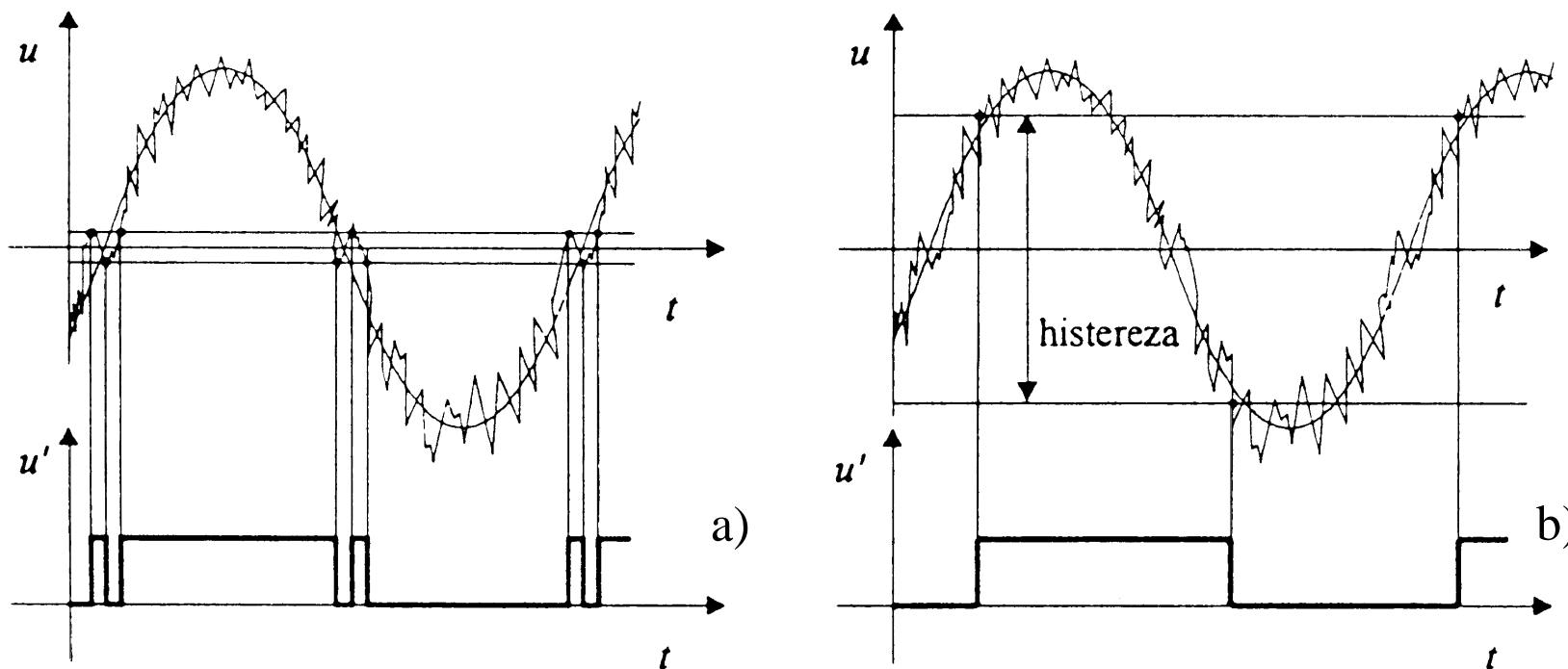
- štetje impulzov (counter),
- merjenje časa (timer).



1.4.1 Vhodna stopnja

Vhodna stopnja preoblikuje merjeni signal v impulze za nadaljno obdelavo.

- Schmittov prožilnik (**prožilnik s histerezo**) zmanjša vpliv dodanega šuma signalu.
 - z večjo histerezo se onemogoči šumno preklapanje



Slika 1.67 Vpliv histereze prožilnika na izločanje šuma

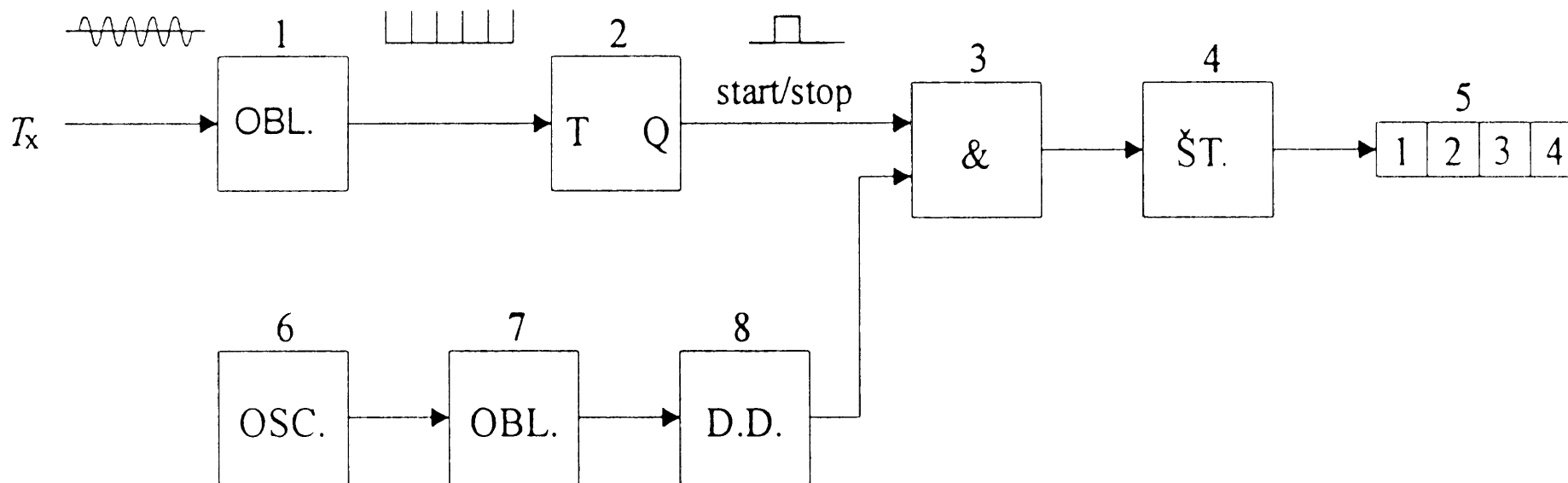


1.4.2 Merjenje časa

Poznamo:

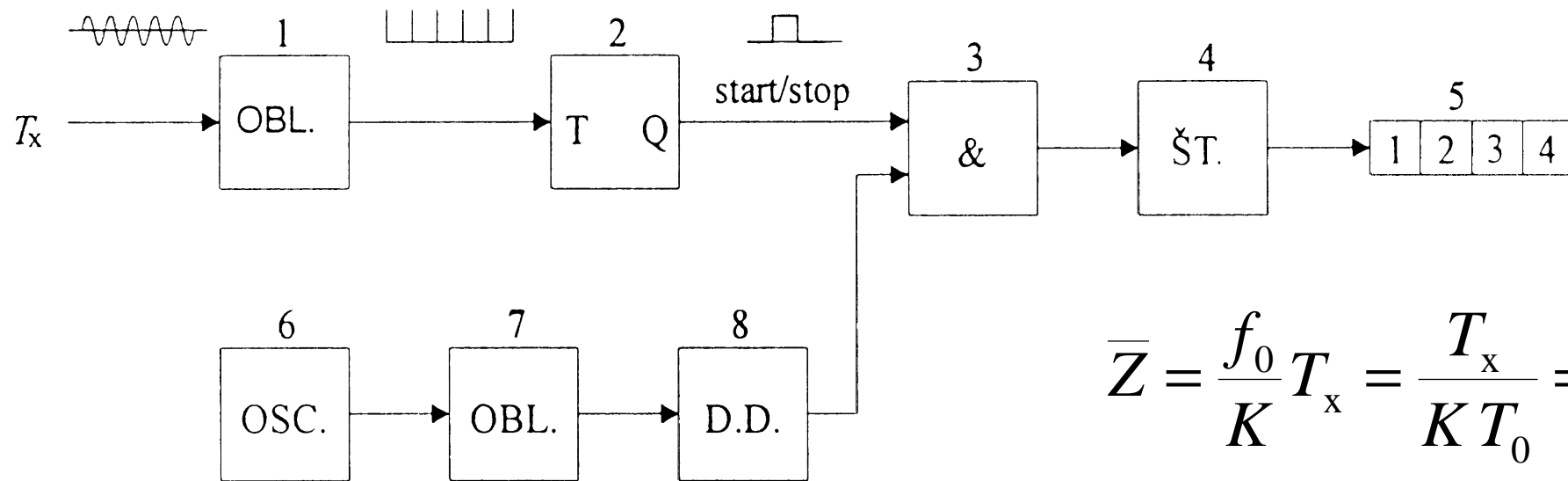
- merjenje **periode**,
- merjenje **časovnega intervala**.

1.4.2.1 Merjenje periode:



Slika 1.68 Univerzalni elektronski števec kot merilnik periode

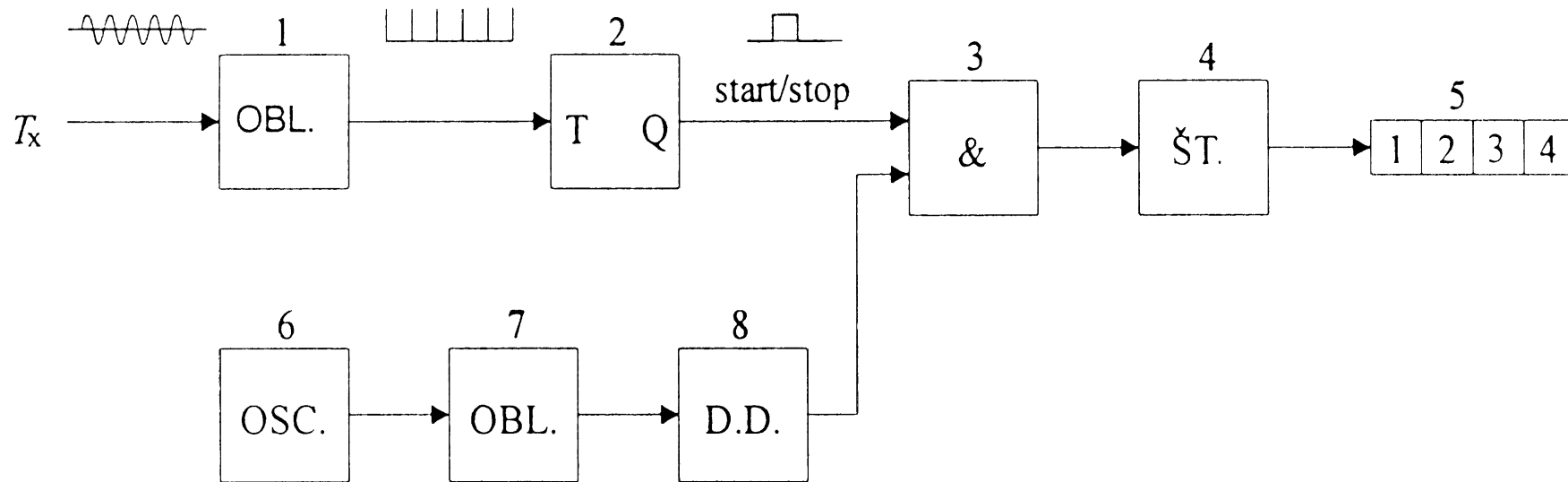




$$\bar{Z} = \frac{f_0}{K} T_x = \frac{T_x}{K T_0} = \frac{T_x}{T_0^*}$$

- elektronska vrata krmili merjeni signal:
 - bistabilni T-multivibrator se preklopi ob vsakem drugem impulzu,
 - vrata so odprta eno periodo: $T_M = T_x$
- v tem času šteje števec impulze referenčne frekvence,
 - frekvenco lahko zmanjšamo z delilnikom K





- primer: $f_0 = 10 \text{ MHz}$; $K = 100$; $T_x = 5,678 \text{ ms}$

$$T_0 = 100 \text{ ns}, T_0^* = KT_0 = 0,01 \text{ ms}$$

- števec našteje v povprečju:

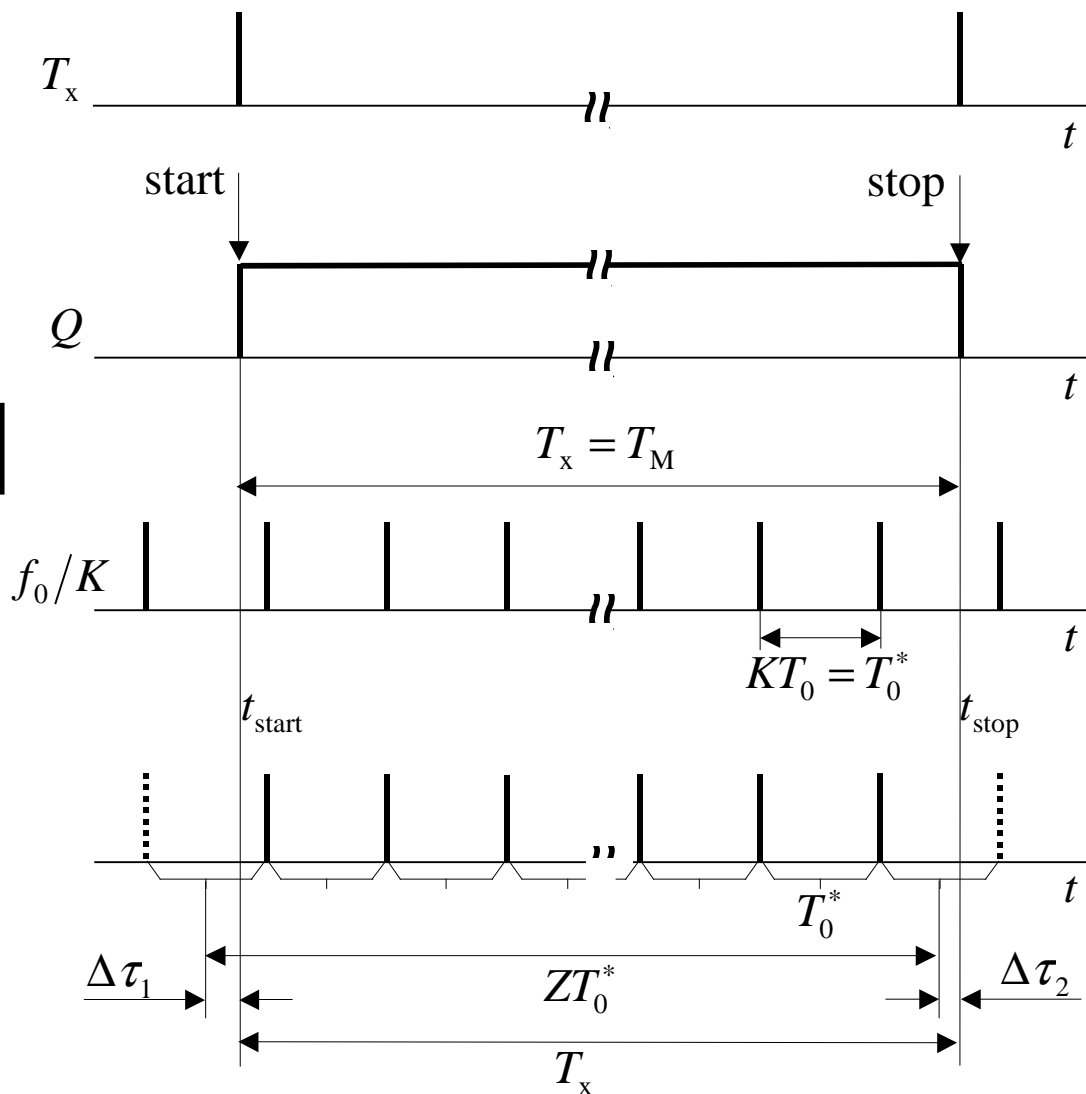
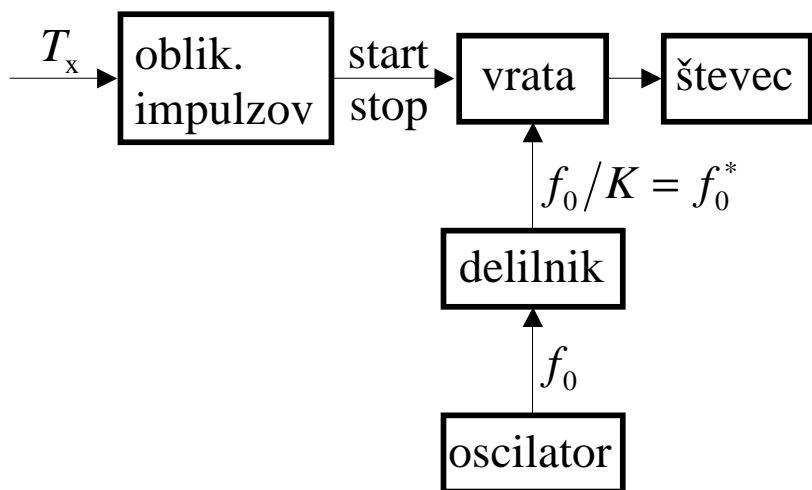
$$\bar{Z} = \frac{T_x}{T_0^*} = \frac{5,678 \text{ ms}}{0,01 \text{ ms}} = 567,8$$

Števec lahko kaže **en impulz premalo ali preveč.**





Kvantizacijski pogrešek pri merjenju periode



Slika 1.69 Kvantizacijski pogrešek pri merjenju periode

Čas merjenja T_M , ki ga določa neznana perioda T_x , je enak:

$$T_x = T_M = -\Delta\tau_1 + ZT_0^* + \Delta\tau_2$$

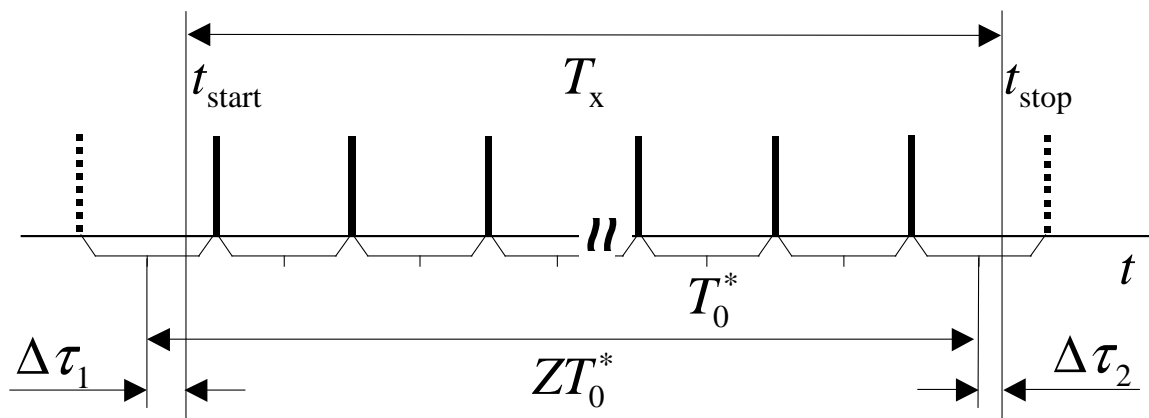




$$T_x = t_{\text{stop}} - t_{\text{start}} = -\Delta\tau_1 + ZT_0^* + \Delta\tau_2$$

Sestavljen je iz:

- **Z** časovnih kvantizacijskih intervalov T_0^* ;
- meritev se začne t_{start} nekje v kvantizacijskem intervalu pred prvim preštetim impulzom in konča t_{stop} v intervalu za zadnjim preštetim impulzom.



Reprezentanti ležijo na **sredini** kvantizacijskih intervalov, če je gostota verjetnosti vhodnega signala neznana – **pravokotna porazdelitev**.

$$-T_0^*/2 \leq \Delta\tau_1 \leq +T_0^*/2$$

$$-T_0^*/2 \leq \Delta\tau_2 \leq +T_0^*/2$$

- dveh časov **nesinhronizacije** $\Delta\tau_1$ in $\Delta\tau_2$.

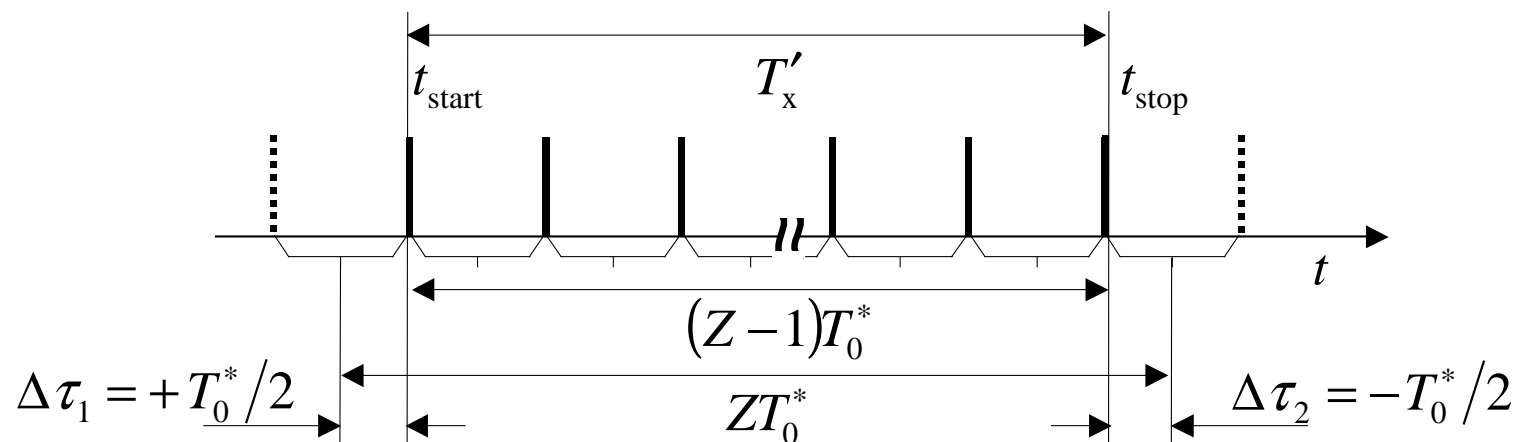




$$T_x = -\Delta\tau_1 + ZT_0^* + \Delta\tau_2$$

- Če je prvi na zgornji meji $\Delta\tau_1 = +T_0^*/2$ in drugi na spodnji meji $\Delta\tau_2 = -T_0^*/2$, velja:

$$T'_x = ZT_0^* - T_0^*/2 - T_0^*/2 = (Z-1)T_0^* \quad \Rightarrow \quad Z = T'_x/T_0^* + 1$$



Slika 1.70 Skrajni primer kvantizacijskega pogreška pri merjenju periode - a

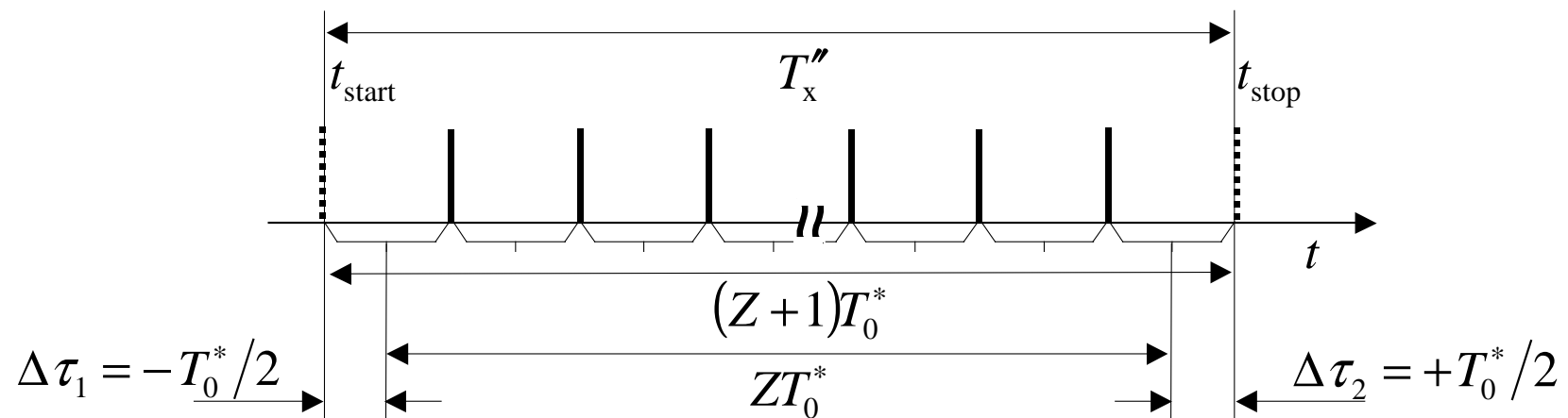




$$T_x = -\Delta\tau_1 + ZT_0^* + \Delta\tau_2$$

- Če je prvi na spodnji meji $\Delta\tau_1 = -T_0^*/2$ in drugi na zgornji meji $\Delta\tau_2 = +T_0^*/2$, velja:

$$T_x'' = ZT_0^* + T_0^*/2 + T_0^*/2 = (Z+1)T_0^* \quad \Rightarrow \quad Z = T_x''/T_0^* - 1$$



Slika 1.71 Skrajni primer kvantizacijskega pogreška pri merjenju periode - b





$$Z = T'_x / T_0^* + 1 \quad \text{ali} \quad Z = T''_x / T_0^* - 1$$

Največji mejni pogrešek je ± 1 impulz.

- Izražen v enoti merjene veličine: $T_x = ZT_0^* \pm T_0^*$
- absolutni mejni kvantizacijski pogrešek: $M_T = \pm T_0^*$
- in v relativni obliki: $m_T = \frac{M_T}{T_x} = \pm \frac{T_0^*}{T_x} = \pm T_0^* f_x = \pm \frac{1}{Z}$
 - daljša je perioda, manjši je pogrešek!
- primer: $f_0 = 10 \text{ MHz}$; $K = 1$; $f_x = 10 \text{ Hz} \Rightarrow T_x = 100 \text{ ms}$

$$m_T = \pm \frac{T_0^*}{T_x} = \pm \frac{100 \text{ ns}}{100 \text{ ms}} = \pm 10^{-6} = \pm 10^{-4} \%$$





Ločljivost pri merjenju periode

Ločljivost instrumenta pri merjenju periode Q_T je odvisna od časa T_0' .

- **izhodna veličina je število impulzov Z ,**
- **vhodna veličina merjena perioda T_x , zato je občutljivost:**

$$Z = \frac{T_x}{T_0^*} \quad \Rightarrow \quad S = \frac{dZ}{dT_x} = \frac{1}{T_0^*}$$

- **enemu impulzu ustreza čas:**

$$(\Delta T)_q = Q_T = \frac{(\Delta Z)_q}{S} = \frac{1}{S} = T_0^*$$





Števec prešteje Z impulzov, vsakemu impulzu pripada kvant Q_T

Izmerjena perioda:

$$T_i = Z \cdot Q_T = ZT_0^*$$

Neznana perioda je:

$$T_x = T_M = ZT_0^* - \Delta\tau_1 + \Delta\tau_2$$

Relativni kvantizacijski pogrešek pri merjenju periode

$$e_T = \frac{T_i - T_x}{T_x} = \frac{\Delta\tau_2 - \Delta\tau_1}{T_x}$$

- Odvisen je od periode.





Standardna negotovost

Standardna negotovost pri merjenju periode je predvsem odvisna od pogreška zaradi neusklajenosti in neujemanja:

$$T_x = ZT_0^* - \Delta\tau_1 + \Delta\tau_2 \Rightarrow u_1(T_x) = \left| \frac{\partial T_x}{\partial \Delta\tau_1} \right| u(\Delta\tau_1) = |-1| \frac{T_0^*/2}{\sqrt{3}} = \frac{T_0^*}{2\sqrt{3}}$$

$$u_2(T_x) = \left| \frac{\partial T_x}{\partial \Delta\tau_2} \right| u(\Delta\tau_2) = |+1| \frac{T_0^*/2}{\sqrt{3}} = \frac{T_0^*}{2\sqrt{3}}$$

Standardna negotovost:

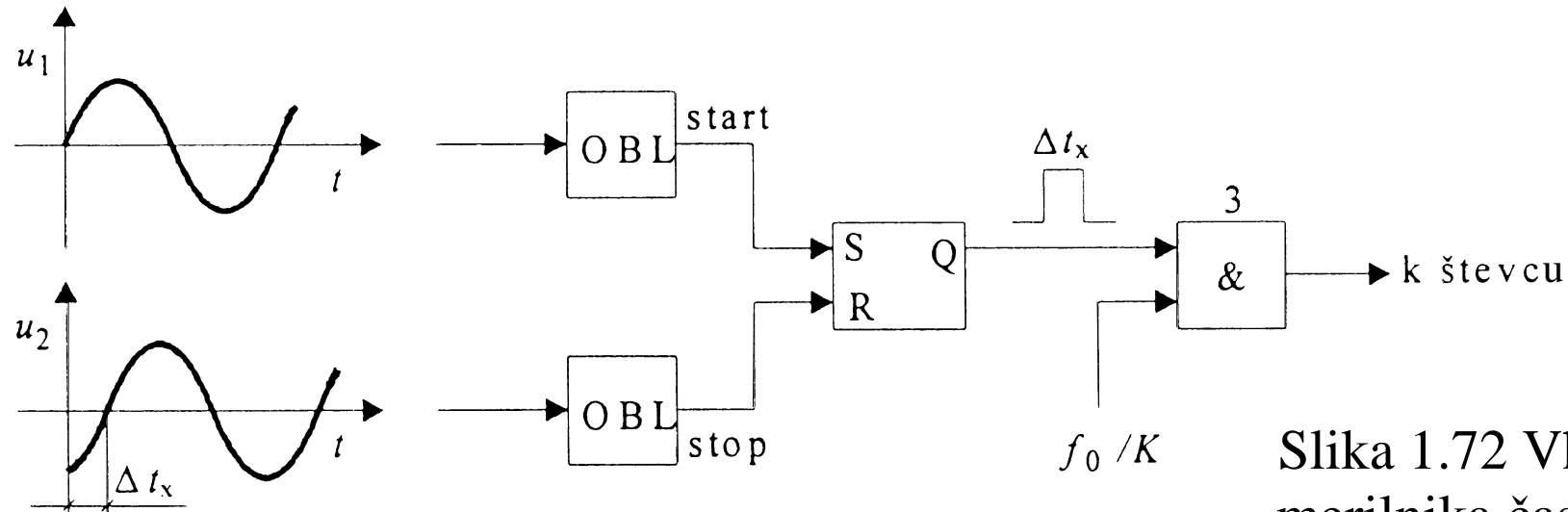
$$u(T_x) = \sqrt{u_1^2(T_x) + u_2^2(T_x)} = T_0^* \sqrt{\frac{1}{12} + \frac{1}{12}} = \frac{T_0^*}{\sqrt{6}} = \frac{Q_T}{\sqrt{6}} = \frac{M_T}{\sqrt{6}}$$

- mejna vrednost je $M_T = Q_T$,
- porazdelitev pa trikotna.





1.4.2.2 Merjenje časovnega intervala



Slika 1.72 Vhodni del merilnika časovnega intervala

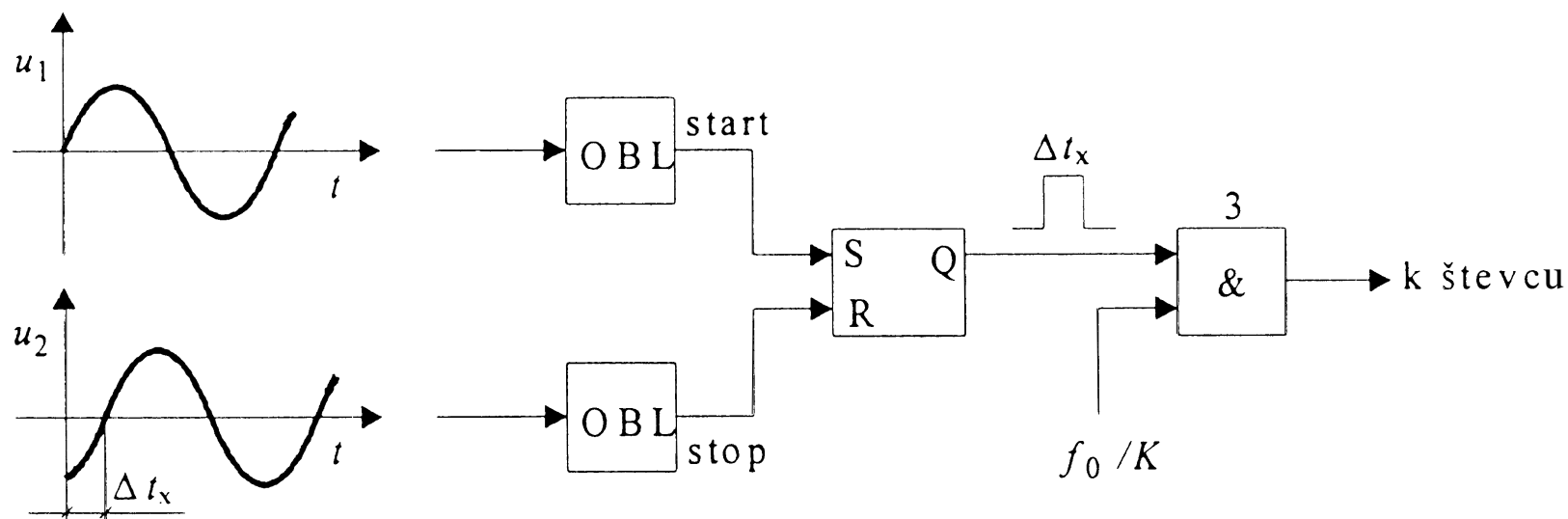
Časovni interval Δt_x pogosto ustreza **fazni razliki** med dvema sinusoma.

Na vrata pripeljemo **impulz dolžine** Δt_x ,

- oblikujeta ga **prožilna pulza** preko RS bistabilnega multivibratorja

Števec prešteje **v povprečju**:
$$\bar{Z} = \frac{f_0}{K} \Delta t_x = \frac{\Delta t_x}{T_0^*}$$





Za fazni zamik potrebujemo še **krožo frekvenco**:

$$\varphi_x = \omega \Delta t_x$$

- meriti moramo še **periodo**: $\varphi_x = 2\pi \frac{\Delta t_x}{T_x} = 360^\circ \frac{\Delta t_x}{T_x}$

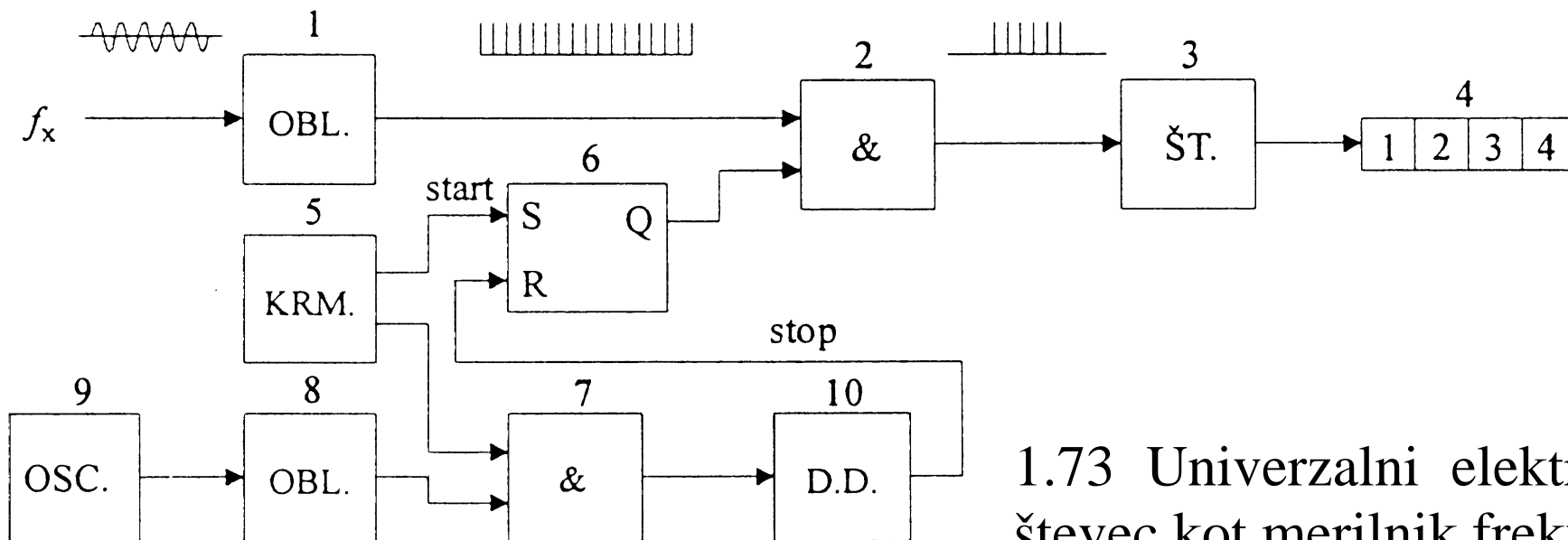
- ali frekvenco:

$$\varphi_x = 2\pi f_x \Delta t_x = 360^\circ f_x \Delta t_x$$





1.4.3 Merjenje frekvence

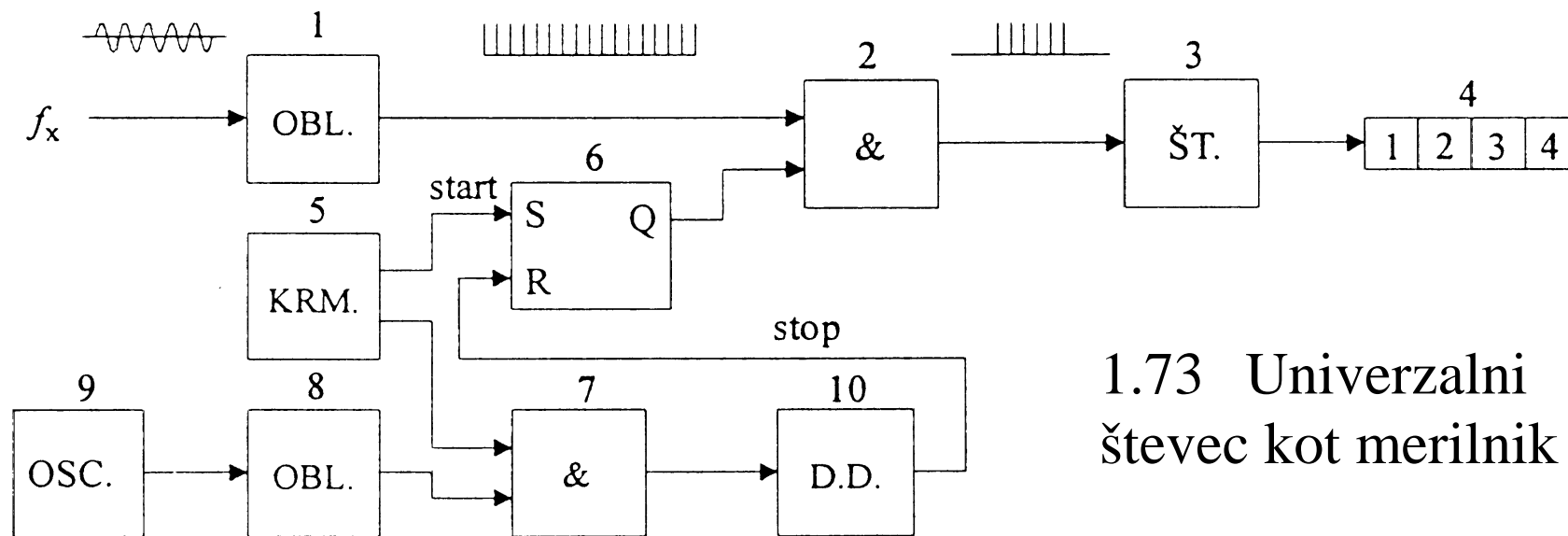


1.73 Univerzalni elektronski števec kot merilnik frekvence

Osnovni elementi števca:

- kvarčni **oscilator** (9), ki proizvaja frekvenčno stabilen impulzni signal (**referenčni signal**),
- skupaj z dekadnim delilnikom (7 in 10) sestavlja **časovno bazo**,
- **elektronska vrata** (2), ki se odpirajo v taktu časovne baze,
- **števec** električnih impulzov (3).





1.73 Univerzalni elektronski števec kot merilnik frekvence

Čas odprtja vrat (2) določa delilno razmerje dekadnega delilnika K (10),

- $K = 10^n$; $n = 0, 1, 2, 3, \dots$
- **po K -tem impulzu se stanje na izhodu delilnika spremeni in RS-multivibrator (6) se resetira – **meritev se ustavi.****
- **čas merjenja je enak: $T_M = KT_0$**
 - T_0 perioda oscilatorja $1/f_0$





V tem času $T_M = KT_0$ števec našteje povprečno:

$$\bar{Z} = f_x T_M = f_x KT_0 \text{ impulzov neznane frekvence}$$

- **primer:** $f_0 = 10 \text{ MHz} \rightarrow T_0 = 100 \text{ ns};$
 $K = 10^7; f_x = 123,4 \text{ Hz}$

- čas merjenja: $T_M = KT_0 = \frac{K}{f_0} = \frac{10^7}{10 \text{ MHz}} = 1 \text{ s}$

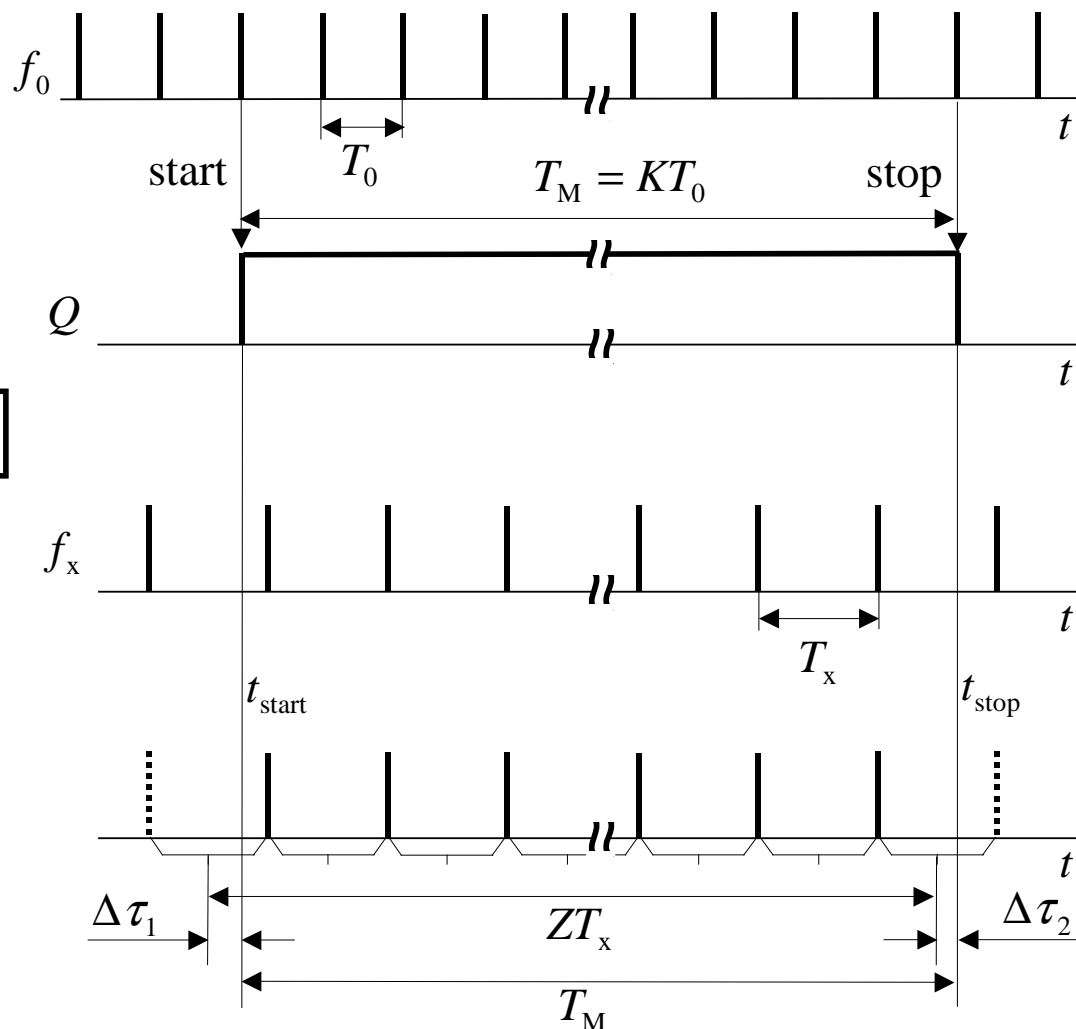
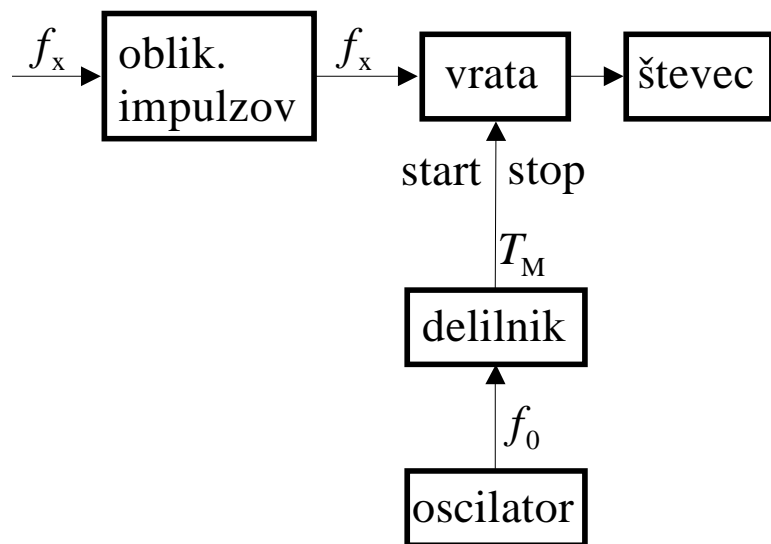
- števec našteje: $\bar{Z} = f_x T_M = 123,4 \text{ Hz} \cdot 1 \text{ s} = 123,4$

- ker prešteje vedno celo število impulzov, število niha med 123 in 124!





Kvantizacijski pogrešek pri merjenju frekvence



Slika 1.74 Kvantizacijski pogrešek pri merjenju frekvence

Ker meritev ni sinhrona z merjenim signalom, imamo kvantizacijski pogrešek!

$$\text{Za čas } T_M \text{ velja: } T_M = -\Delta\tau_1 + ZT_x + \Delta\tau_2$$

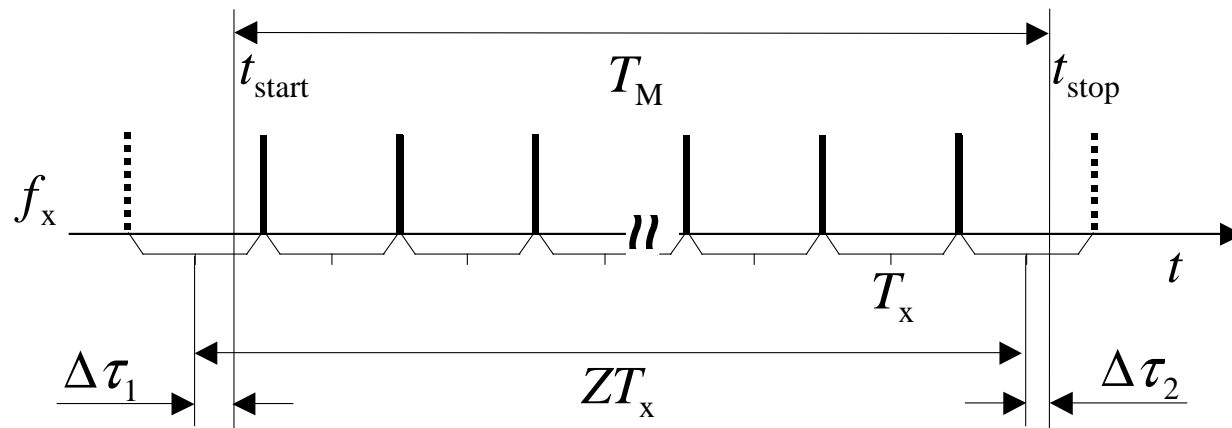




$$T_M = t_{\text{stop}} - t_{\text{start}} = -\Delta\tau_1 + ZT_x + \Delta\tau_2$$

Čas T_M je sestavljen iz:

- Z časovnih intervalov T_x ;
- meritev se začne t_{start} nekje v časovnem intervalu T_x pred prvim preštetim impulzom in konča t_{stop} v intervalu za zadnjim preštetim impulzom.



Reprezentanti ležijo **na sredini** kvantizacijskih intervalov, če je gostota verjetnosti vhodnega signala neznana – **pravokotna porazdelitev**.

$$-T_x/2 \leq \Delta\tau_1 \leq +T_x/2$$

$$-T_x/2 \leq \Delta\tau_2 \leq +T_x/2$$

- dveh časov **nesinhronizacije** $\Delta\tau_1$ in $\Delta\tau_2$.

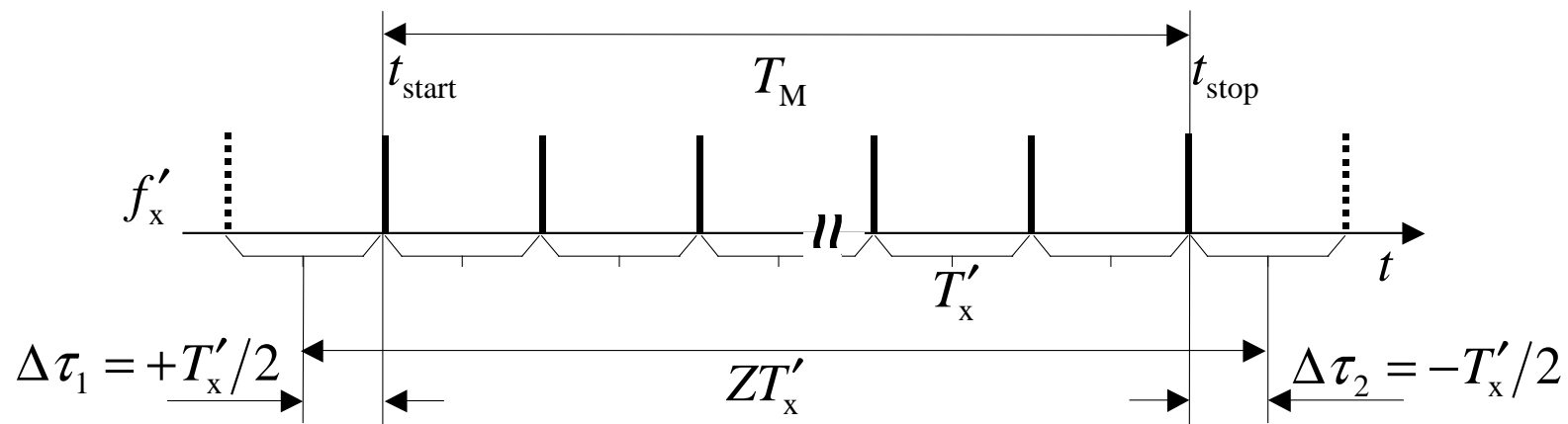




$$T_M = -\Delta\tau_1 + ZT_x + \Delta\tau_2$$

- Če je prvi na zgornji meji $\Delta\tau_1 = +T'_x/2$ in drugi na spodnji meji $\Delta\tau_2 = -T'_x/2$, velja:

$$T_M = ZT'_x - T'_x/2 - T'_x/2 = (Z - 1)T'_x \quad \Rightarrow \quad Z = T_M/T'_x + 1$$
$$Z = f'_x T_M + 1$$



Slika 1.75 Skrajni primer kvantizacijskega pogreška pri merjenju frekvence - a

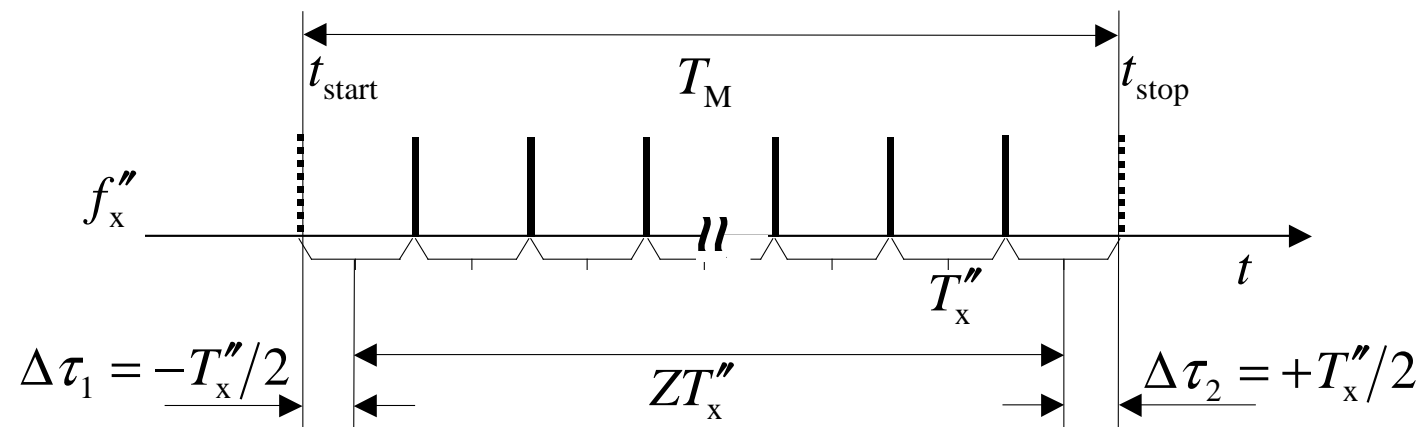




$$T_M = -\Delta\tau_1 + ZT_x + \Delta\tau_2$$

- Če je prvi na spodnji meji $\Delta\tau_1 = -T_x''/2$ in drugi na zgornji meji $\Delta\tau_2 = +T_x''/2$, velja:

$$T_M = ZT_x'' + T_x''/2 + T_x''/2 = (Z + 1)T_x'' \quad \Rightarrow \quad Z = T_M/T_x'' - 1$$
$$Z = f_x'' T_M - 1$$



Slika 1.76 Skrajni primer kvantizacijskega pogreška pri merjenju frekvence - b





$$Z = f'_x T_M + 1 \quad \text{ali} \quad Z = f''_x T_M - 1$$

Največji **mejni pogrešek** je ± 1 impulz!

- izrazimo ga v enoti merjene veličine: $f_x = \frac{Z}{T_M} \pm \frac{1}{T_M}$

- absolutni **mejni kvantizacijski pogrešek**:

$$M_f = \pm \frac{1}{T_M} = \pm \frac{1}{KT_0}$$

- in v **relativni obliki**: $m_f = \frac{M_f}{f_x} = \pm \frac{1}{f_x T_M} = \pm \frac{1}{Z}$

- z manjšanjem frekvence se poveča.

- primer: $f_0 = 10 \text{ MHz}$; $K = 10^8$; $f_x = 10 \text{ Hz}$

$$M_f = \pm \frac{1}{f_x T_M} = \pm \frac{1}{f_x KT_0} = \pm \frac{10 \text{ MHz}}{10 \text{ Hz} \cdot 10^8} = \pm 10^{-2} = \pm 1\%$$





Ločljivost pri merjenju frekvence

Ločljivost instrumenta pri merjenju frekvence Q_f je odvisna od časa merjenja.

- **izhodna veličina** je število impulzov Z ,
- **vhodna veličina** merjena **frekvenca** f_x , zato je **občutljivost**:

$$Z = f_x T_M \quad \Rightarrow \quad S = \frac{dZ}{df_x} = T_M$$

- iz tega sledi, da **enemu impulzu ustreza frekvenca**:

$$(\Delta f)_q = Q_f = \frac{(\Delta Z)_q}{S} = \frac{1}{T_M}.$$





Števec prešteje Z impulzov, vsakemu impulzu pripada kvant Q_f

Izmerjena frekvenca:

$$f_i = Z \cdot Q_f = \frac{Z}{T_M}$$

Neznana frekvenca je:

$$f_x = \frac{1}{T_x} = \frac{Z}{T_M + \Delta\tau_1 - \Delta\tau_2} = f_i \frac{1}{1 + (\Delta\tau_1 - \Delta\tau_2)/T_M}$$

Relativni kvantizacijski pogrešek pri merjenju frekvence

$$e_f = \frac{f_i - f_x}{f_x} = \frac{f_i}{f_x} - 1 = \frac{\Delta\tau_1 - \Delta\tau_2}{T_M}$$

- čas merjenja lahko **izberemo**:

$$T_M = 10 \text{ s}, \quad 1 \text{ s}, \quad 0,1 \text{ s}, \quad 0,01 \text{ s}, \dots$$

Mejni pogrešek pri merjenju odvisen tudi od uporabnika.





Standardna negotovost

Standardna negotovost pri merjenju frekvence je predvsem odvisna od pogoška zaradi nesinhronizacije.

$$f_x = \frac{Z}{T_M + \Delta\tau_1 - \Delta\tau_2} \quad u(f) = \sqrt{u_1^2(f) + u_2^2(f)}$$

$$u_1(f) = \left| \frac{\partial f_x}{\partial \Delta\tau_1} \right| u(\Delta\tau_1) = \frac{|-Z|}{(T_M + \Delta\tau_1 - \Delta\tau_2)^2} \frac{T_x/2}{\sqrt{3}} \approx \frac{ZT_x}{T_M} \frac{1/2}{2\sqrt{3}} = \frac{Q_f}{2\sqrt{3}}$$

$$u_2(f) = \left| \frac{\partial f_x}{\partial \Delta\tau_2} \right| u(\Delta\tau_2) = \frac{Z}{(T_M + \Delta\tau_1 - \Delta\tau_2)^2} \frac{T_x/2}{\sqrt{3}} \approx \frac{ZT_x}{T_M} \frac{1/2}{2\sqrt{3}} = \frac{Q_f}{2\sqrt{3}}$$

$$u(f) = \sqrt{u_1^2(f) + u_2^2(f)} = \frac{1}{T_M} \sqrt{\frac{1}{12} + \frac{1}{12}} = \frac{1}{T_M \sqrt{6}} = \frac{Q_f}{\sqrt{6}} = \frac{M_f}{\sqrt{6}}$$

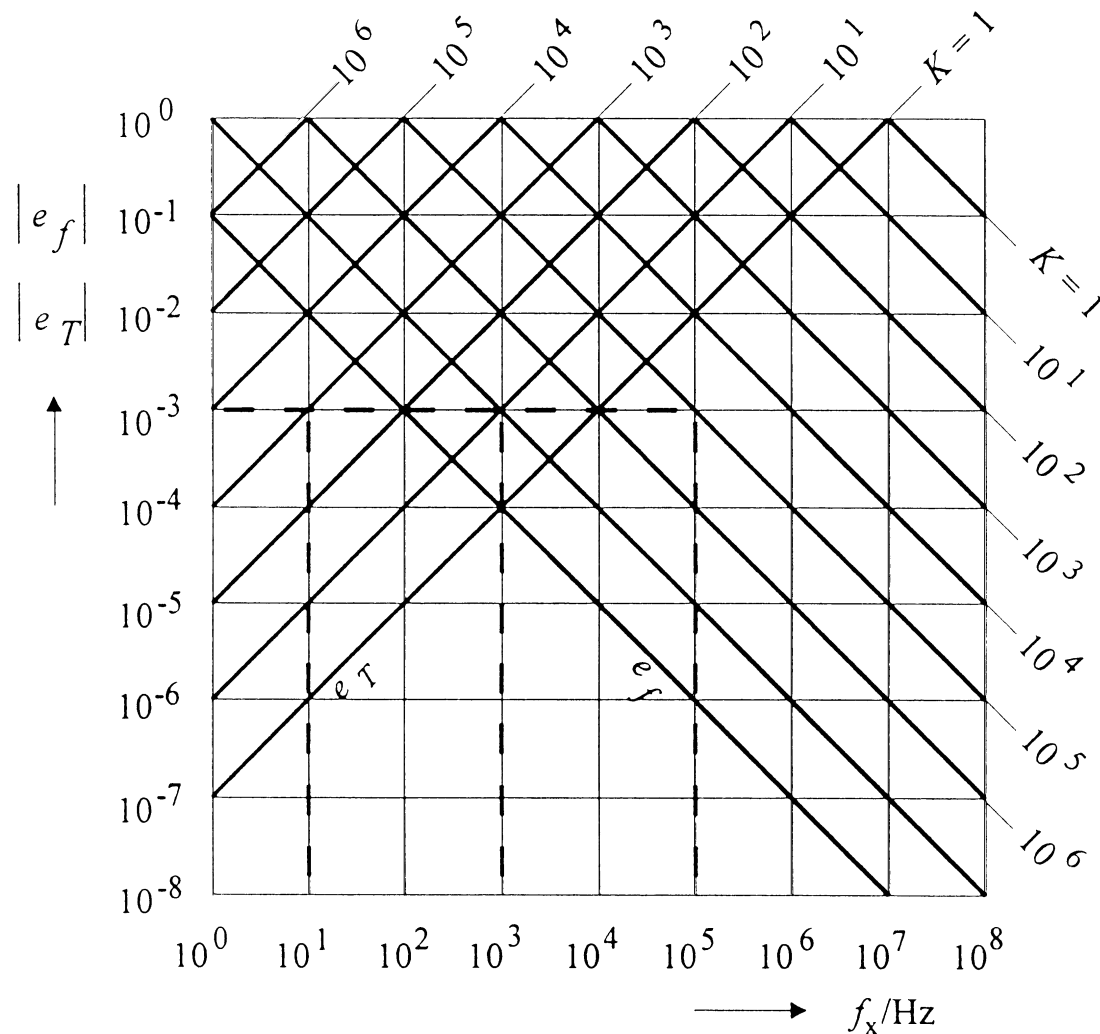
- mejna vrednost je $M_f = Q_f$,
- porazdelitev pa trikotna.



1.4.4 Mejna pogreška kvantizacije



Mejna pogreška kvantizacije v odvisnosti od frekvence:



$$m_f = \pm \frac{1}{KT_0 f_x}$$

$$m_T = \pm KT_0 f_x$$

Pri **nizkih frekvencah** je bolje meriti **periodo!**

Pri **visokih frekvencah** je bolje meriti **frekvenco!**

- K je spremenljiv:
 $K = 1, 10^1, 10^2, 10^3, \dots$
- $T_0 = 100 \text{ ns}$ ($f_0 = 10 \text{ MHz}$) - tipično

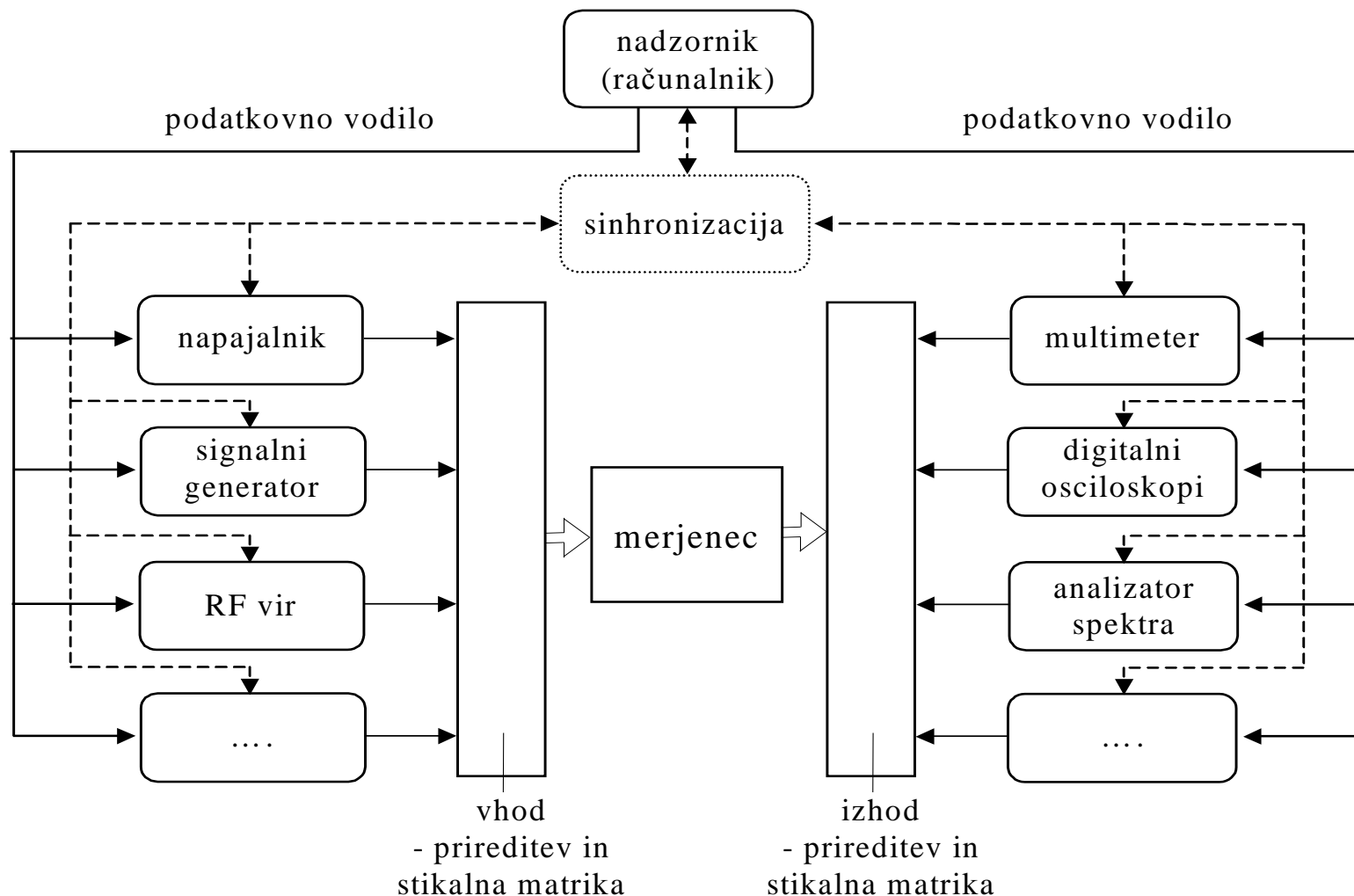
1.77 Mejna kvantizacijska pogreška e_f in e_T v odvisnosti od frekvence





1.5 Vodila

Podatkovna vodila omogočajo **povezavo** merilnih členov in s tem boljšo **koordinacijo merjenja** (npr. vodila po standardih RS 232, GPIB, USB, LAN itd.).



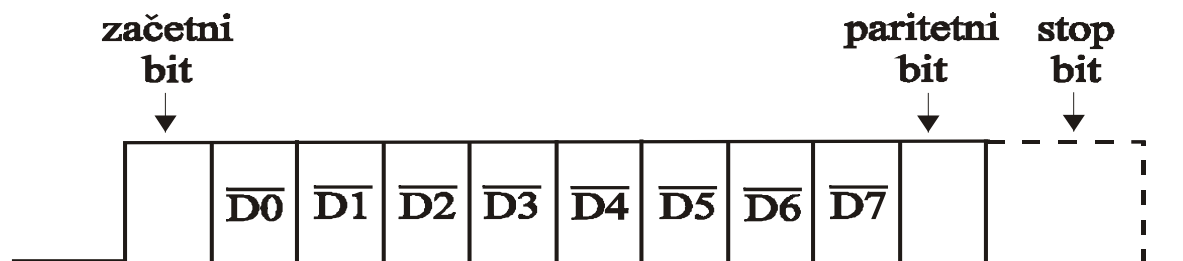
Slika 1.178: Merilni sistem





Ukazi, naslovi naprav in podatki se tako prenašajo v organizirani obliki. Ločimo:

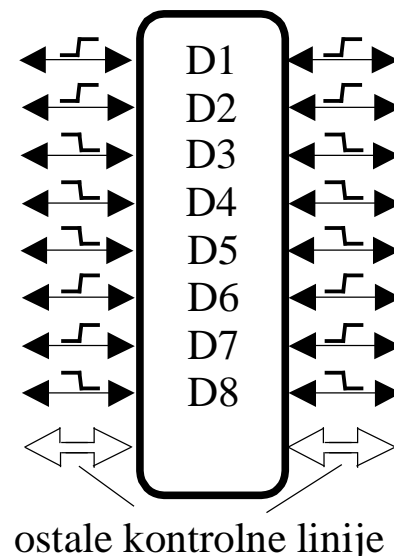
- **serijska vodila**, kjer se biti znaka prenašajo zaporedno (npr. RS232 in USB vodilo)



Slika 1.179a: Prenos enega 8-bitnega znaka pri RS232 vodilu

- **paralelna vodila**, kjer se biti znaka prenašajo vzporedno (npr. GPIB).

Slika 1.179b: Prenos enega 8-bitnega znaka pri GPIB vodilu



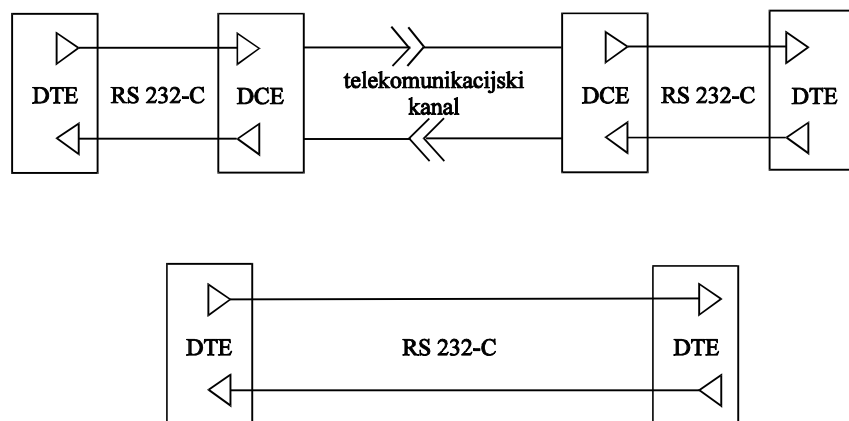


1.5.1 Vodilo po standardu RS 232

Vodilo po standardu RS 232 se uporablja za **preprostejšo** priključitev vmesnikov za zajem podatkov in upravljanje.

Mednarodna organizacija EIA (Electronic Industries Association) je leta 1962 postavila standard za serijsko vodilo RS 232 (RS – Recommended Standard – priporočen standard).

- Z verzijo C (RS 232 - C), predstavlja standard za povezavo med aparaturno opremo podatkovnega terminala (**DTE**, Data Terminal Equipment) in komunikacijskega pretvornika (**DCE**, Data Communication Equipment).



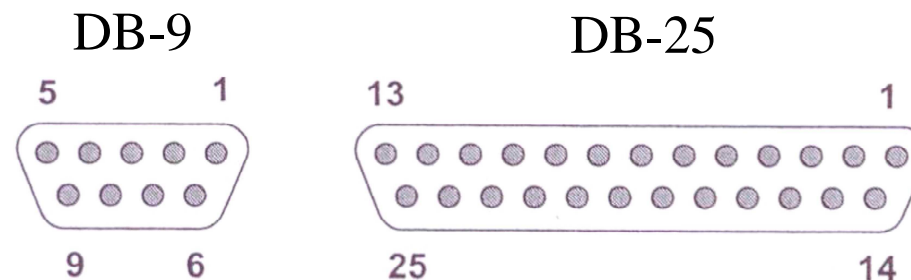
Slika 1.180: Povezave med DTE in DCE





Lastnosti

- Vmesno povezavo med DTE in DCE tvorijo večžilni kabel in konektorji na obeh napravah.
- Na DTE napravi je 'moški' 25-polni konektor DB-25 in na DCE 'ženski' DB-25 konektor.
- Povezava priključkov konektorjev kabla mora biti simetrična (1-1, 2-2, ..., 25-25), če je namenjena za povezavo DTE in DCE.
- Dolžina kabla naj ne bo večja kot 15 metrov.



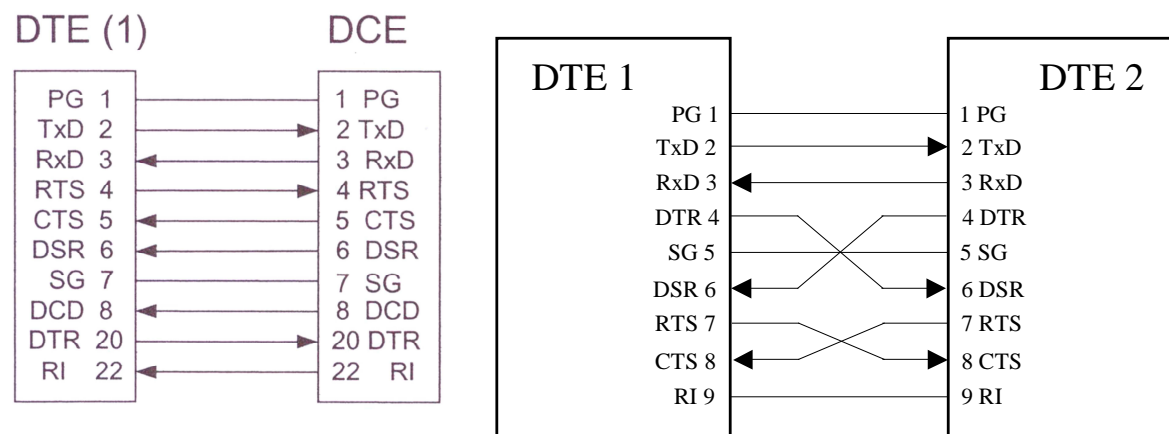
Slika 1.181: Skici 9-polnega (DB-9) in 25-polnega (DB-25) konektorja





RS 232-C je bil prvotno namenjen za prenos podatkov med DTE (npr. računalnik) in DCE (modem) v telekomunikacijski tehniki. Kasneje se je njegova struktura uporabila v **merilno procesnih sistemih**, kjer je **modem zamenjal merilno krmilni instrument** (DTE naprava). Pri povezavi DTE in DTE se število linij navadno zmanjša in se uporablja DB-9 konektor.

št. prik. DB-9	št. prik. DB-25	koda	opis
-	1	PG	Protective Ground
5	7	SG	Signal Ground
3	2	TD	Transmitted Data
2	3	RD	Received Data
7	4	RTS	Request to Send
8	5	CTS	Clear to Send
6	6	DSR	Data Set Ready
4	20	DTR	Data Terminal Ready
1	8	DCD	Data Carrier Detected
9	22	RI	Ring Indicator
	15	DB	Transmitter signal timing
	17	DD	Receiver signal timing
	24	DA	Transmitter signal timing



Slika 1.182: Večlinijski način povezave DTE – DCE (DTE) naprave DB-25 (DB-9)





Električne lastnosti

- Vse linije imajo **skupno** povratno linijo oziroma **signalno maso** (Signal Ground).
- Med prenosom podatkov bo **negativna napetost predstavljala binarno stanje '1'** in pozitivna napetost binarno stanje '0'.
- Območje od $-3V$ do $+3V$ je prehodno območje, kjer stanje ni določeno.
- Kadar se ne izvaja prenos podatkov, mora biti podatkovna linija v stanju OFF ($U_I < -3V$).
- **Frekvenčna meja** prenosa signalov po verziji C se giblje vse od 50bitov/s do 19200bitov/s.
- Verzije D, ... omogočajo tudi večje hitrosti: 38400, 57600, 115200, ... baudov (baud = bit/sekunda).



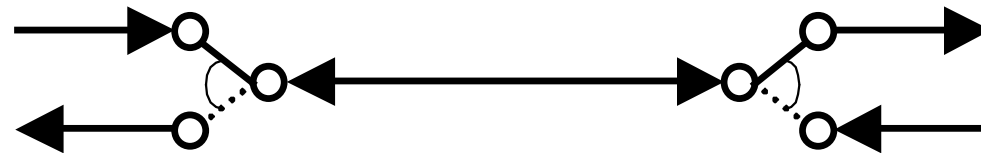


Podatki se lahko prenašajo na tri načine:

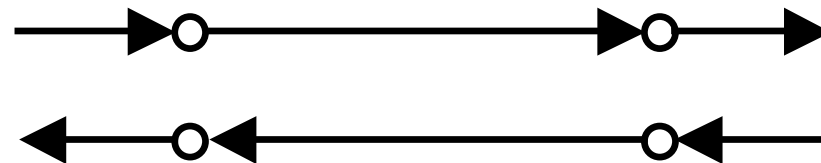
- prenos podatkov samo v eni smeri (**Simplex**);



- prenos podatkov v obeh smereh, vendar ne istočasno (**Half Duplex**);



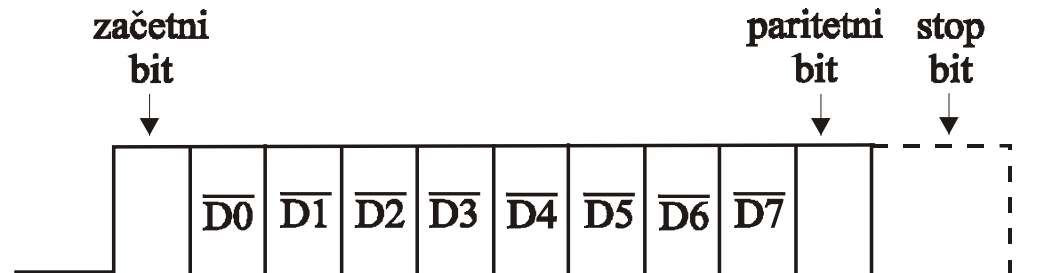
- prenos podatkov v obeh smereh istočasno (**Full Duplex**).





Sinhronizacija

Kanal deluje sinhrono, če se informacija o časovnem spreminjanju signala prenese po liniji TSET (linija 15) ali '**nesinhrono**', če ta linija ni uporabljena. V tem primeru se sinhronizacija izvrši z **začetnim** (start) in **končnim** (stop) bitom.



Slika 1.179a: Niz bitov pri prenosu enega znaka na liniji

- **Število podatkovnih** bitov ($D0, \dots, D7$) se spreminja med 5 in 8. Pri prenosu znakov v **ASCII** (American Standard Code for Interchange of Information- 1.1968) kodi jih je **7**.

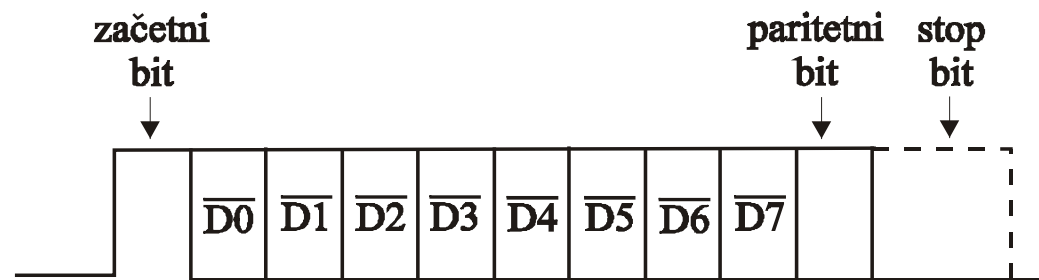




ASCII tabela znakov (D0=b₁, ..., D6=b₇)

Bits					Column									
b ₇	b ₆	b ₅	b ₄	b ₃	b ₂	b ₁	0	1	2	3	4	5	6	7
↓	↓	↓	↓	↓	↓	↓	0	1	2	3	4	5	6	7
0	0	0	0	0	0	0	NUL	DLE	SP	0	@	P	`	p
0	0	0	1	1	1	1	SOH	DC1	!	1	A	Q	a	q
0	0	1	0	2	2	2	STX	DC2	"	2	B	R	b	r
0	0	1	1	3	3	3	ETX	DC3	#	3	C	S	c	s
0	1	0	0	4	4	4	EOT	DC4	\$	4	D	T	d	t
0	1	0	1	5	5	5	ENQ	NAK	%	5	E	U	e	u
0	1	1	0	6	6	6	ACK	SYN	&	6	F	V	f	v
0	1	1	1	7	7	7	BEL	ETB	'	7	G	W	g	w
1	0	0	0	8	8	8	BS	CAN	(8	H	X	h	x
1	0	0	1	9	9	9	HT	EM)	9	I	Y	i	y
1	0	1	0	10	10	10	LF	SUB	*	:	J	Z	j	z
1	0	1	1	11	11	11	VT	ESC	+	;	K	[k	{
1	1	0	0	12	12	12	FF	FC	,	<	L	\	l	
1	1	0	1	13	13	13	CR	GS	-	=	M]	m	}
1	1	1	0	14	14	14	SO	RS	.	>	N	^	n	~
1	1	1	1	15	15	15	SI	US	/	?	O	_	o	DEL





Slika 1.179a: Niz bitov pri prenosu enega znaka na liniji

Podatkovnim bitom lahko sledi **paritetni bit**, ki je ena najenostavnejših metod **kontroliranja pravilnosti prenosa podatkov**.

- Če je število binarnih stanj '1' od začetnega do paritetnega bita sodo, je pri **sodi paritetni kontroli** ta bit v stanju '0' in pri lihem številu enic v stanju '1'. Primer:
 - ASCII znak "0": 0000110 → paritetni bit: 0
 - ASCII znak "1": 1000110 → paritetni bit: 1
- Za **liho paritetno** kontrolo velja obratno. Primer:
 - ASCII znak "A": 1000001 → paritetni bit: 1
 - ASCII znak "a": 1000011 → paritetni bit: 0





Predpogoj za sporazumevanje med DTE in DCE oz. DTE je seveda **enaka sledilna frekvenca** oziroma dolžina signalnega elementa, ki se ne sme spreminjati in mora biti za oddajnik in sprejemnik enaka.

Operacijske lastnosti so odvisne od uporabnika. To področje standard ne pokriva in si jih izbere uporabnik sam. Vsak instrument, ki podpira RS 232-C, ima v priročniku določen **programski protokol**:

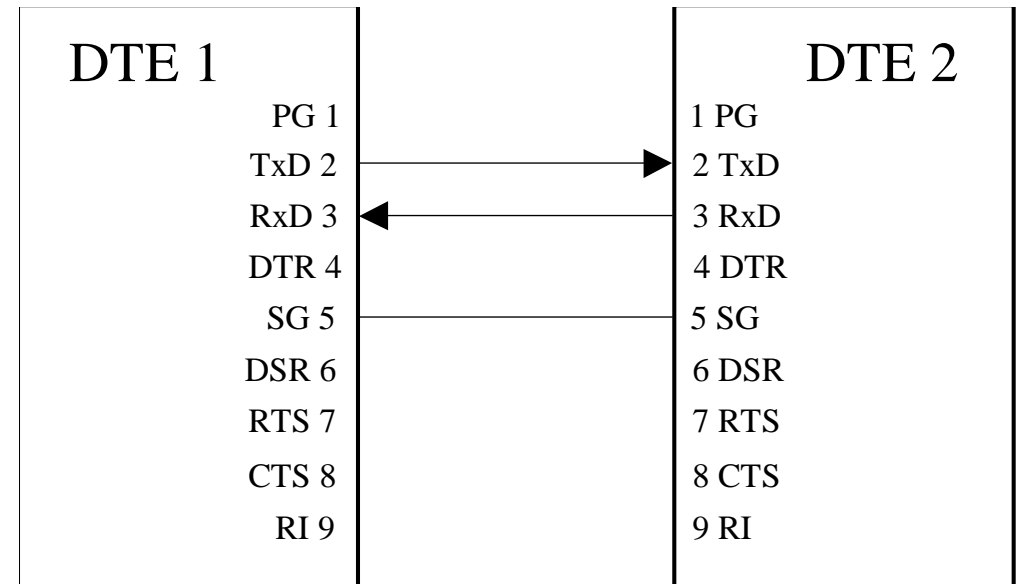
- **začetni niz znakov**, ki določi funkcijo instrumenta in ga lahko sproži;
- **sprotni niz znakov** za sinhronizacijo;
- **prekinitveni niz znakov** in odgovor,
- **zaključek prenosa** itd.





Primer za prekinitveni nizov znakov:

- Celotno vodilo lahko predstavljajo samo tri linije: signalna masa (5-5 ali 7-7) in podatkovni liniji (2-3 in 3-2). V tem primeru odpadejo vse kontrolne linije, ki jih nadomestimo z oddajanjem kontrolnih znakov po podatkovni liniji.
- Primer takšnega delovanja je XON/XOFF način prenosa. Sprejemnik pošlje znak Ctrl S (XOFF), ko ne želi več sprejemati podatkov in Ctrl Q (XON), ko je pripravljen na sprejem.





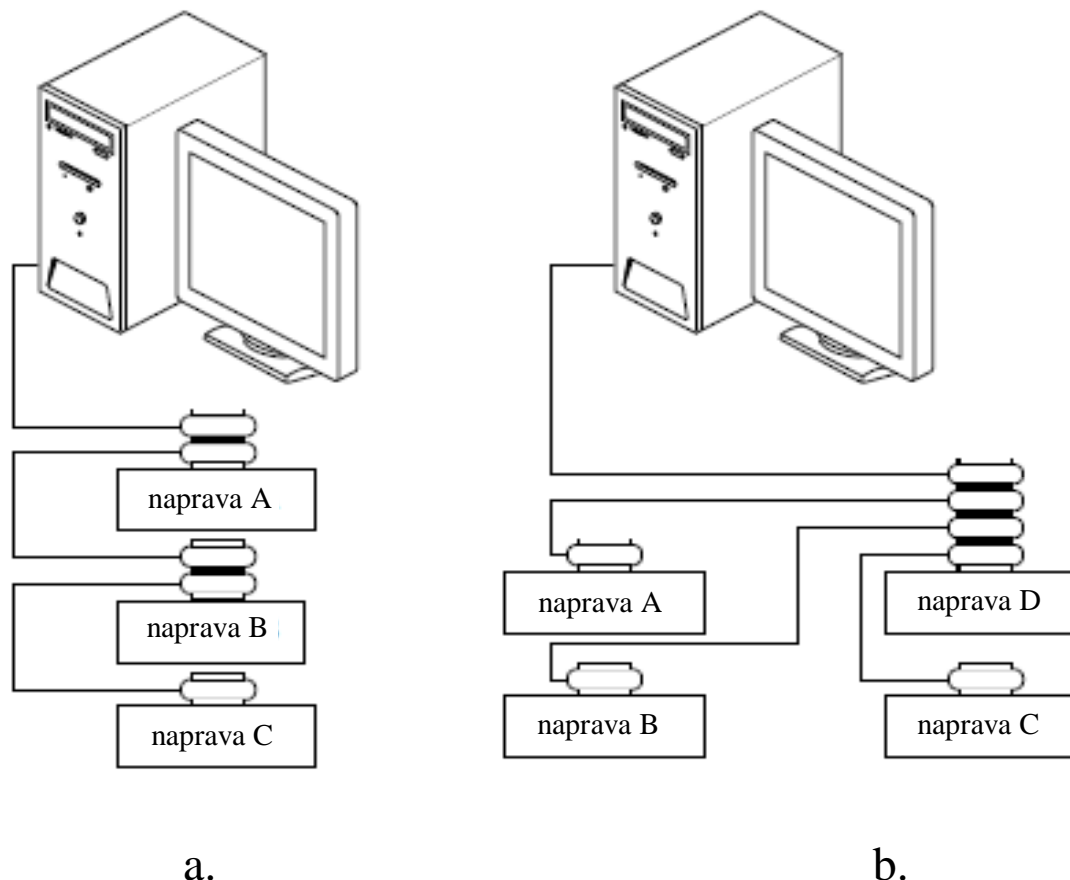
1.5.2 Paralelno vodilo GPIB po standardu IEEE 488.2

V merilnih sistemih se je v osemdesetih letih za povezovanje merilnih naprav in nadzornika na **manjših razdaljah** (nekaj metrov) uveljavilo **paralelno vodilo po standardu IEEE 488**.

- Vodilo je razvilo podjetje Hewlet Packard zato se je imenovalo tudi HP Interface Bus (**HP-IB**).
- Drugi izdelovalci opreme so kopirali vodilo, zato so ga poimenovali kar General Purpose Interface Bus, torej **GPIB**.
- Kmalu je vodilo postalo standard, ki so ga kasneje še formalizirali pri IEEE z **IEEE 488.1**.

IEEE 488.1-1975 določila navajajo električne in mehanske lastnosti vodila ter osnovne funkcionalne karakteristike vodila.





Slika 1.183: Linearna (a) in zvezda (b) vezava instrumentov

Komunikacijo med napravami omogočajo funkcije:

- oddajnika (**talker**),
- sprejemnika (**listener**) in
- nadzornika (**controller**).

Vsaka GPIB naprava mora biti kombinacija oddajnika in sprejemnika.

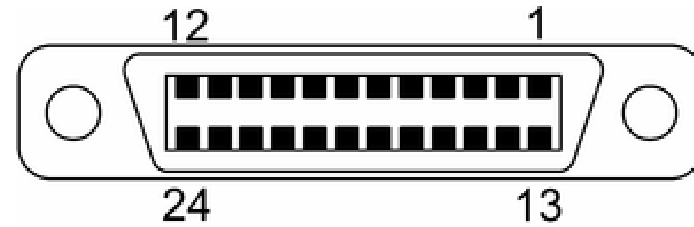
Nadzornik je navadno kartica, ki je nameščena v osebni računalnik.



Lastnosti

- Na vodilo je lahko priključeno največ **15 naprav**.
- Vsaka naprava mora imeti svoj naslov oziroma hišno številko.
 - Vsem napravam se priredi poljubno naslovno število med 0 in 30. Tako imamo **31 naslovov** primarnega naslavljanja.
- Vodilo ima lahko maksimalno skupno dolžino 20 metrov
 - Tipično 2 metra med napravama.
- Prenos podatkov preko vodila je **omejen** na 1 M bajt na sekundo.
 - Takšna hitrost v praksi navadno ni dosežena, ker je **omejena** s hitrostjo najpočasnejše naprave v sistemu.





Slika 1.184: Priklopni konektor GPIB vodila

GPIB vodilo je sestavljeno iz **24 linij**, ki si jih delijo vsi priklopljeni instrumenti.

- **16 linij** se uporablja za prenos podatkov oziroma za **signale**,
- ostalih **8 linij** predstavlja skupni potencial - **maso**.

Signalne linije so razdeljene v naslednje skupine:

- **8 podatkovnih** linij;
- **5 linij** za **nadzor** in urejanje vodila;
- **3 linije** za nadzor prenosa podatkov – **handshake**.
 - Signalne linije uporabljajo 'negativno' logično določilo (low-true) s TTL nivoji.





pinoznaka	Ime signala	pinoznaka	Ime signala		
1	DIO1	Podatki	13	DIO5	Podatki
2	DIO2	Podatki	14	DIO6	Podatki
3	DIO3	Podatki	15	DIO7	Podatki
4	DIO4	Podatki	16	DIO8	Podatki
5	EOI	Podatki	17	REN	Remote Enable
6	DAV	Data Valid	18	GND	DAV ground
7	NRFD	Not Ready For Data	19	GND	NRFD ground
8	NDAC	Not Data Accepted	20	GND	NDAC ground
9	IFC	Interface Clear	21	GND	IFC ground
10	SRQ	Service Request	22	GND	SRQ ground
11	ATN	Attention	23	GND	ATN ground
12	Shield	Chassis ground	24	GND	Signal ground

Slika 1.185: Opis linij GPIB vodila

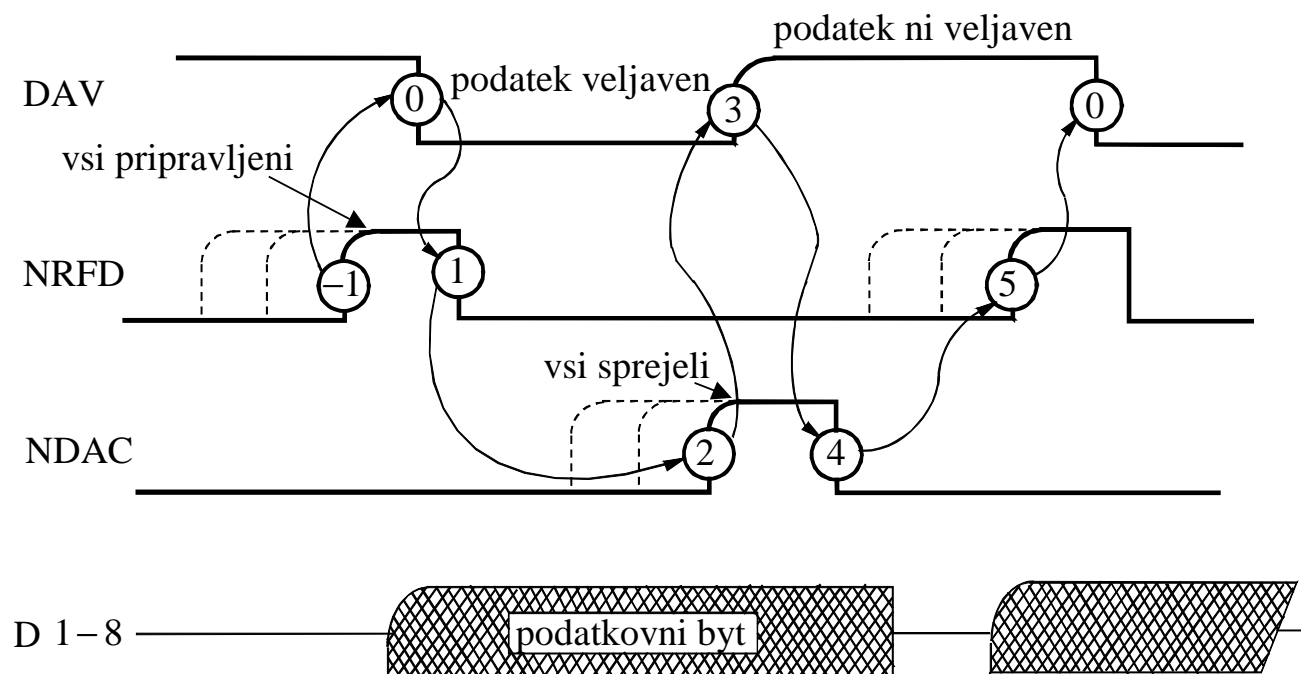
Osem podatkovnih linij, DIO1 do DIO8, je uporabljenih za prenos podatkov po en bajt hkrati. Vsaka od podatkovnih linij prenaša en bit. DIO1 je najmanj pomemben bit, medtem ko je DIO8 najbolj pomemben bit. Preneseni podatki so lahko podatki instrumenta ali pa sporočila vodila.





Prenos podatkov je zelo dobro zavarovan saj ga nadzorujeta:

- **3-bitno krmilno vodilo** za nadzor prenosa podatkov - **handshake**:
 - **DAV** - veljavni podatki,
 - **NRFD** - nepripravljenost na podatke,
 - **NDAC** - nesprejetost podatkov.



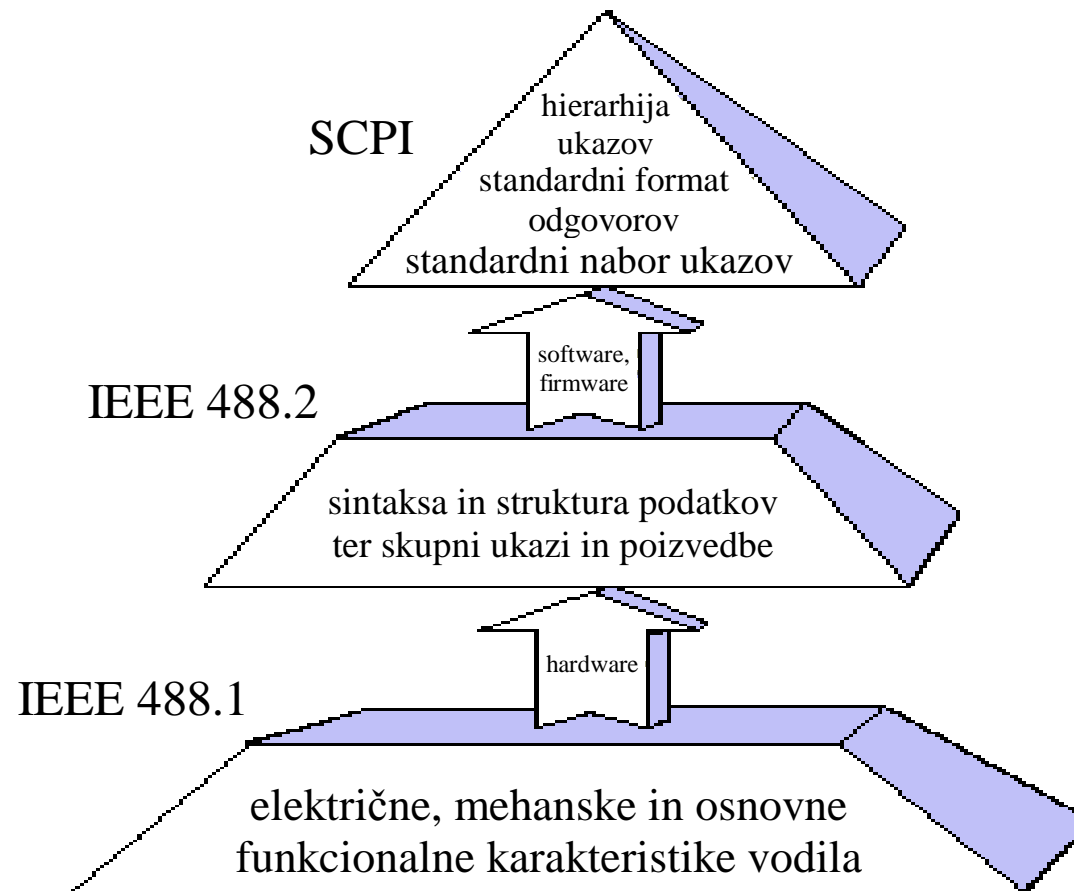
Slika 1.186: Časovni diagram nadzora prenosa podatkov - Handshake





- splošno **5-bitno vodilo za systemske funkcije** in vodenje:
 - **ATN** - pozor vsem na vodilu,
 - **IFC** - 'čiščenje' vodila,
 - **REN** - daljinsko krmiljenje,
 - **SRQ** - zahteva po servisiranju,
 - **EOI** - zaključek prenosa ali identifikacija.

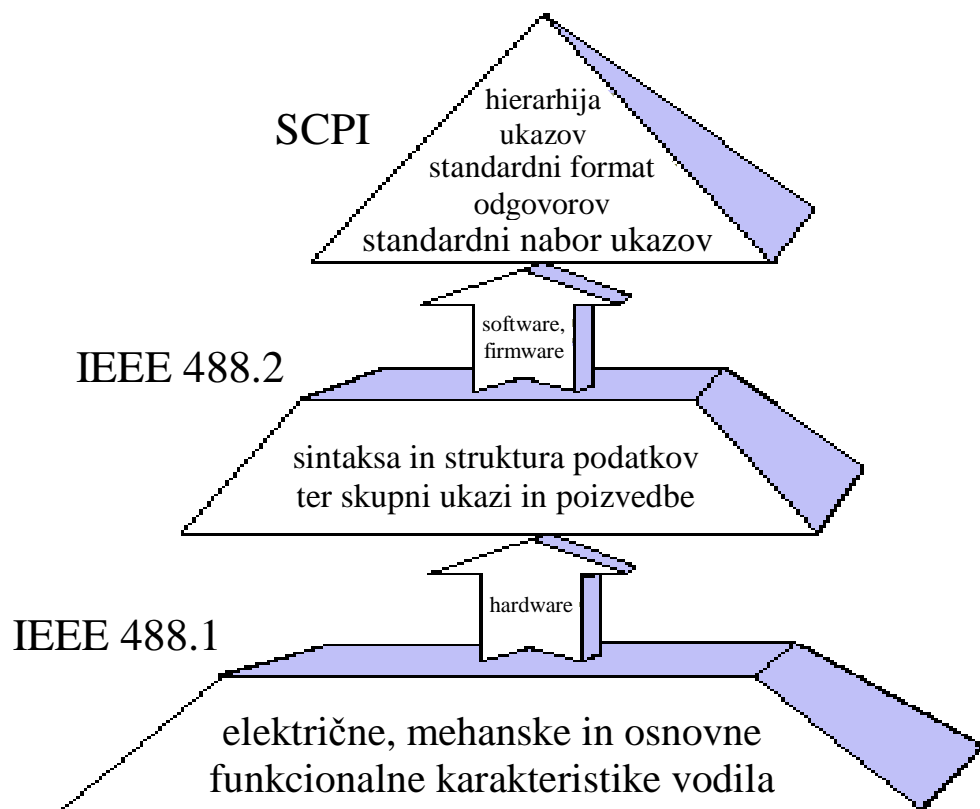




Slika 1.187: Nivojski diagram strukture GPIB standardov

Po vmesnih priporočilih IEEE 728 (1. 1982) o kodiranju in formatih za IEEE 488.1 standard, ki so vključevala različne podatkovne formate, je bil leta 1987 sprejet standard IEEE 488.2. Standard določa **kode, formate, protokole in skupne ukaze** za standard IEEE 488.1.





- Kontrolne naprave morajo imeti pri minimalni sposobnosti vgrajeni še funkciji: paralelno preverjanje (parallel polling) in daljinsko-lokalno obratovanje.
- Prvi najnižji nivo vodila določa standard IEEE 488.1.

Standard IEEE 488.2 opisuje drugi nivo – **sintakso in strukturo podatkov**.

- Določa npr., kateri ASCII znaki so uporabljeni za prenos podatkov.
- Določeni so tudi skupni ukazi in poizvedbe, ki so enaki za vse naprave in ukaze za preverjanje njihovega stanja.
- Vse naprave, ki ustrezajo IEEE 488.2 standardu, omogočajo:
 - sprejemanje in oddajanje podatkov,
 - zahtevo za servis ter
 - nastavitev osnovnega stanja naprave.





Podatkovni formati

Standard IEEE 488.2 določa širok nabor podatkovnih formatov, od desetiških števil do poljubnih nizov znakov.

- IEEE 488.2 je uvedel nov koncept: Forgiving Listening - Precise Talking (**široko sprejemanje, precizno oddajanje**), ki strogo omejuje oddajanje na določen niz formatov.
 - To omogoča komunikacijo novejših naprav s starejšimi.
 - Kot primer principa širokega sprejemanja, je enaka veljavnost malih in velikih znakov.

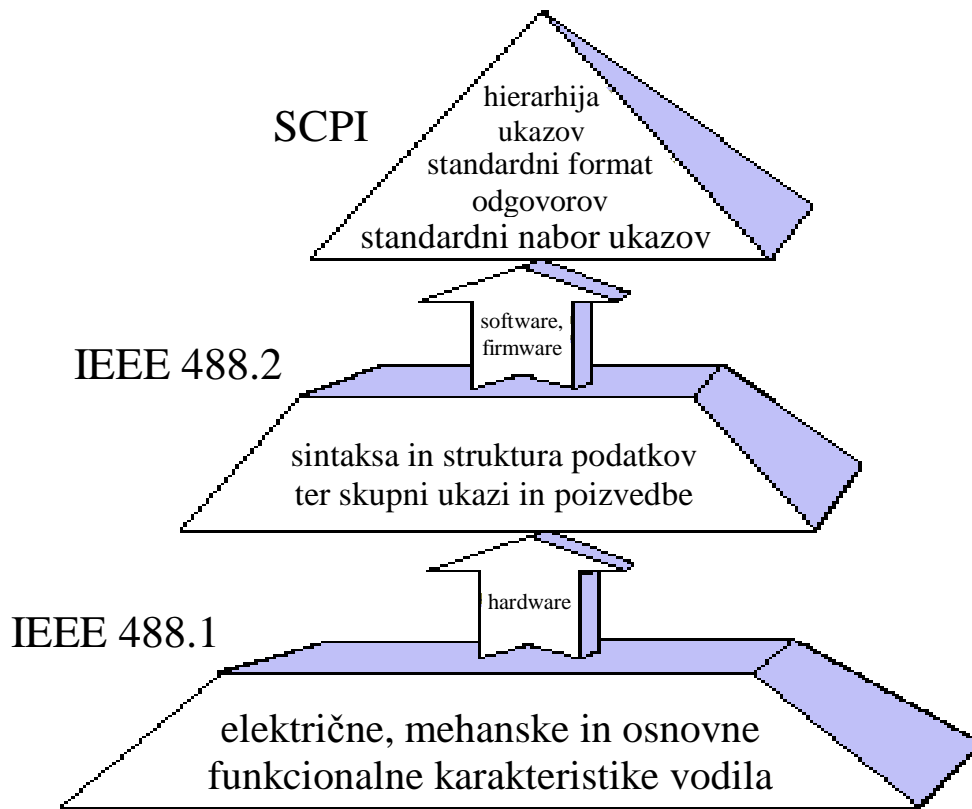




IEEE 488.2 standard določa **tri načine kodiranja** ukazov vmesnikom:

- **7-bitno ASCII** kodo za alfanumerične znake (po ANSI x3.4 - 1. 1977), kot skupno kodo za sporočila, ki so odvisna od naprave.
- **8-bitno dvojiško celoštevilčno kodo**; Podatek lahko vsebuje tolikokrat po 8 bitov, kolikor je potrebno. Podatki morajo biti desno poravnani in oblikovani v dvojiškem komplementu.
- **8-bitno dvojiško kodo s pomično vejico**, ki se uporablja za prenos dvojiško kodiranih števil s pomično vejico (standard IEEE 754 - 1. 1985), ki določa, da je vsako število predstavljeno s tremi polji (predznak, eksponent in mantisa), katerih dolžino določa izbrana natančnost.





- Zadnji najvišji nivo GPIB je predviden za sporočila, ki so določena in odvisna od proizvajalcev naprav. Vendar je tudi na tem nivoju prišlo leta 1990 do poenotenja v obliki SCPI jezika.

Standardni ukazi za programabilne inštrumente (Standard Commands for Programmable Instrumentation) oziroma kratko **SCPI** določila temeljijo na IEEE 488.2 standardu in definirajo standarden nabor ukazov, ki jih lahko uporablja GPIB komunikacijsko vodilo oziroma **katerokoli drugo** komunikacijsko **vodilo** (USB, Ethernet, RS 232...).





Lastnosti SCPI jezika

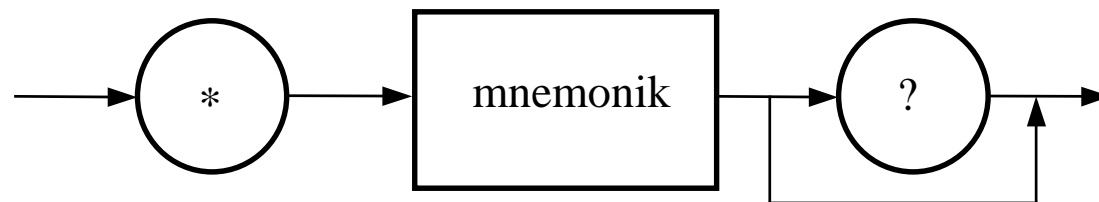
- Cilj SCPI jezika je **zmanjšati čas**, potreben za razvoj programov avtomatske merilne opreme.
- **Združljivost** med SCPI instrumenti dosežemo z uporabo **dosledno definiranih programskih sporočil**, odgovorov instrumentov in podatkovnih formatov, ne glede na proizvajalca.
- Ukazi so v obliki **ASCII kodiranih nizov**.
- Pri izbiri ukazov upoštevamo pravilo, ki pravi, da **za iste funkcije uporabimo iste ukaze**. Tako pridemo do standardnih imen, ki si jih tudi lažje zapomnimo.
- Ukazi so razdeljeni na **več nivojev**. Tako imamo možnost izvajanja enostavnih meritev, kot tudi zahtevnejših.





Ukaze instrumenta v obliki **mnemonikov** razdelimo v **tri skupine**:

- **skupni ukazi**: Z njimi kontroliramo funkcije, ki so skupne vsem SCPI instrumentom. Sintaksa je naslednja:



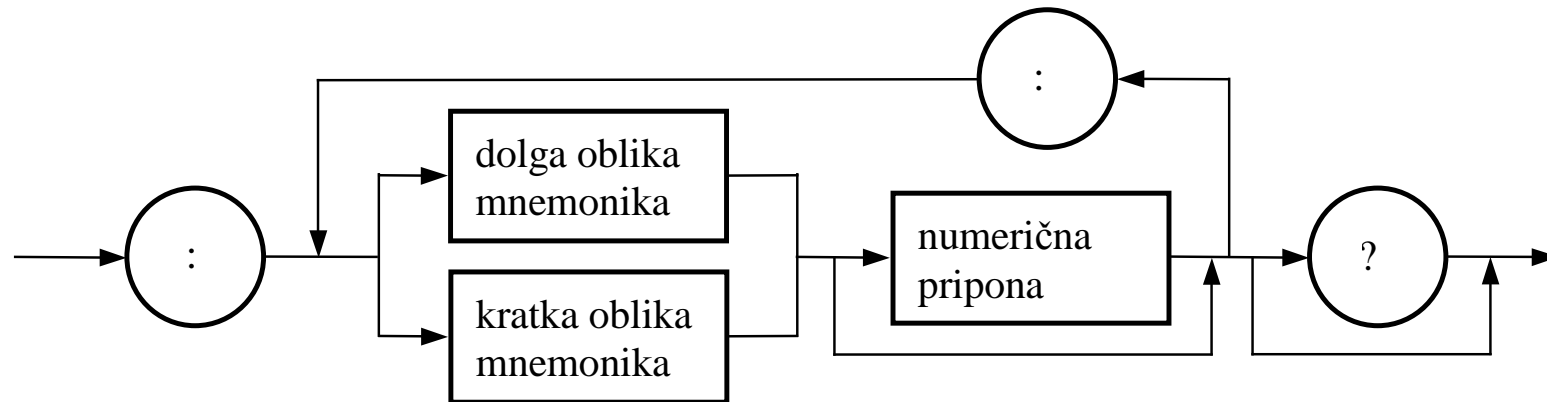
mnemonik	angleški opis	pomen
*CLS	Clear Status	brisanje statusa;
*IDN?	Identification Query	poizvedovanje o identifikaciji;
*RST	Reset	postavitev v osnovno stanje;

Slika 1.188: Oblikovanje skupnih ukazov in nekaj primerov





- **korenski ukazi:** Ti ukazi kontrolirajo osnovne funkcije instrumenta. Nahajajo se na **začetku drevesa** ukazov. Vsaka ključna beseda ima tako dolgo kot skrajšano obliko. Skrajšano obliko dobimo iz prvih štirih znakov besede, oziroma, če se beseda končuje s samoglasnikom, le tega izpustimo.



MEASure:VOLTage:DC? 1V, 0.01

Slika 1.189: Oblikovanje SCPI ukazov in primer korenskega ukaza MEAS?

- **podkorenski ukazi;** Podkorenski ukazi so zbrani pod skupnim vozliščem (korenskim ukazom) in omogočajo nadzor funkcionalnih delov instrumenta. Primer:

MEASure:VOLTage:DC? 1V, 0.01





Primeri uporabe SCPI jezika

Pri **enostavnih meritvah**, kjer ne potrebujemo natančnejših nastavitev instrumenta, je najbolj ustrezna uporaba ukaza MEASure.

MEASure:VOLTage:DC? 1V, 0.01

- Po sprejemu tega ukaza, instrument meri enosmerno napetost in izbere območje 1V z ločljivostjo 0,01V. Meritev opravi takoj in ne čaka na posebno proženje (MEAS? nastavi TRIGger:SOURce na IMMEDIATE).

Enako meritev povzročijo ukazi nižjega nivoja:

- | | |
|-------------------------------|----------------------------------|
| *RST | - postavitve v osnovno stanje |
| CONFigure:VOLTage:DC 1V, 0.01 | - nastavitve parametrov merjenja |
| INITiate;FETCh? (=READ?) | - sprožitev in branje podatkov |





Pri **časovno kritičnih meritvah** uporabimo zunanje proženje in ne moremo uporabiti ukaza MEASure. Namesto tega uporabimo:

CONFigure:VOLTage:DC 1V, 0.01 - nastavitev parametrov merjenja
TRIGger:SOURce EXTernal - proži naj zunanji signal
READ? - povpraševanje začne meritev in čaka na proženje (v tem primeru na zunanje) preden vrne rezultat.

Pri **večkratnih meritvah** shranjuje instrument rezultate meritev v začasni spomin.

CONFigure:VOLTage:DC 1V, 0.01
TRIGger:SOURce EXTernal;
SAMPle:COUNt 10 - po desetih zajetih vzorcih vrne deset ločenih rezultatov.
INITiate;FETCh?





Programirati moramo na **najvišjem možnem nivoju**, saj tako ohranjamo združljivost med instrumenti.

Nižje ukaze uporabimo le, ko nastavljamo **posebne zmogljivosti** instrumenta.





1.5.3 USB vodilo

USB (Universal Serial Bus) je serijski protokol za prenos podatkov.

Prvo verzijo USB 1.0 so predstavili leta 1998, z namenom da bi zmanjšali število različnih priključkov za naprave na osebni računalniku (PC-ju), kot so igralne palice, tiskalniki itd.

- Njegova prednost je bila velika hitrost v primerjavi z ostalimi vodili (12 Mbit/s), zato se je začel uporabljati tudi v **merilni instrumentaciji**.
- Verzija USB 2.0 (leto 2000) ima hitrost prenosa 480 Mbit/s;
- Verzija USB 3.0 (leto 2008) ima hitrost prenosa 4,8 Gbit/s.

Velika prednost vodila po standardu USB je tudi **široka podpora**, saj ga ima vgrajenega že večina računalniških sistemov.



Lastnosti

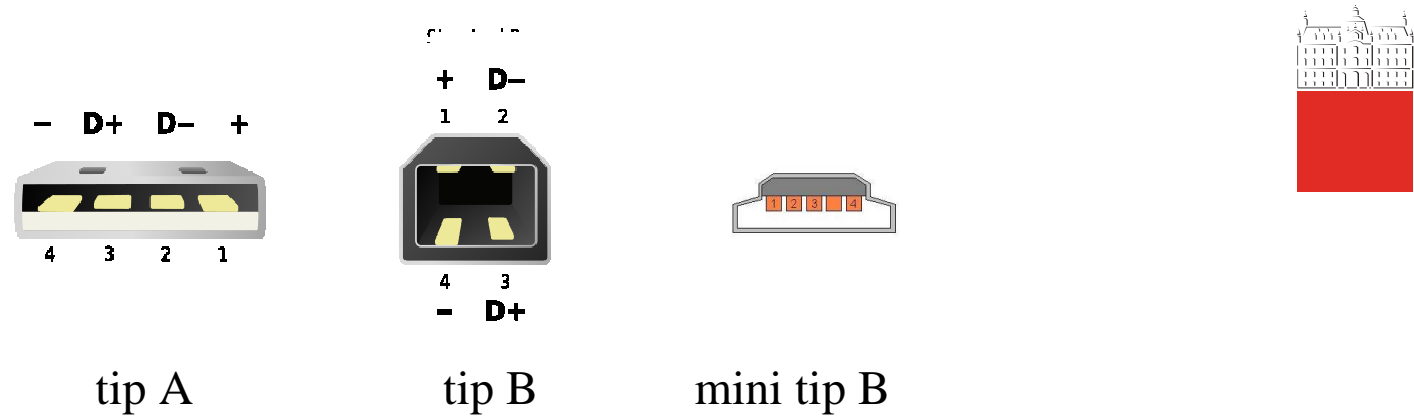


Slika 1.190: Notranjost USB kabla

USB standard uporablja zelo enostavno zgradbo priključkov ter kabla:

- V kablu sta **dve žici** uporabljeni za **prenos podatkov** in **dve žici** za **napajanje**.
- Priključene naprave je možno napajati prek USB kabla, kar še poveča uporabnost tega vodila.
 - Napajalna priključka (pin-a) sta malo daljša, kar pomeni, da ob fizičnem vklopu najprej priključimo napajanje, nato pa še priključka za prenos podatkov.

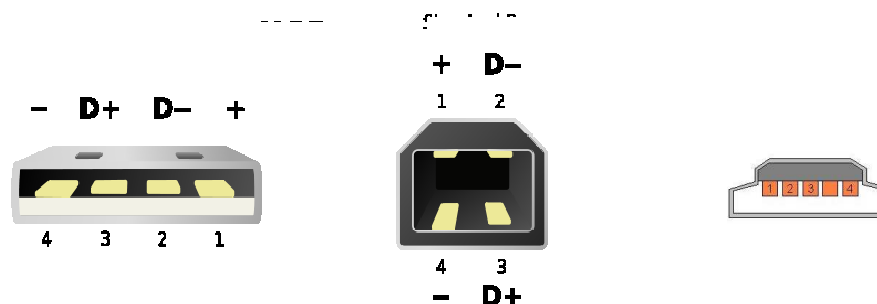




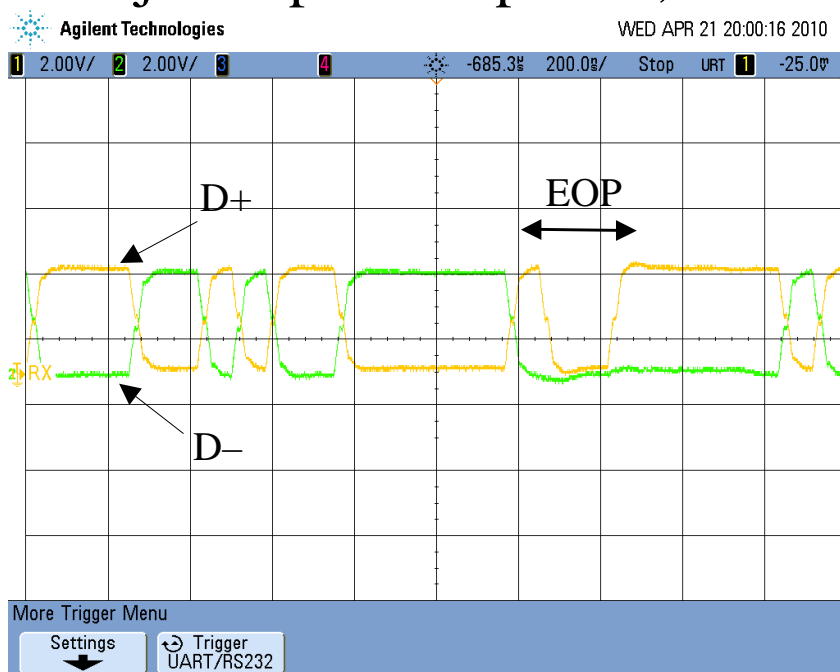
Slika 1.191: Tipi USB konektorjev

Poznamo dva tipa USB konektorjev: tip A in tip B.

- Konektorji **tipa A** so ponavadi povezani na vozlišče (hub) torej na **računalnik** ali USB razdelilec.
- Konektorji **tipa B** pa so zmeraj povezani na **naprave**. Tako se izognemo problemu, da bi dobili krožne električne povezave.
 - Obe verziji obstajata tudi v mini izvedbi Mini in tudi mikro konektorji so se razvili zaradi zmeraj večjega trga mini naprav (mobiteli, mp3 predvajalniki,...), na katerih ni prostora za implementacijo konektorja navadne velikosti.



- Priključka označena z '+' in '-' znakoma sta napajalna, na njih je konstanta napetost +5 V in maksimalni dovoljeni tok 500 mA.
- Ostala dva priključka 'D+', ter 'D-' sta **podatkovna**, potenciala na njih pa sta od 2,8 V do 3,6 V za visok nivo, ter od 0 V do 0,3 V za nizek nivo.
- Nivo na 'D+' je vedno invertiran glede na nivo na 'D-', razen ob zaključku prenosa paketa, ko oba padeta na nizek nivo.

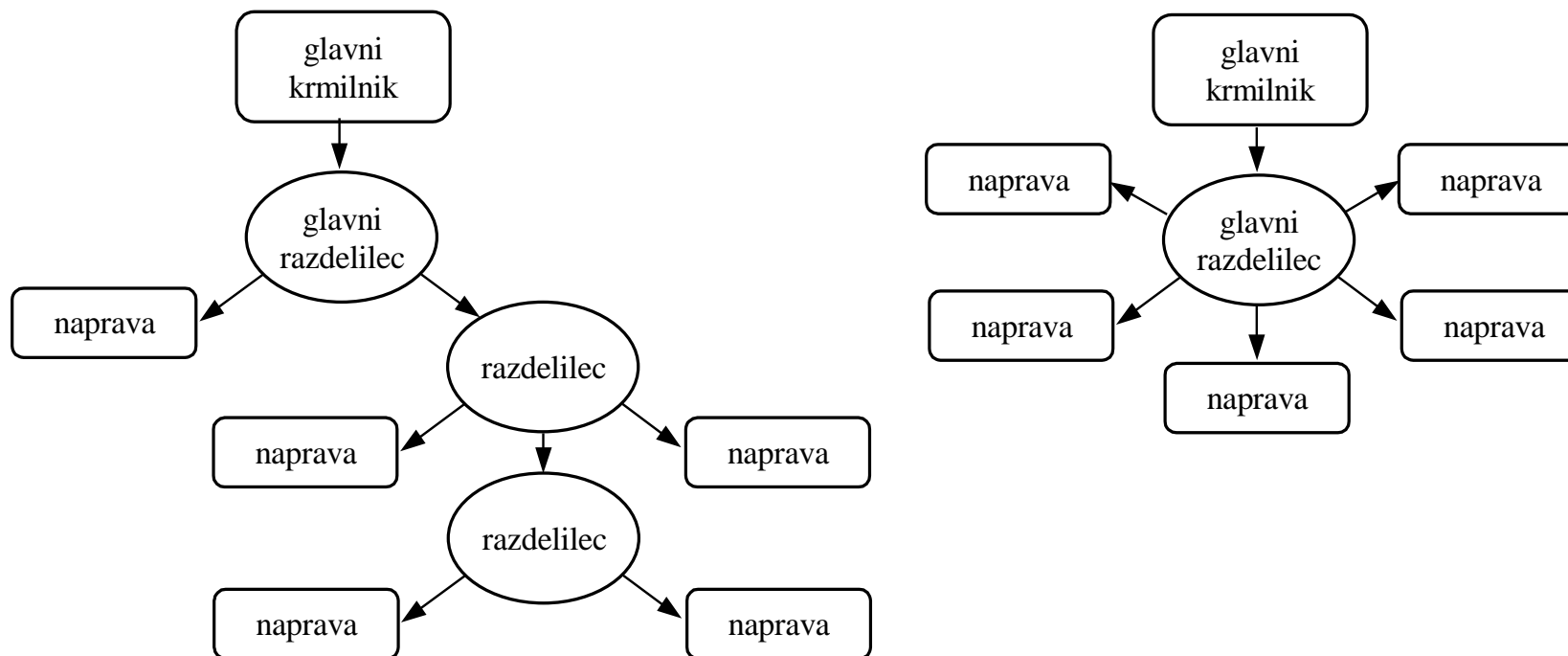


Največja dolžina kabla pri USB 1.0 je 3 m in pri USB 2.0 5 m.

- USB 3.0 nima omejitve, vendar moramo za maksimalne hitrosti uporabiti kabel dolžine do 3 m.

Slika 1.192: Zaključni del prenosa (End of Packet)





Slika 1.193: Priklop naprav v smislu piramide ali zvezde

- USB protokol deluje po načelu **master/slave** in v **polovičnem načinu**, kar pomeni, da sočasno lahko **samo ena naprava oddaja**, ostale pa poslušajo.
- Naprave povezujemo v piramidni način, kjer **glavni računalnik krmili vsa USB vrata**. Na ta način je možno priključiti do **127 različnih naprav**, saj USB uporablja 7 bitne naslove.
 - Naslov '0' je rezerviran za naprave, ki še nimajo naslovov.





Napravi je ob priključitvi poslana informacija o:

- zahtevani **hitrosti**,
- **načinu prenosa** podatkov,
- dovoljeni **velikosti podatkovnih paketov**,
- prioritete in
- naslov.
 - Vse to krmili glavni računalnik, ki lahko vključi oz. izključi posamezna vrata, prepozna ali je naprava priključena, preverja napake, čaka in prepoznavna odzive naprav,



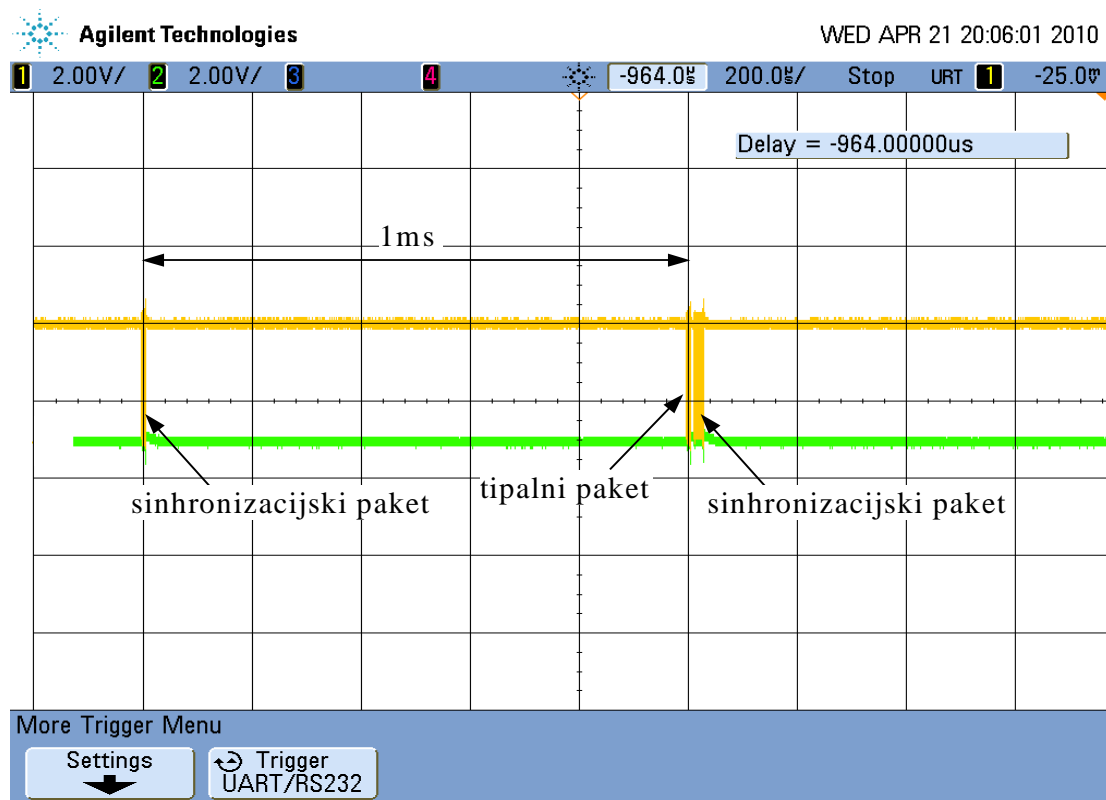


Vsaka naprava uporablja določen **način prenosa** podatkov:

- **Izohroni** ('enakodolgi') prenos.
 - Prenos pri katerem je bolj pomembna konstantna hitrost prenosa, kot pa preverjanje pravilnosti podatkov. Primer takega prenosa je prenos zvoka ali videa.
- **Prekinitveni** prenos.
 - Omogoča hitri prenos za naprave, ki potrebujejo veliko odzivnost, vendar je količina prenesenih podatkov majhna. Primer miška, tipkovnica.
- **Veliki** prenos.
 - Omogoča prenos velikih količin podatkov, z najvišjo možno hitrostjo, ki pa ni določena. Primer prenos datotek.
- **Nadzorni** prenos.
 - Se uporablja za kratke hitre ukaze.



Sinhronizacija

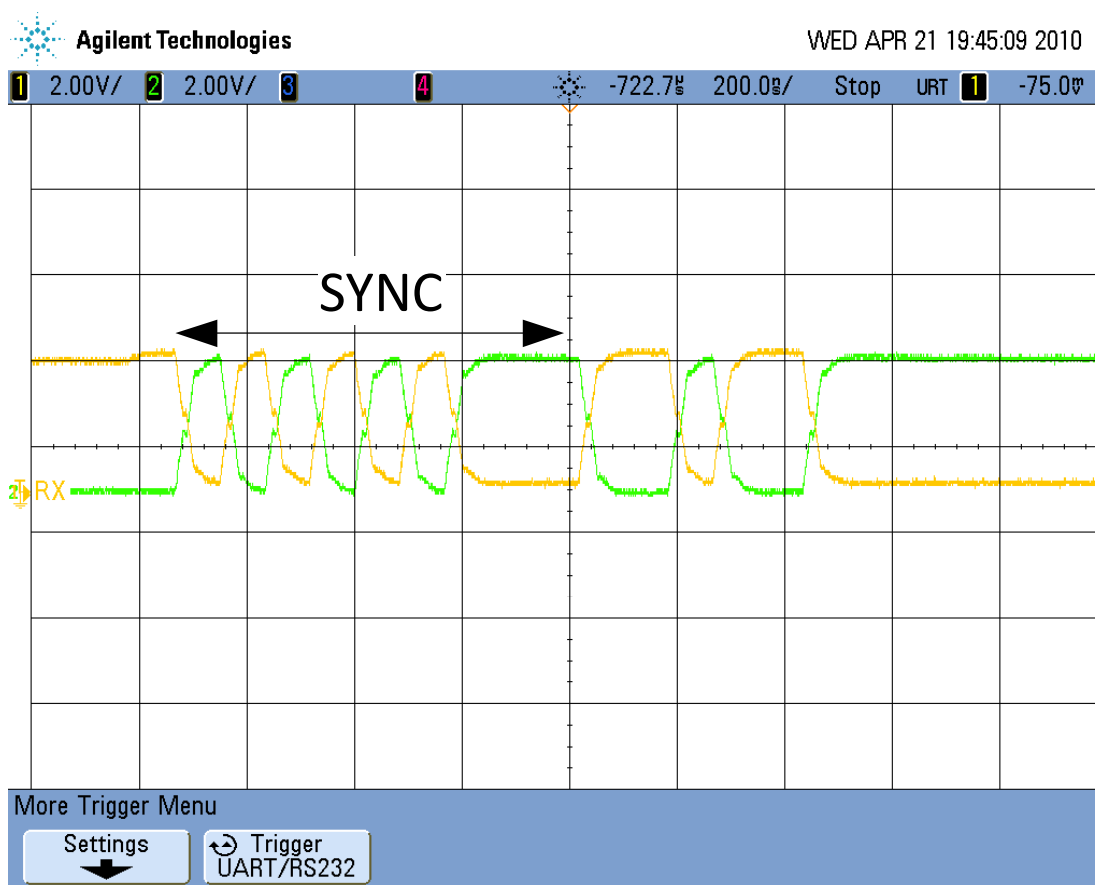


Slika 1.194: Sinhronizacija USB 1.0 vodila

Glavni računalnik v **rednih določenih časovnih intervalih** pošilja napravam posebne sinhronizacijske pakete. Ta paket je poslan iz glavnega krmilnika vsako $1\text{ ms} \pm 500\text{ ns}$.

- Pri USB 2.0 pa vsakih $125\ \mu\text{s} \pm 62.5\text{ ns}$.

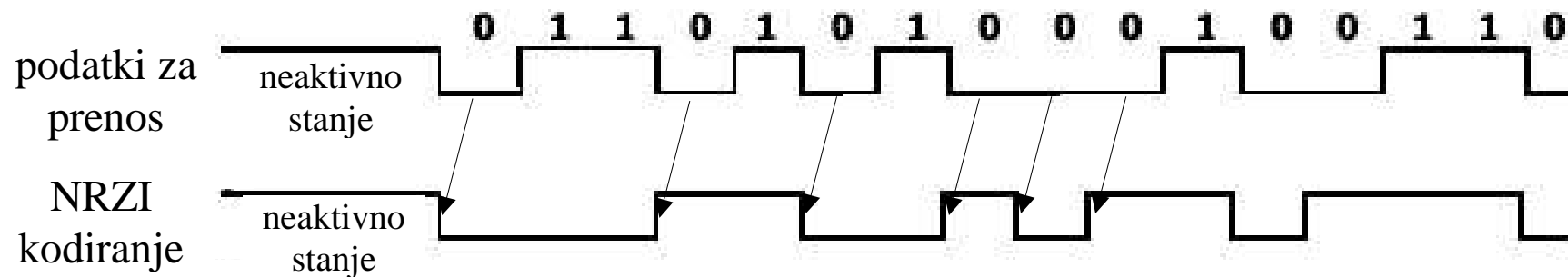




Slika 1.195: Sinhronizacijski del paketa za USB 1.0

Vsak prenos podatkovnega paketa se začne z sinhronizacijskim poljem. To polje je dolgo 8 bitov pri USB 1.0, ter 32 bitov pri USB 2.0. Sestavljeno je iz samih 0, zadnji bit pa je 1.





Slika 1.196: NRZI kodiranje

Pred samim prenosom podatke kodiramo po sistemu NRZI (Non Return to Zero Invert). Pri tem kodiranju **logična 1** pomeni, da se **nivo ne sme spremeniti**, **logična 0** pa zahteva **spremembo nivoja**.

- Posledično paket samih ničel pomeni spreminjanje nivoja ob vsakem urinem pulzu.

Podatki se prenašajo v smislu »najmanj pomemben bit prvi« (LSB first).





Prenos podatkov se izvrši v paketih. Vsak prenos je sestavljen iz treh različnih paketov:

- **Token Packet** (definira vsebino naslednjega paketa);
- **Data Packet** (ni obvezen);
- **Status Packet** (potrdi/zavrne prenos podatkov).

Pakete sestavljajo:

- **PID** (Packet ID) je polje dolgo 8 bitov, ki identificira posamezne tipe paketov. Sam PID je dolg 4 bite, vendar so zaradi varnosti dodani še 4 biti, ki so negacije prvih štirih.
- **Endpoint** je sestavljen iz 4-bitov, torej ima vsaka naprava lahko 16 različnih endpointov oz funkcionalnosti.
- **CRC** (Cyclic Redundancy Check) je varnostni mehanizem, ki zaznava, če so bili podatki poškodovani (spremenjeni) med prenosom.
- **EOP** (End of packet) signalizira konec paketa. Signalizira ga tako da oba podatkovna voda padeta na nizki nivo za časovni interval dveh prenesenih bitov.





Kot vsako vodilo, ima tudi USB vodilo kontrolo prenosa s *Handshake* paketi. Ti paketi označujejo stanje prenosa, sestavljeni so samo iz PID.

- ACK – potrjuje, da je bil paket sprejet;
- NAK – javi, da paket ni bil sprejet;
- STALL – javi, da je na napravi napaka.





1.5.4 LAN

LAN (ang. *Local Area Network*) pomeni lokalno mrežo, ki na nekem **geografsko omejenem območju** (stavba, podjetje, univerza,...) komunikacijsko **povezuje** različne naprave.

Ker so te naprave med seboj funkcionalno lahko zelo različne (npr. merilne naprave, računalnik, kamera ipd.) in ker se tovrstna omrežja lahko povezujejo v geografsko širša javna omrežja **WAN** (ang. *wide area network*), je tudi zasnova vodila oz. omrežja **veliko kompleksnejša** kot npr. pri RS232, GPIB in tudi USB.

- Zaradi tega obstajajo določena pravila oz. **komunikacijski protokoli**, ki zagotavljajo, da vsaka naprava točno razume, kako bo poslala in sprejela informacijo.





Določeno mora biti:

- **format** podatkov;
- **način**, ali se bodo podatki pošiljali kontinuirano ali v intervalih;
- **hitrost** prenosa;
- ali bo komunikacija potekala istočasno v obe smeri (full duplex) ali pa se bo izmenično pošiljala in sprejemala (half duplex);
- ali bodo podatki stisnjeni ali pa razdeljeni v manjše pakete;
- kako bo zagotovljena celovitost informacije ipd.





Komunikacija poteka v **več nivojih** ali plasteh, pri čemer je najnižji t.i. fizični nivo. Leta 1984 je menarodna organizacija za standardizacijo (ISO) podala konceptualni okvir za komunikacijo v obliki t.i. **OSI referenčnega modela** (ang. *Open Systems Interconnection*). Ta opisuje **7 plasti komunikacije**:

- najnižja fizična plast (ang. *physical layer*),
- povezovalna plast (ang. *data link layer*),
- omrežna plast (ang. *network layer*),
- transportna plast (ang. *transport layer*),
- sejna plast (ang. *session layer*),
- predstavitevna plast (ang. *presentation layer*),
- aplikacijska plast (ang. *application layer*).





Zaradi nagle ekspanzije in odprtosti interneta se ISO pobuda v obliki OSI modela ni prijela, tako da danes služi bolj za konceptualno razlago tovrstne komunikacije. Nadomestil ga je bolj znani **TCP/IP** - Transmission Control Protocol/ Internet Protocol (znan tudi kot internetni protokol), ki ne uporablja filozofijo plasti, vsebuje pa kljub temu veliko podobnosti.

- TCP/IP opredeljuje plasti od omrežne do aplikacijske, medtem ko spodnji dve, povezovalno in fizično, predpisuje družina standardov z oznako **IEEE 802**.
 - Gre za vrsto obsežnih standardov IEEE 802.xx, ki predpisujejo prvi dve plasti OSI modela.





Družina standardov IEEE 802.xx opisuje vse fizične in mehanske zahteve, kot so:

- vrste kablov,
- napetostni nivoji,
- mejne frekvence, modulacije,
- hitrost prenosa,
- priključki idr.

Opisuje tudi načine, kako se te mreže (vodila) širijo **preko stikal** (ang. *switch*), **usmerjevalnikov** (ang. *router*) ter kako se povezujejo na javna komunikacijska omrežja WAN.





V **merilni tehniki** je možnost priključitve instrumenta na LAN v naglem porastu in ga podpirajo vsi naprednejši instrumenti.

- Glede na trenutni razvoj si pod LAN vodilo običajno predstavljamo podporo žičnemu Ethernetu, IEEE 802.3, preko neoklopljene parice (UTP kabla).

LAN je v primerjavi z drugimi oblikami komunikacije med merilno instrumentacijo **kompleksnejši**, zaradi česar mora za isto informacijo (npr. izmerjeno napetost) vključiti vrsto dodatnih podatkov iz vseh plasti.

Kljub temu je zaradi precej **višjih hitrosti**, ki so posledica boljših izkoristkov kablov, ter **odprtosti** komuniciranja (ves svet) to **vodilo v prednosti**.



2. MERILNI MOSTIČI IN KOMPENZATORJI



Pri merilnih mostičih in kompenzatorjih **primerjamo neznano** veličino **z znano**.

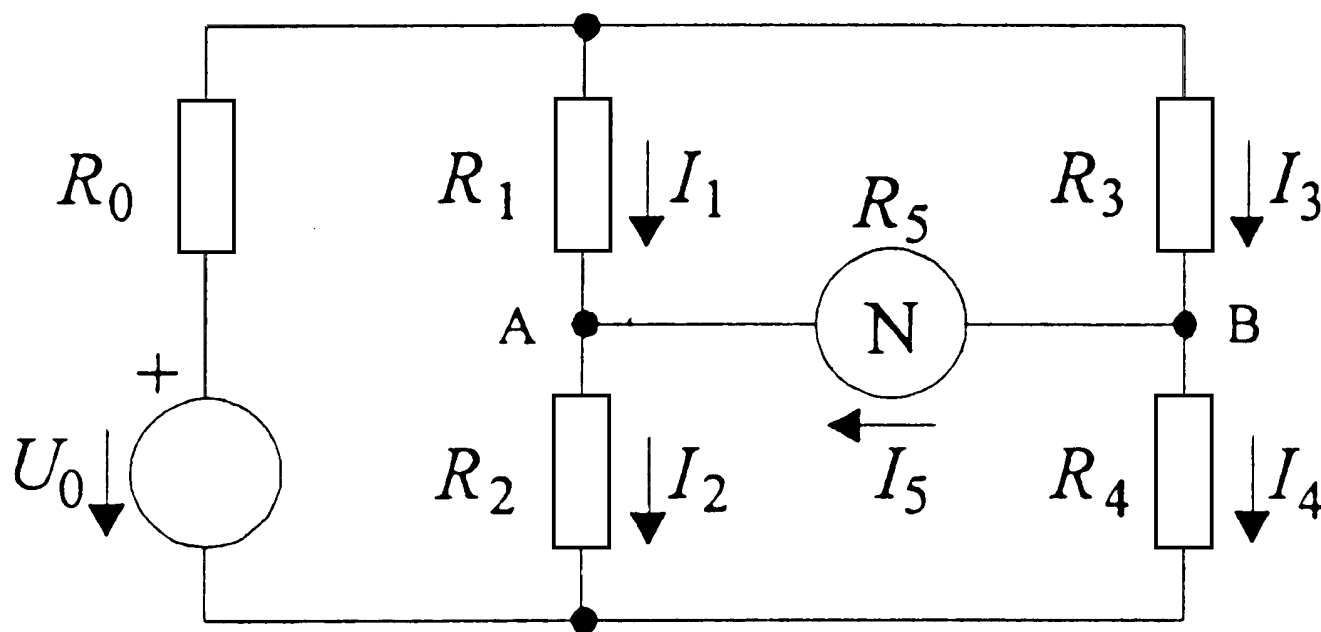
Dosegajo se **velike točnosti** merjenja:

- **enosmerni mostič:**
 - ohmske upornosti,
- **izmenični mostič:**
 - induktivnosti,
 - medsebojne induktivnosti,
 - kapacitivnosti,
 - faktor izgub,
 - frekvence itn.
- **enosmerni kompenzator:**
 - enosmerne napetosti,
- **izmenični kompenzator:**
 - izmenične napetosti.





2.1 Enosmerni mostič



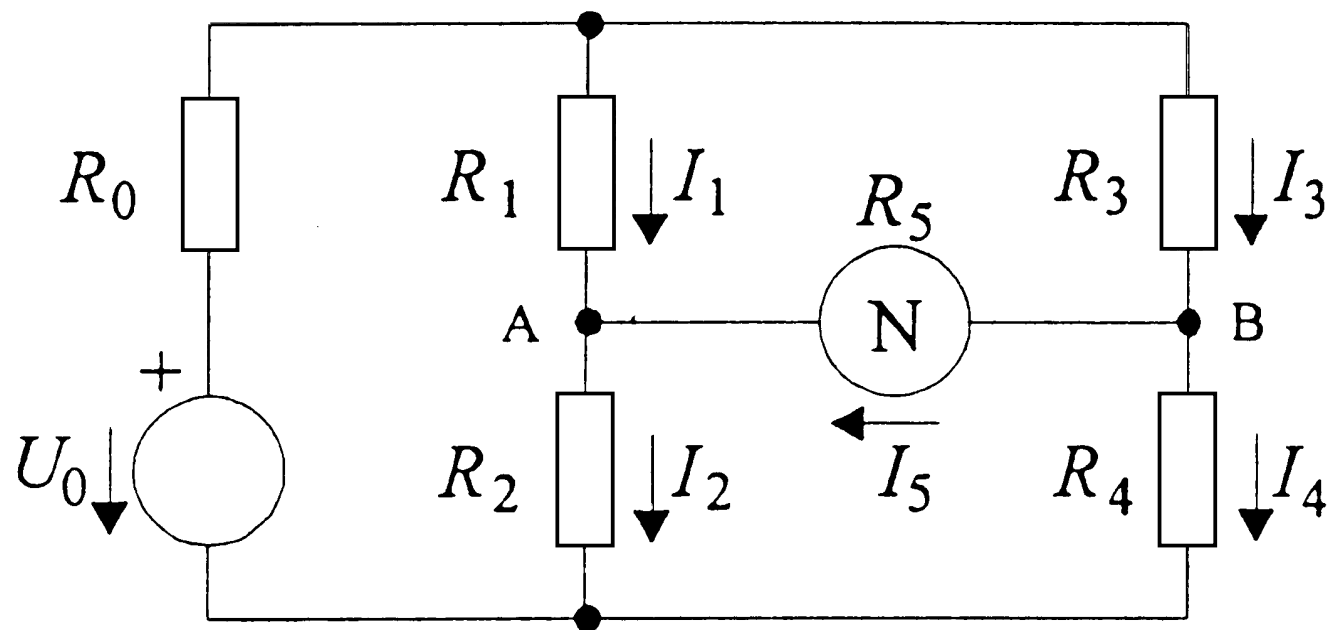
Slika 2.1 Enosmerni mostič

Sestavljajo ga:

- **štirje** v zanko vezani **upori**,
- v eno **diagonalo** je priključen enosmerni napetostni (tokovni) **vir**,
- v drugo pa **ničelni indikator**.



2.1.1 Uravnovešen Wheatstonov mostič



Ravnovesna enačba:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4}$$

ali $R_1 R_4 = R_2 R_3$

Če v diagonali A-B ne teče tok $I_5 = 0$, je mostič v ravnovesju:

- enakost napetosti: $I_1 R_1 - I_3 R_3 = 0$ in $I_2 R_2 - I_4 R_4 = 0$
- enakost tokov: $I_1 = I_2$ in $I_3 = I_4$





Lastnosti uravnovešenega Wheatstonovega mostiča:

- ena od štiri uporosti je **merjena veličina** (ponavadi R_1),
 - **poznati** moramo R_2 in **stalno razmerje** R_3 in R_4 :

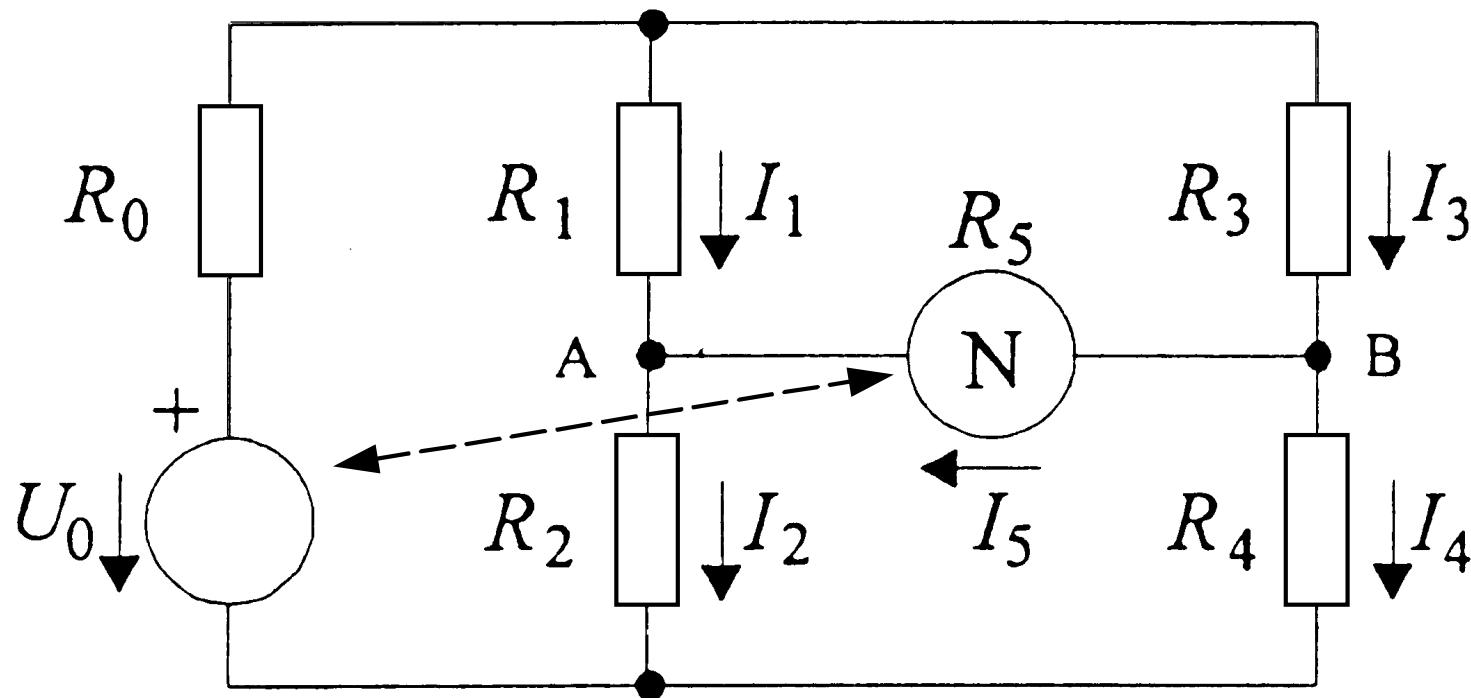
$$R_1 = R_2 \left(\frac{R_3}{R_4} \right)$$

- ali R_3 in stalno razmerje R_2 in R_4 :

$$R_1 = R_3 \left(\frac{R_2}{R_4} \right)$$

- notranja napetost U_0 in upornost R_0 napajalnega vira **ne vplivata na ravnovesje**,

- če je mostič v ravnovesju, je **v ravnovesju tudi mostič z zamenjanima položajema** napetostnega vira in ničelnega indikatorja.

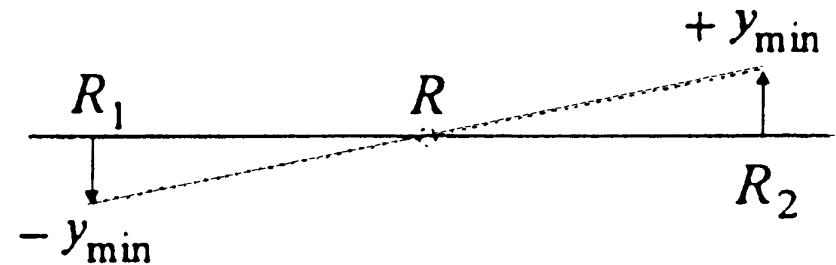
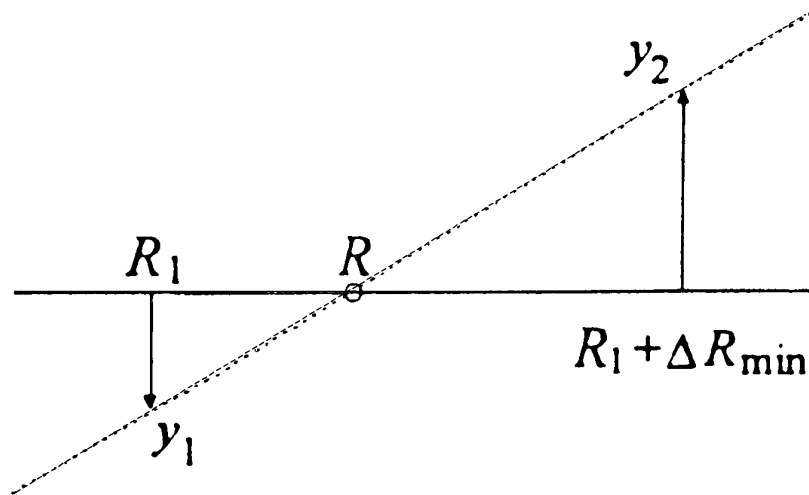


Slika 2.2 Enosmerni Wheatstonov mostič



Z odklonskim instrumentom – ničelnim indikatorjem – le ugotavljamo izenačenje - **ravnovesno stanje**.

- ni potrebna točnost temveč zadostna **občutljivost!**



a)

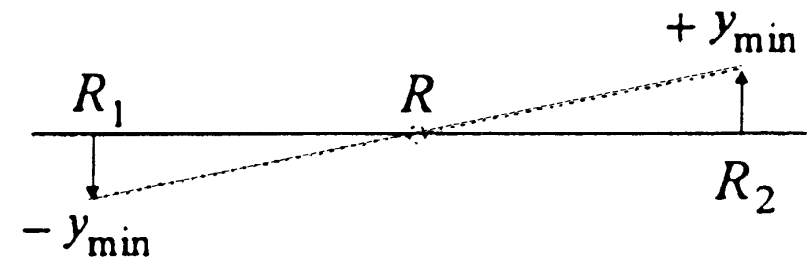
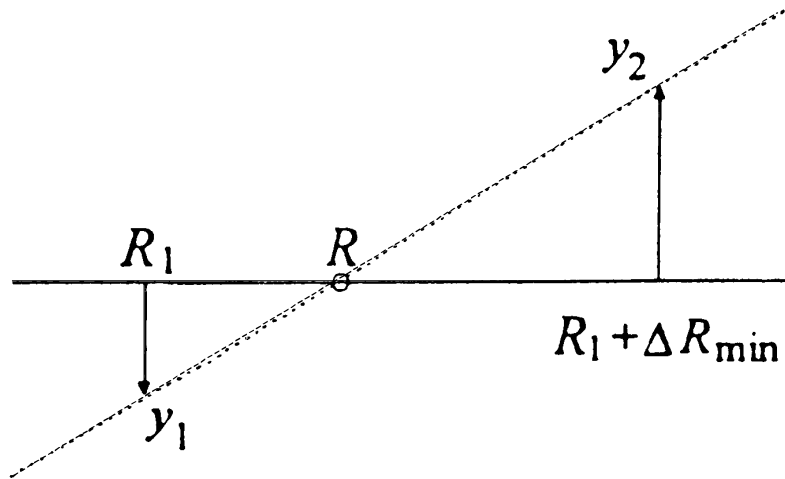
b)

Slika 2.3 Prevelika in premajhna občutljivost

- Če je **občutljivost prevelika**, težko vzpostavimo ravnovesje – **z linearno interpolacijo**:

$$\frac{R - R_1}{y_1} = \frac{\Delta R_{\min}}{y_1 + y_2} \Rightarrow R = R_1 + \frac{y_1}{y_1 + y_2} \Delta R_{\min}$$





- Če je občutljivost premajhna, ne zaznamo majhnih sprememb (npr. $(\Delta R)_q \approx R_2 - R_1$ - v ravnovesju).
- ločljivost naprave in standardna negotovost:

$$u(R)_q = \frac{(\Delta R)_q}{2\sqrt{3}} - \text{čim manjša proti } u_c(R_x)$$

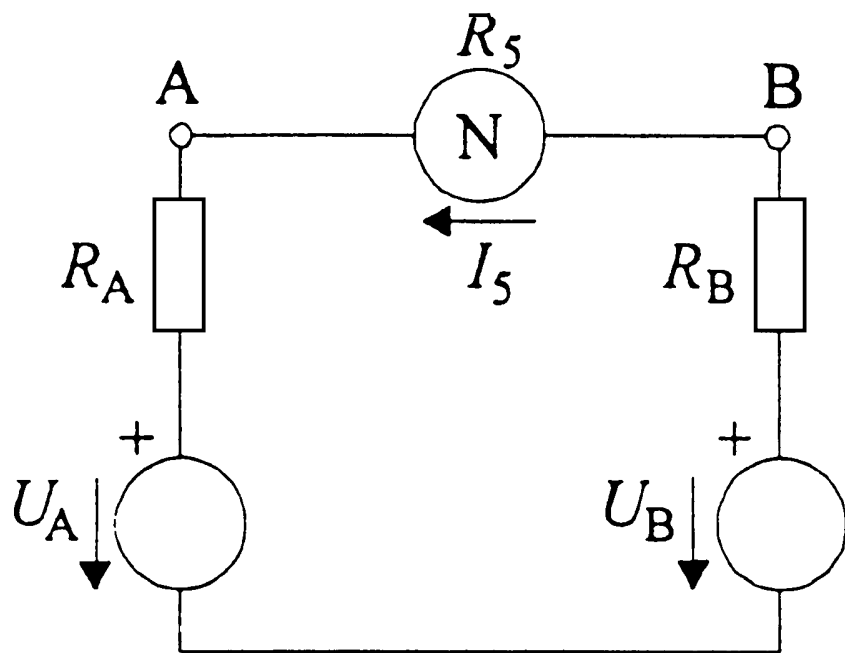


2.1.1.1 Ločljivost mostiča

Zanima nas, kako sta **povezani relativna ločljivost** pri določanju vrednosti upora R_1 in **ločljivost ničelnega indikatorja** (npr.: ΔI_5)

$$\Delta R_1 / R_{10} \leftrightarrow \Delta I_5$$

Tok I_5 ničelnega indikatorja



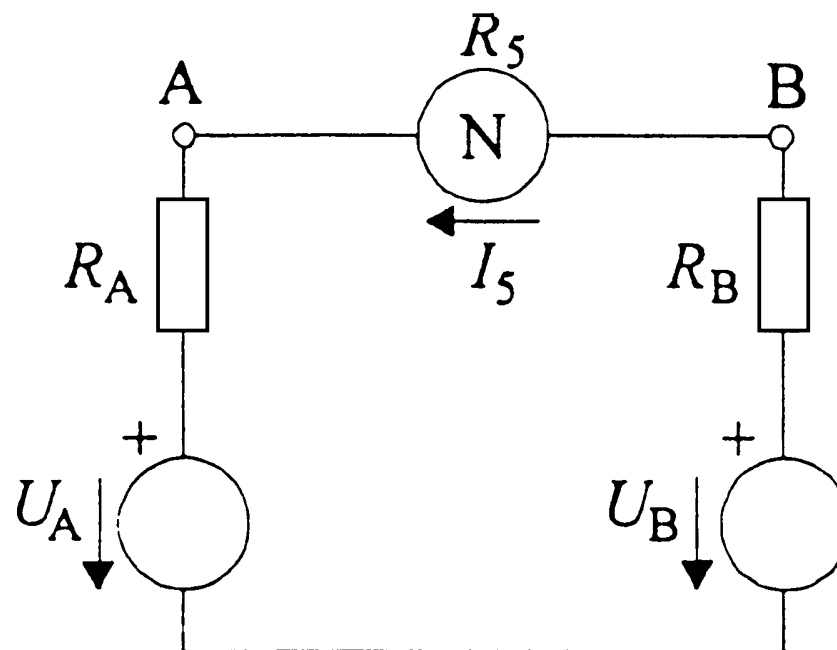
Nadomestni napetosti sta:

$$U_A = U_0 \frac{R_2}{R_1 + R_2} ; U_B = U_0 \frac{R_4}{R_3 + R_4}$$

Nadomestni upornosti sta:

$$R_A = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} ; R_B = \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4}$$

Slika 2.4 Nadomestno vezje za mostič z idealnim napetostnim virom



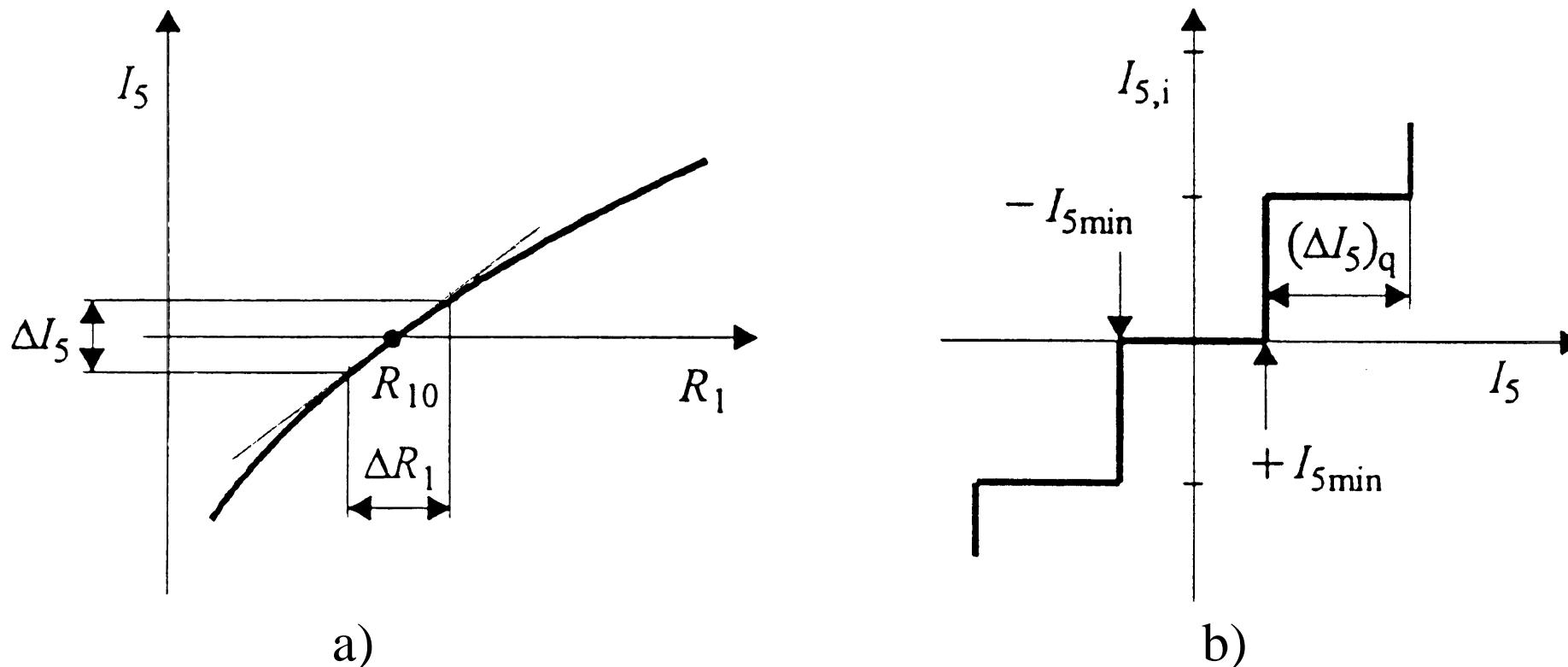
Tok ničelnega indikatorja z R_5 : $I_5 = \frac{U_B - U_A}{R_A + R_B + R_5} \Rightarrow$

$$I_5 = U_0 \frac{R_1 R_4 - R_2 R_3}{R_1 R_2 (R_3 + R_4) + R_3 R_4 (R_1 + R_2) + R_5 (R_1 + R_2) (R_3 + R_4)}$$



$$I_5 = U_0 \frac{R_1 R_4 - R_2 R_3}{R_1 R_2 (R_3 + R_4) + R_3 R_4 (R_1 + R_2) + R_5 (R_1 + R_2) (R_3 + R_4)}$$

Spreminjanje toka I_5 v odvisnosti od R_1 v ravnovesni legi:



Slika 2.5 Tok ničelnega indikatorja v odvisnosti od upornosti R_1 in njegova ločljivost

Če je tok $I_5 = 0$, je **ravnovesje**: $R_1 = R_{10} = \frac{R_2 R_3}{R_4}$



$$I_5 = U_0 \frac{R_1 R_4 - R_2 R_3}{R_1 R_2 (R_3 + R_4) + R_3 R_4 (R_1 + R_2) + R_5 (R_1 + R_2) (R_3 + R_4)}$$

Sprememba toka v ravnovesni legi:

$$\left(\frac{dI_5}{dR_1} \right)_{R_{10}} = \frac{U_0 R_4}{R_{10} R_2 (R_3 + R_4) + R_3 R_4 (R_{10} + R_2) + R_5 (R_{10} + R_2) (R_3 + R_4)}$$
$$\frac{\Delta I_5}{\Delta R_1} = \frac{U_0}{R_{10} [R_{10} + R_2 + R_3 + R_4 + R_5 (R_{10}/R_2 + 2 + R_2/R_{10})]}$$

Občutljivost mostiča v okolici ravnovesne lege:

$$S = \frac{\Delta I_5}{\Delta R_1 / R_{10}} = \frac{U_0}{R_{10} + R_2 + R_3 + R_4 + R_5 (R_{10}/R_2 + 2 + R_2/R_{10})}$$

- **odvisna od:**
 - **napetosti U_0 ,**
 - **in vseh upornosti mostiča vključno z R_5**





Kolikšna relativna upornost $\Delta R_1/R_{10}$ spremeni tok ničelnega indikatorja za ΔI_5 ?

in obratno:

Kako veliko relativno spremembo upornosti zaznamo s spremembo toka ničelnega indikatorja za ΔI_5 ?

$$\frac{\Delta R_1}{R_{10}} = \frac{\Delta I_5}{U_0} \left[R_{10} + R_2 + R_3 + R_4 + R_5 \left(\frac{R_{10}}{R_2} + 2 + \frac{R_2}{R_{10}} \right) \right]$$

Če je ΔI_5 **enaka ločljivosti** ničelnega indikatorja $(\Delta I_5)_q$, dobimo (relativno) **ločljivost Wheatstonovega mostiča**:

$$\delta_q = \frac{(\Delta R_1)_q}{R_{10}} = \frac{(\Delta I_5)_q}{U_0} \left[R_{10} + R_2 + R_3 + R_4 + R_5 \left(\frac{R_{10}}{R_2} + 2 + \frac{R_2}{R_{10}} \right) \right]$$

• **odvisna od:**

- napetosti U_0 ,
- vseh upornosti mostiča vključno z R_5 ,
- **in ločljivosti ničelnega indikatorja!**





Ločljivost Wheatstonovega mostiča:

$$\delta_q = \frac{(\Delta R_1)_q}{R_{10}} = \frac{(\Delta I_5)_q}{U_0} \left[R_{10} + R_2 + R_3 + R_4 + R_5 \left(\frac{R_{10}}{R_2} + 2 + \frac{R_2}{R_{10}} \right) \right]$$

2.1.1.2 Standardna negotovost zaradi ločljivosti

**Iz ločljivosti mostiča izvira (relativna)
standardna negotovost:**

$$w(R_1)_q = \frac{u(R_1)_q}{R_{10}} = \frac{1}{2\sqrt{3}} \frac{(\Delta R_1)_q}{R_{10}} = \frac{\delta_q}{2\sqrt{3}}$$





Ali drugače izpeljano:

- če ne zaznamo manjšega toka kot $\pm I_{5\min}$ imamo v poleg $R_1 = R_2 R_3 / R_4$ še nek majhen delež $(\Delta R_1)_q$ zaradi ločljivosti ničelnega indikatorja $(\Delta I_5)_q$

$$R_1 = \frac{R_2 R_3}{R_4} + (\Delta R_1)_q$$

$$R_1 = \frac{R_2 R_3}{R_4} + \frac{(\Delta I_5)_q}{U_0 R_4} [R_1 R_2 (R_3 + R_4) + R_3 R_4 (R_1 + R_2) + R_5 (R_1 + R_2) (R_3 + R_4)]$$

$R_1 = R_2 R_3 / R_4$ je ideal, ki se mu z eksperimentom samo približamo (ker $(\Delta I_5)_q$ ni nič, tudi $(\Delta R_1)_q$ ni nič!)

vzpostavimo le **približno ravnovesje mostiča.**





2.1.1.3 Merilno območje Wheatstonovega mostiča

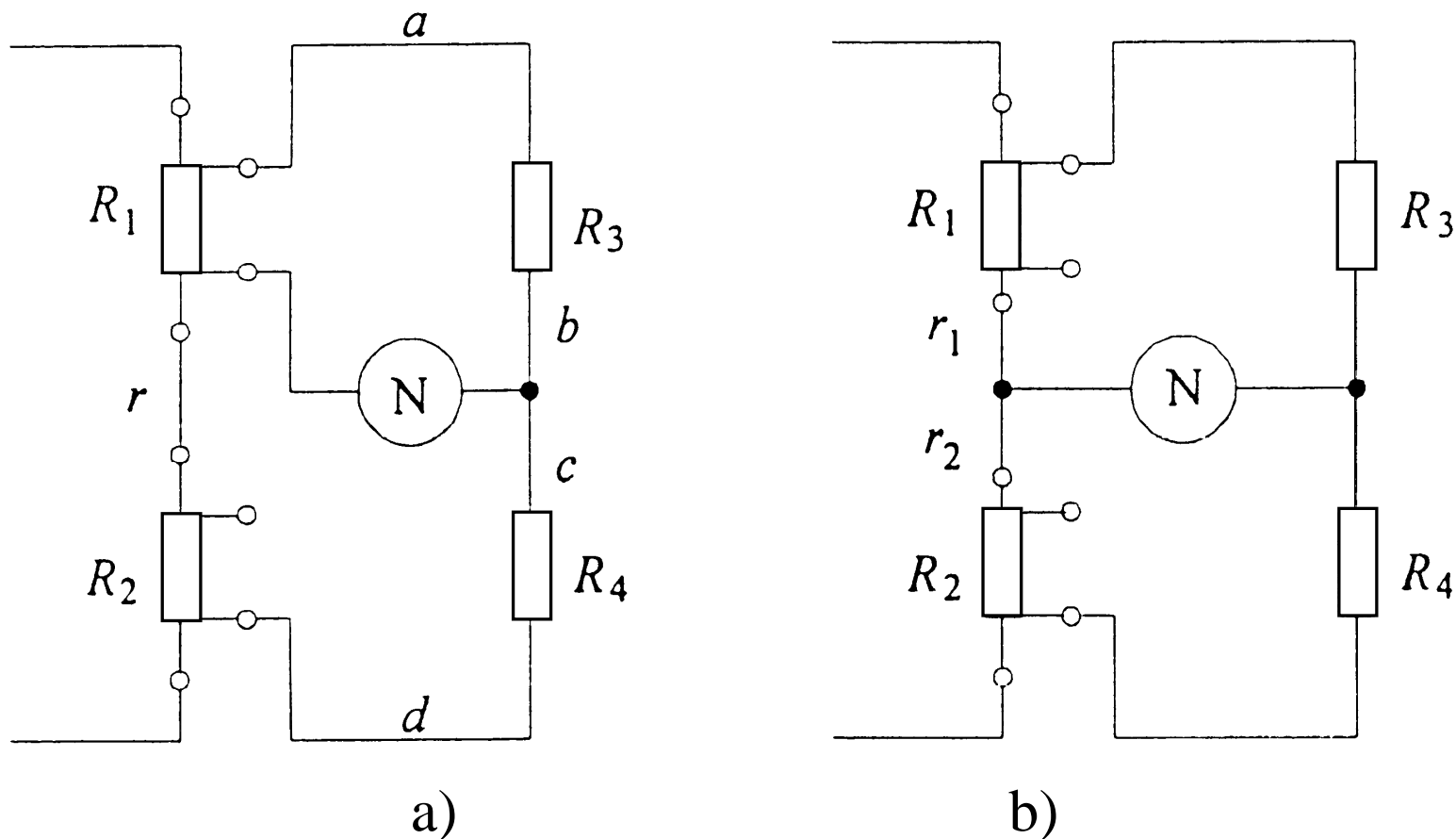
Merilno območje Wheatstonovega mostiča ima omejitve:

- **zgornja meja:** $\approx 10\text{M}\Omega$,
 - z uporabo elektronskih ničelnih indikatojev – večja občutljivost - se lahko zviša do $\approx 1\text{G}\Omega$,
- **spodnja meja:** $\approx 0,1\Omega$,
 - odvisna od upornosti veznih žic.



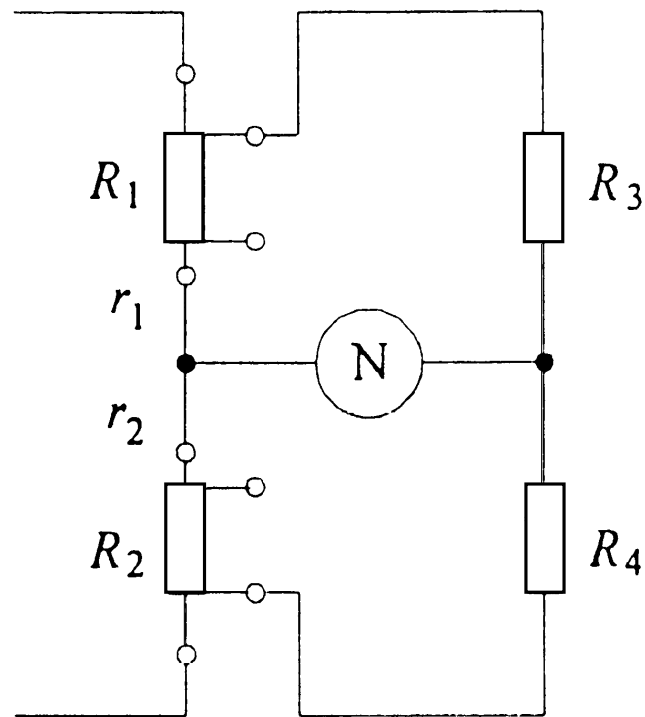
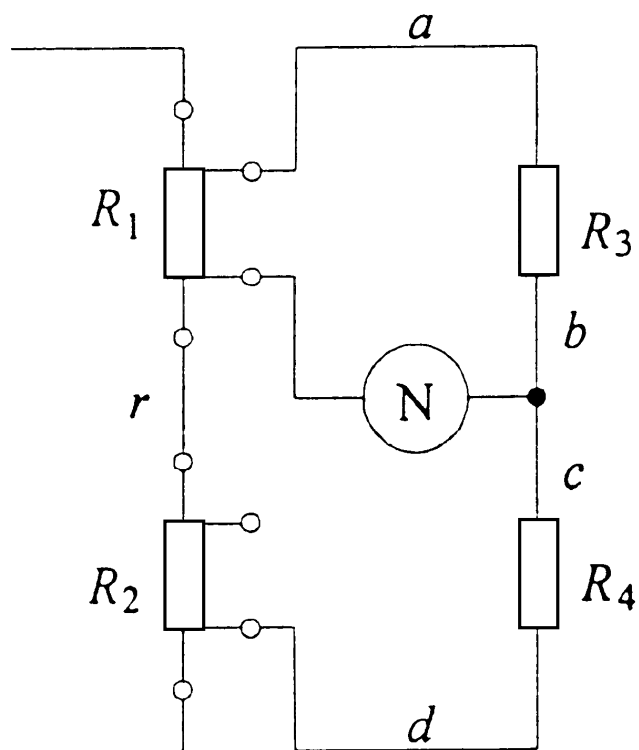


Primer znižanja spodnje meje na $\approx 0,01\Omega$:



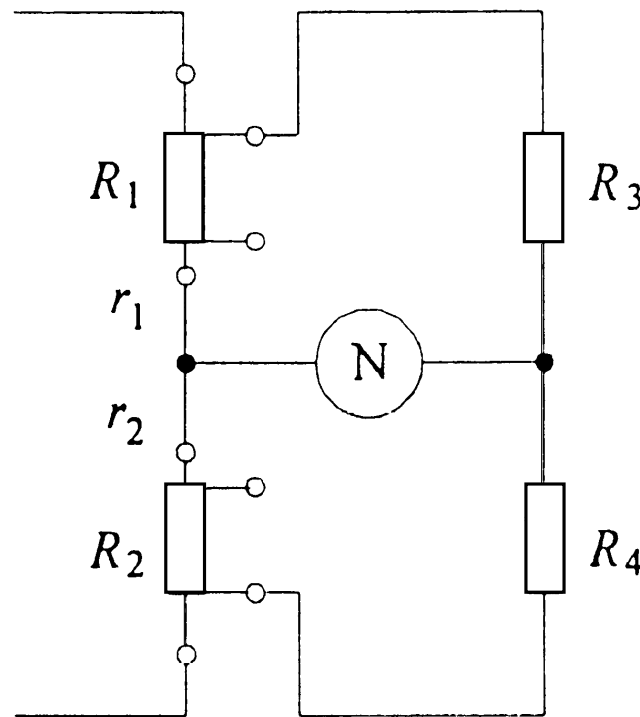
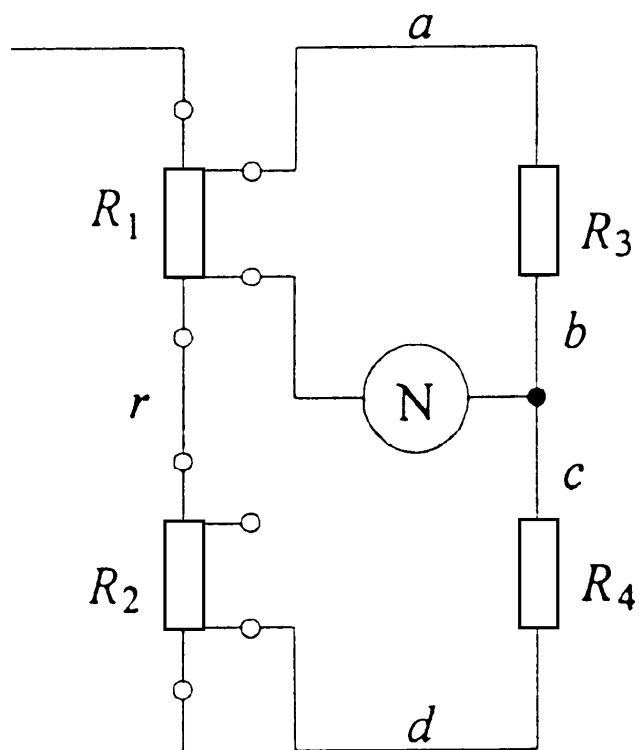
Slika 2.6 Na spodnji meji merilnega območja

Mostič (a) je v ravnovesju pri:
$$R_1 = (R_2 + r) \frac{R_3 + a + b}{R_4 + c + d}$$



- če želimo **upore veznih žic zanemariti**, mora veljati:
 $R_2 \gg r, \quad R_3 \gg a + b \quad \text{in} \quad R_4 \gg c + d$
 - $R_3, R_4 > 100 \Omega \gg (a + b), (c + d) \approx 10 \text{m}\Omega$
- ker je $R_2 \approx R_1$, upornost r **ni zanemarljiva**,
 - razbijemo jo v **dva dela**: $r_1 : r_2 = R_3 : R_4$





Ravnovesna enačba: $R_1 + r_1 = (R_2 + r_2) \frac{R_3}{R_4}$

$$\text{oz.: } R_1 = R_2 \frac{R_3}{R_4} + r_2 \left(\frac{R_3}{R_4} - \frac{r_1}{r_2} \right) \rightarrow = R_2 \frac{R_3}{R_4}$$

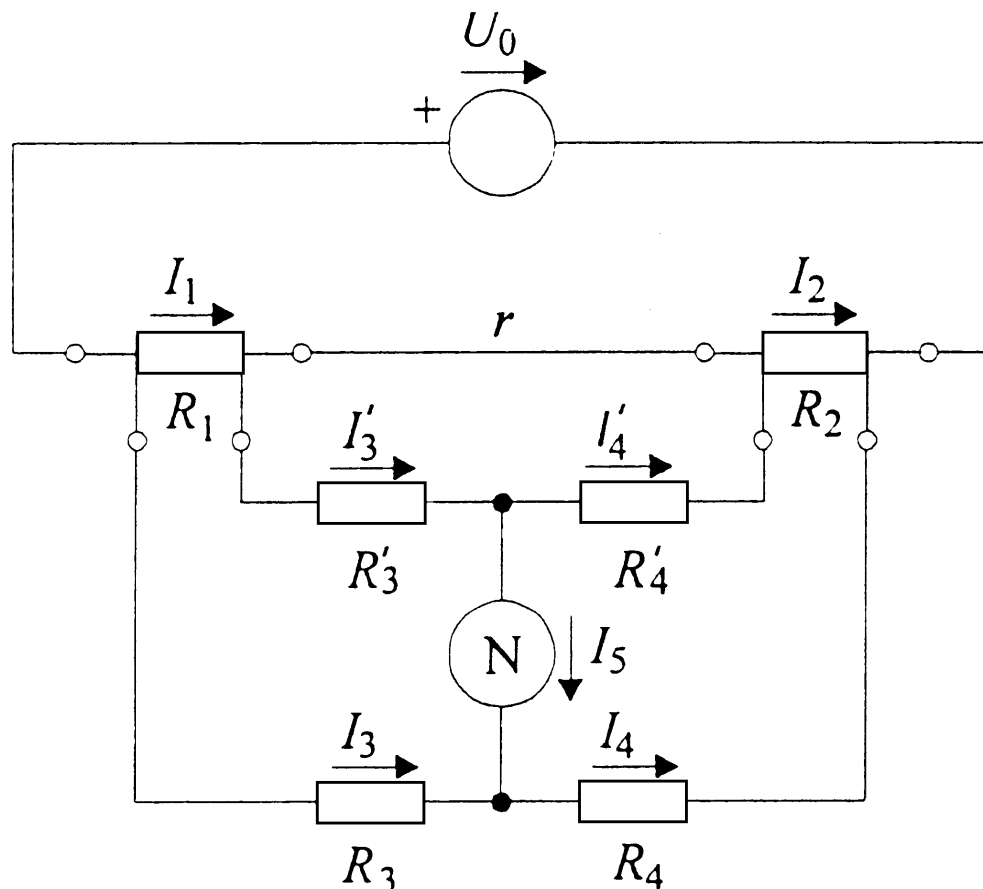
Ta ideja je realizirana z **dvojnim mostičem**, ki ga je vpeljal **Thomson** (kasneje **lord Kelvin**).



2.1.2 Uravnovešen Thomsonov (Kelvinov) mostič



Uporablja se za merjenje upornosti od $0,1\mu\Omega$ do 1Ω .



Slika 2.7 Thomsonov (Kelvinov) mostič

- v ravnovesju je $I_5 = 0$, in zapišemo:

- $I_1 R_1 + I'_3 R'_3 - I_3 R_3 = 0$

- $I_2 R_2 + I'_4 R'_4 - I_4 R_4 = 0$

- tokovni delilnik:

$$\frac{I'_3}{I_1} = \frac{r}{r + R'_3 + R'_4}$$

- enakost tokov: $I_3 = I_4$,

$$I'_3 = I'_4 \text{ in } I_1 = I_2$$

- povezava r med R_1 in R_2 je premoščena z uporoma R'_3 in R'_4 ,





Ravnovesna enačba:

$$R_1 = R_2 \frac{R_3}{R_4} + \frac{r R'_4}{r + R'_3 + R'_4} \left(\frac{R_3}{R_4} - \frac{R'_3}{R'_4} \right)$$

- če je R_3/R_4 enako razmerju R'_3/R'_4 :

$$R_1 = R_2 \frac{R_3}{R_4}$$

- se ne razlikuje od enačbe za Wheatstonov mostič.
- ker absolutne enakosti razmerij ni, **enačbo uporabljamo pri nizkih r .**

O enakosti $R_3/R_4 = R'_3/R'_4$ se lahko eksperimentalno prepričamo, če vez med R_1 in R_2 prekinemo:

$$\frac{R_1 + R'_3}{R_2 + R'_4} = \frac{R_3}{R_4} \quad R_1 = R_2 \frac{R_3}{R_4} + R'_4 \left(\frac{R_3}{R_4} - \frac{R'_3}{R'_4} \right)$$

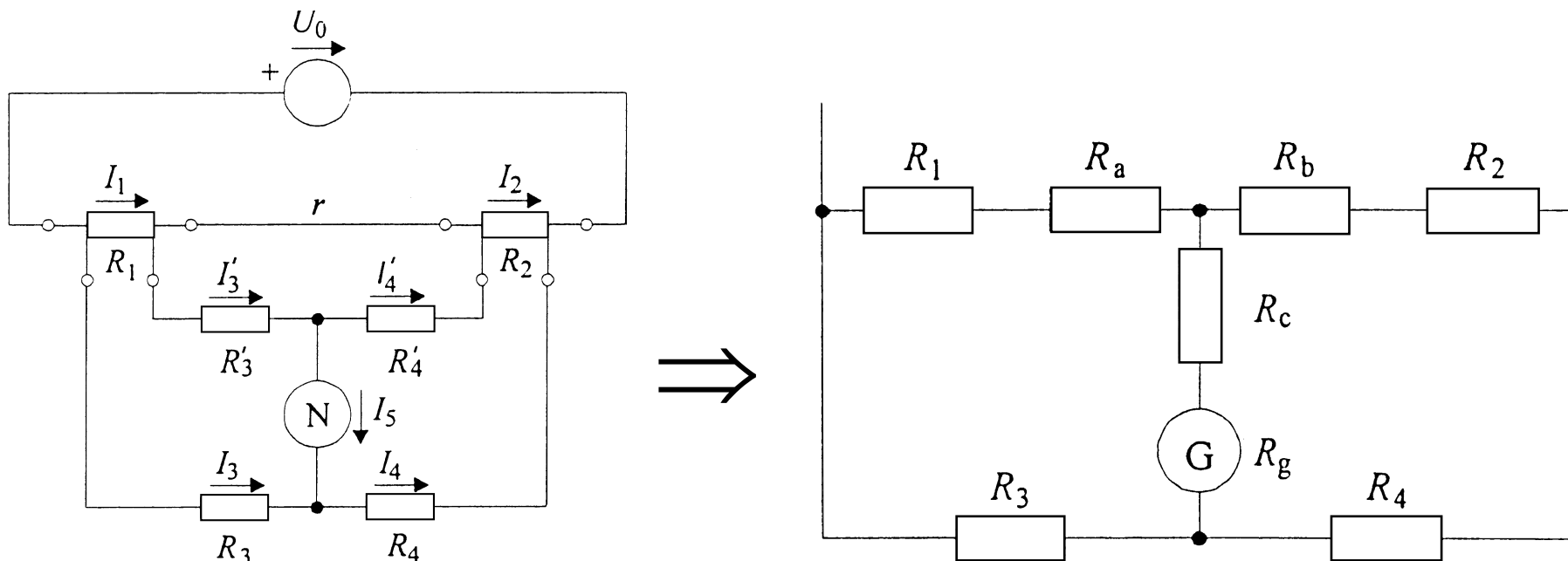


2.1.2.1 Ločljivost Kelvinovega mostiča



Izpeljemo jo iz enačbe za Wheatstonov mostič

$$\delta_q = \frac{(\Delta R_1)_q}{R_{10}} = \frac{(\Delta I_5)_q}{U_0} \left[R_{10} + R_2 + R_3 + R_4 + R_5 \left(\frac{R_{10}}{R_2} + 2 + \frac{R_2}{R_{10}} \right) \right]$$



Slika 2.8 Nadomestno vezje Kelvinovega mostiča

Transformacija trikot \rightarrow zvezda:

$$R_a = \frac{r R'_3}{r + R'_3 + R'_4}, \quad R_b = \frac{r R'_4}{r + R'_3 + R'_4}, \quad R_c = \frac{R'_3 R'_4}{r + R'_3 + R'_4}$$

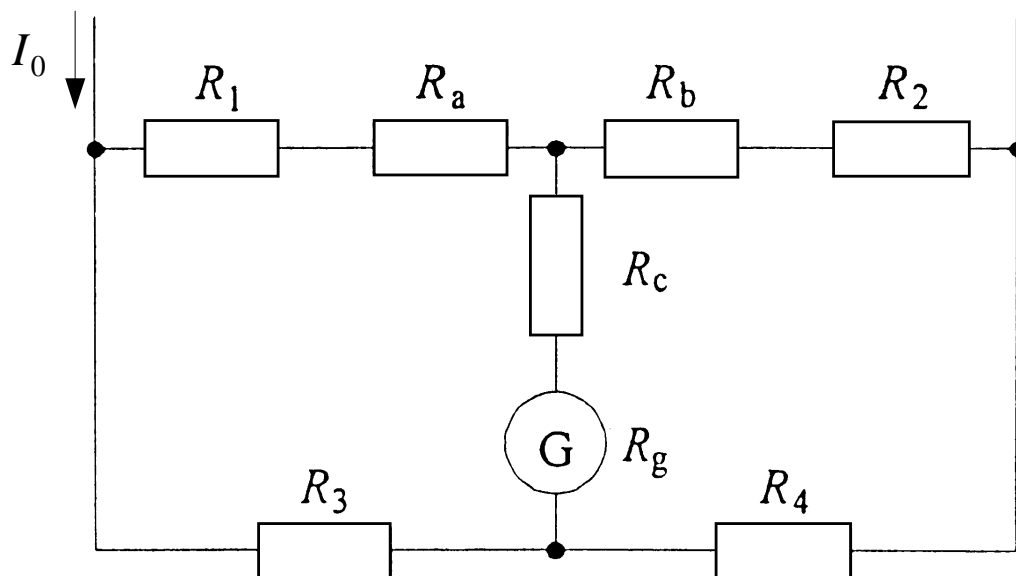




$$\delta_q = \frac{(\Delta R_1)_q}{R_{10}} = \frac{(\Delta I_5)_q}{U_0} \left[(R_{10} + R_a) + (R_2 + R_b) + R_3 + R_4 + (R_c + R_g) \left(\frac{R_3}{R_4} + 2 + \frac{R_4}{R_3} \right) \right]$$

- $R_{10} + R_a + R_2 + R_b \ll R_3 + R_4,$
- $r \ll R'_3 + R'_4 \Rightarrow R_c = \frac{R'_3 R'_4}{R'_3 + R'_4},$
- $\left(\frac{R_3}{R_4} + 2 + \frac{R_4}{R_3} \right) = \frac{(R_3 + R_4)^2}{R_4 R_3},$
- enakost uporov: $R_3 = R'_3$, $R_4 = R'_4$

$$\delta_q = \frac{(\Delta I_5)_q}{U_0} (R_3 + R_4) \left[2 + R_g \frac{R_3 + R_4}{R_3 R_4} \right]$$



Slika 2.8 Nadomestno vezje Kelvinovega mostiča

Če napajamo mostič s **stalnim tokom** I_0 :

$$\frac{U_0}{R_3 + R_4} = I_3 = I_0 \frac{R_{10} + R_a + R_2 + R_b}{R_{10} + R_a + R_2 + R_b + R_3 + R_4} \approx I_0 \frac{R_{10} + R_2}{R_3 + R_4} = I_0 \frac{R_{10}}{R_3}$$

enačba:
$$\delta_q = \frac{(\Delta I_5)_q}{U_0} (R_3 + R_4) \left[2 + R_g \frac{R_3 + R_4}{R_3 R_4} \right]$$

v:
$$\delta_q = \frac{(\Delta I_5)_q}{I_0 R_{10}} \left[2R_3 + R_g \left(1 + \frac{R_3}{R_4} \right) \right] \quad \text{ali:} \quad \delta_q \underset{R_g \gg 1}{=} \frac{(\Delta U_5)_q}{I_0 R_{10}} \left(1 + \frac{R_3}{R_4} \right)$$





2.1.3 Odklonski Wheatstonov mostič

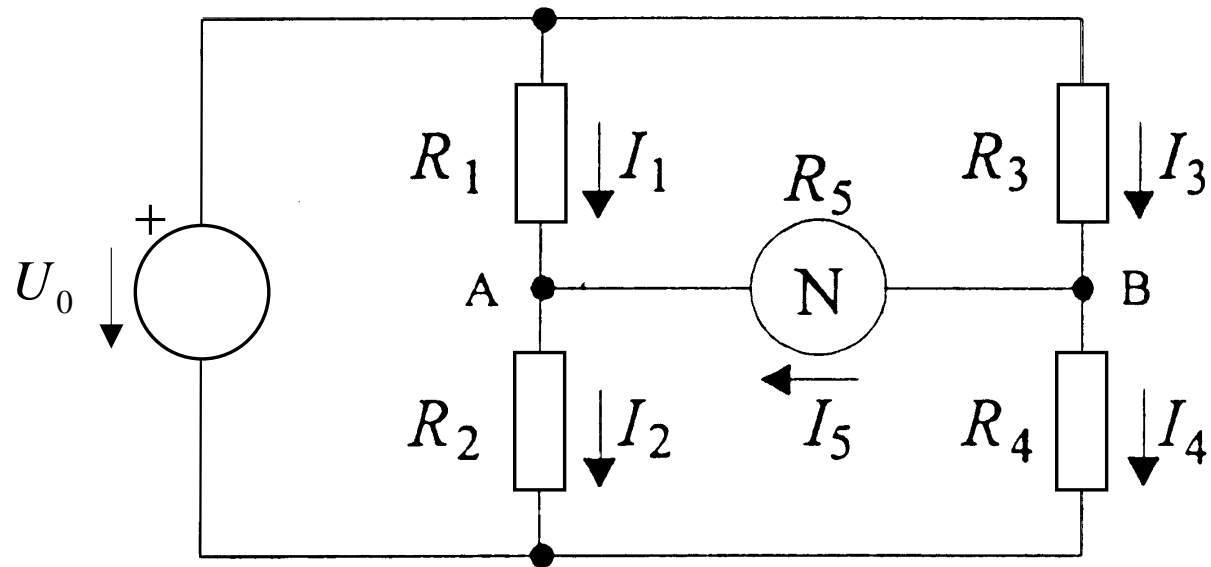
Odklon indikatorja je sorazmeren merjeni veličini.

- **pretvornik** merjene veličine v **enosmerno napetost**,

Uporabljamo ga za kontinuirno merjenje **spremenljivih uporov**:

- uporovni lističi za merjenje sile,
- uporovni termometri itn.





Štirje tipi odklonskega mostiča:

- **četrtnski**,
 - spreminja se upornost ene veje,
- **dvočetrtnski**,
 - spreminjata se upora dveh **nasprotnih** vej **v istem smislu**: (R_1 in R_4 ali R_2 in R_3)

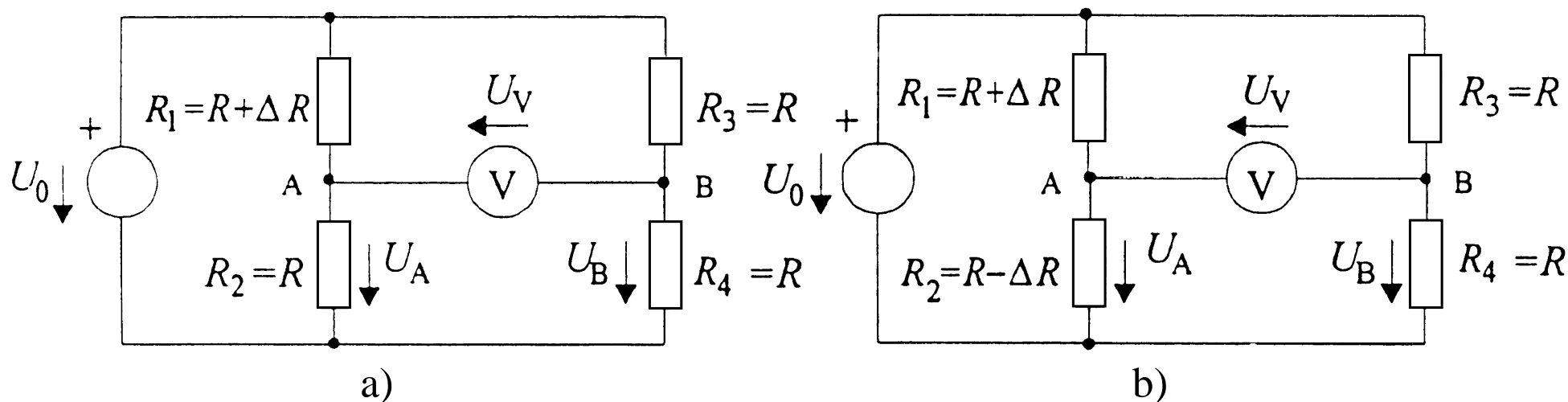




- **polovični,**
 - spreminjata se upora dveh **sosebnih** vej
(R_1 in R_2 ali R_3 in R_4)
v nasprotnem smislu: $\Delta R_1 = -\Delta R_2$

- **polni mostič:**

- spreminjajo se **vsi štirje upori:**
 - **diametralna dva v isto smer** in **druga diametralna dva v nasprotno smer.**

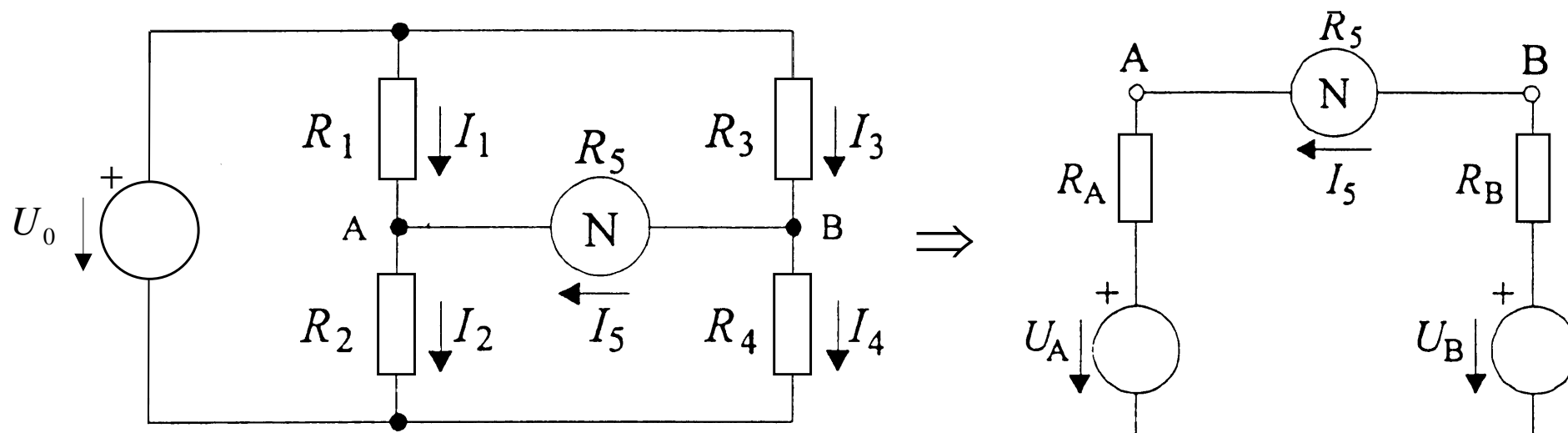


Slika 2.9 Odklonski Wheatstonov mostič (četrtnski in polovični)



Navadno je **upornost voltmetra zelo velika** in je **izhodna napetost**:

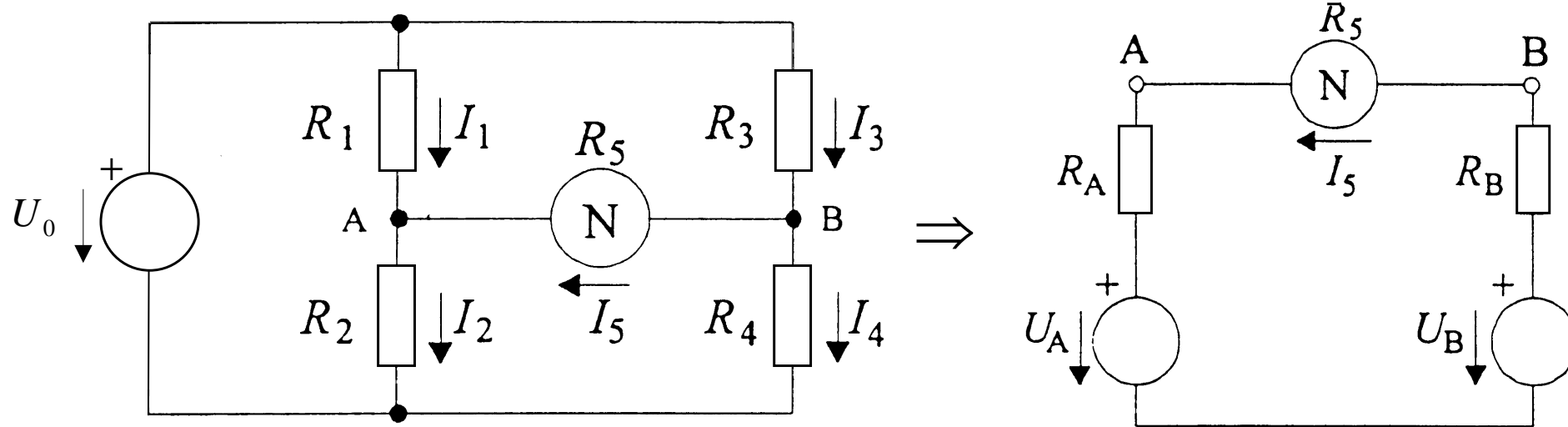
$$U_V = U_B - U_A = U_0 \frac{R_4}{R_3 + R_4} - U_0 \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$



Slika 2.10 Nadomestno vezje za mostič z idealnim napetostnim virom

Nadomestni napetosti sta:

$$U_A = U_0 \frac{R_2}{R_1 + R_2} ; \quad U_B = U_0 \frac{R_4}{R_3 + R_4}$$



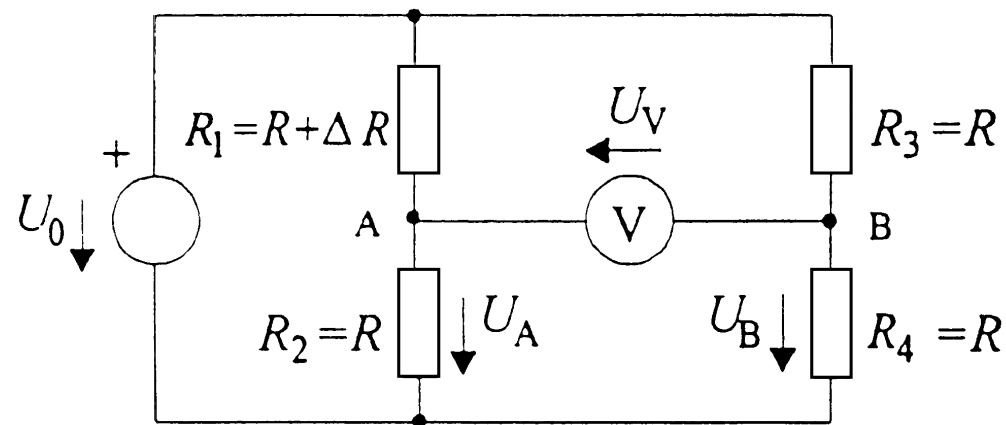
Slika 2.10 Nadomestno vezje za mostič z idealnim napetostnim virom

Diagonalna (izhodna) napetost mostiča **pri pogoju**
 $R_5 \gg R_1, R_2, R_3, R_4!$ je:

$$U_V = U_0 \frac{R_1 R_4 - R_2 R_3}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)} - \text{izhodiščna enačba}$$



2.1.3.1 Tipi odklonskega mostiča



Četrtnski mostič:

- če so v izhodišču vse štiri **upornosti enake**, je izhodna napetost **četrtnskega** mostiča:

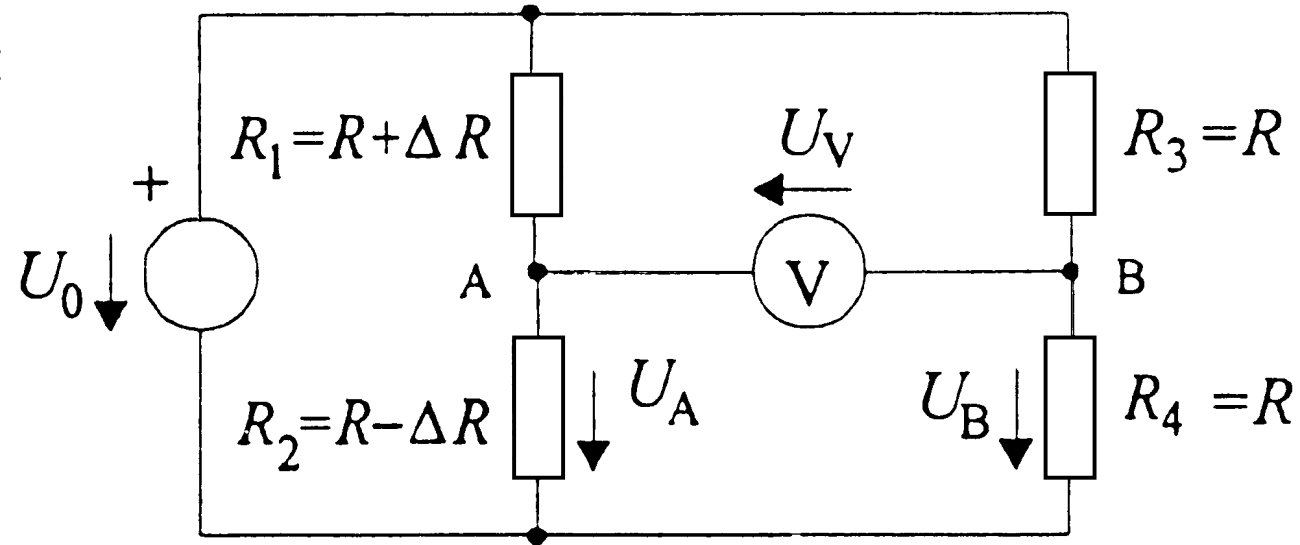
$$U_V = U_0 \frac{(R + \Delta R)R - R^2}{(2R + \Delta R)2R} \quad \text{oz.} \quad U_V = \frac{1}{4} U_0 \frac{\Delta R/R}{1 + \frac{1}{2} \Delta R/R}$$

- če so spremembe majhne, je **linearna odvisnost**:

$$\frac{\Delta R}{R} \ll 1 \quad \Rightarrow \quad U_V \approx \frac{1}{4} U_0 \frac{\Delta R}{R}$$



Polovični mostič:



Slika 2.9b Odklonski polovični Wheatstonov mostič

$$U_V = U_0 \frac{R_1 R_4 - R_2 R_3}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)}$$

- Dobimo **linearno karakteristiko** neodvisno od spremembe upornosti:

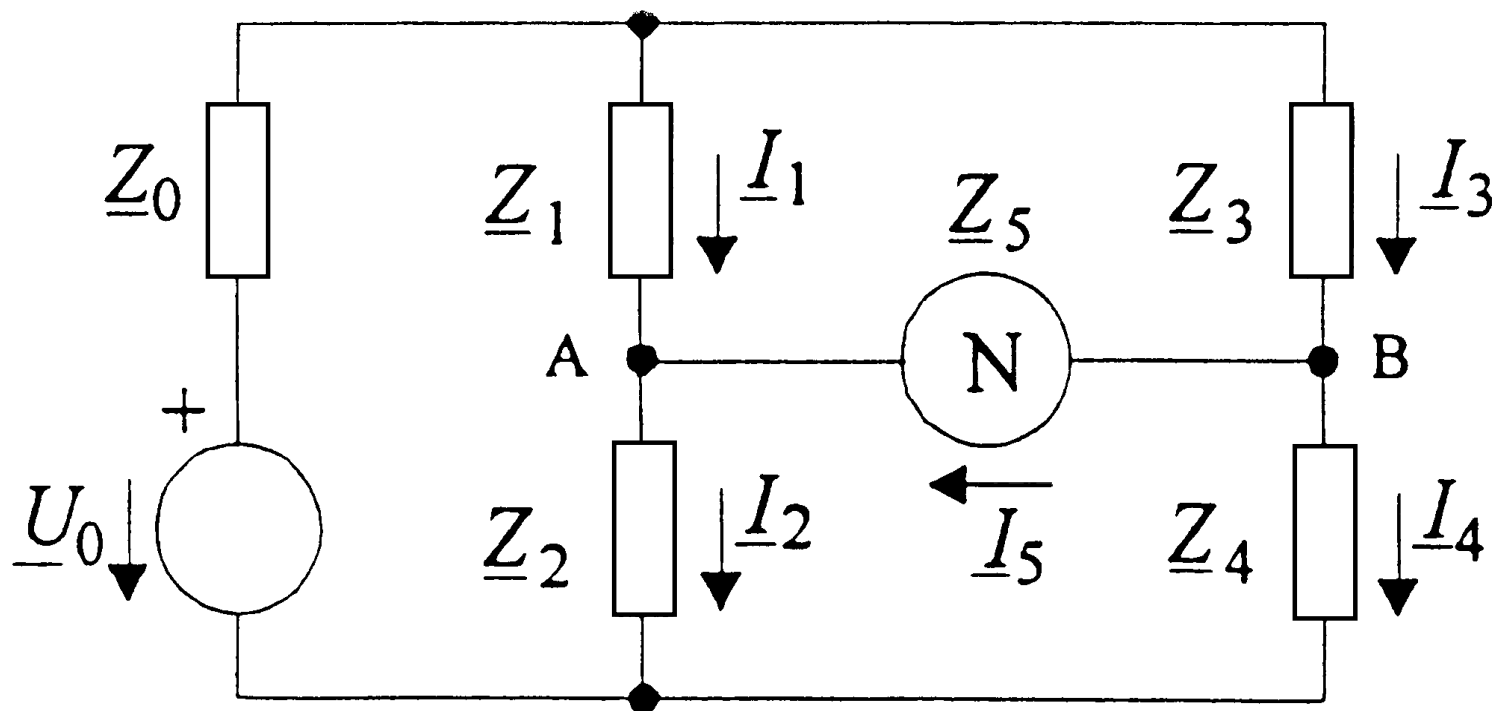
$$U_V = U_0 \frac{(R + \Delta R) R - R (R - \Delta R)}{(R + \Delta R + R - \Delta R) (R + R)} \quad U_V = \frac{1}{2} U_0 \frac{\Delta R}{R}$$

Če uporabljamo za **napajanje** mostičev **tokovni vir** (tok mostiča I_0 je stalen), se **linearnost mostičev izboljša!**



2.2 Izmenični mostič

Izmenični Wheatstonov mostič

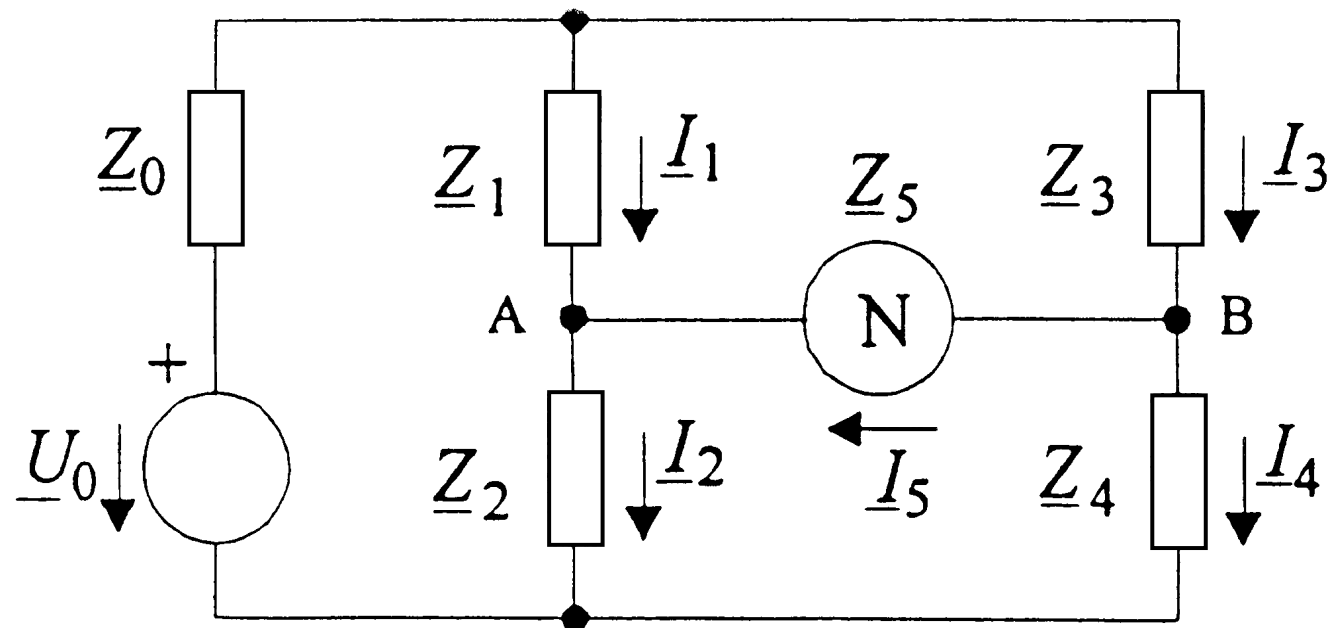


Slika 2.11 Izmenični Wheatstonov mostič

Upornosti zamenjajo impedance in vse veličine dobijo kompleksni značaj:

$$\underline{I}_1 \underline{Z}_1 - \underline{I}_3 \underline{Z}_3 = 0, \quad \underline{I}_2 \underline{Z}_2 - \underline{I}_4 \underline{Z}_4 = 0, \quad \underline{I}_1 = \underline{I}_2, \quad \underline{I}_3 = \underline{I}_4.$$





2.2.1.1 Ravnovesna enačba

$$\frac{\underline{Z}_1}{\underline{Z}_2} = \frac{\underline{Z}_3}{\underline{Z}_4} \quad \text{ali} \quad \underline{Z}_1 \underline{Z}_4 = \underline{Z}_2 \underline{Z}_3$$

- izražena z admitancami: $\underline{Y}_1 \underline{Y}_4 = \underline{Y}_2 \underline{Y}_3$

- ali mešano: $\underline{Z}_1 = \underline{Z}_2 \underline{Z}_3 \underline{Y}_4$

- izražena z realnimi in imaginarnimi komp.:

$$(R_1 + jX_1)(R_4 + jX_4) = (R_2 + jX_2)(R_3 + jX_3)$$





Iz $(R_1 + jX_1)(R_4 + jX_4) = (R_2 + jX_2)(R_3 + jX_3)$ sledita dva **ravnovesna pogoja**:

- **izenačitev realnega dela:**

$$R_1 R_4 - X_1 X_4 = R_2 R_3 - X_2 X_3$$

- **izenačitev imaginarnega dela:**

$$R_1 X_4 + R_4 X_1 = R_2 X_3 + R_3 X_2$$

Ravnovesna enačba v eksponentni obliki:

$$Z_1 e^{j\varphi_1} \cdot Z_4 e^{j\varphi_4} = Z_2 e^{j\varphi_2} \cdot Z_3 e^{j\varphi_3}$$

- **in ravnovesna pogoja:**

$$Z_1 \cdot Z_4 = Z_2 \cdot Z_3$$

$$\varphi_1 + \varphi_4 = \varphi_2 + \varphi_3$$

Za ravnovesje potrebujemo **dva spremenljiva elementa** (dva ravnovesna pogoja!).





$$(R_1 + jX_1)(R_4 + jX_4) = (R_2 + jX_2)(R_3 + jX_3)$$

V ravnovesnih enačbah nastopa **8 veličin**,

- **6** veličin mora biti **znanih** (nekateri so tudi nič).
- v nekaterih primerih moramo poznati tudi frekvenco.

Medsebojno neodvisno uravnovešanje dosežemo, če sta oba spremenljiva elementa **v isti veji** mostiča.

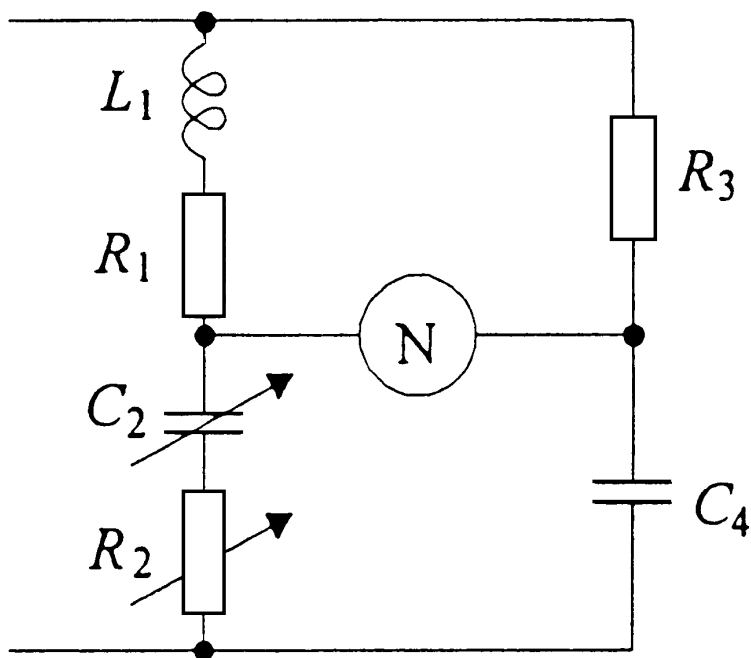




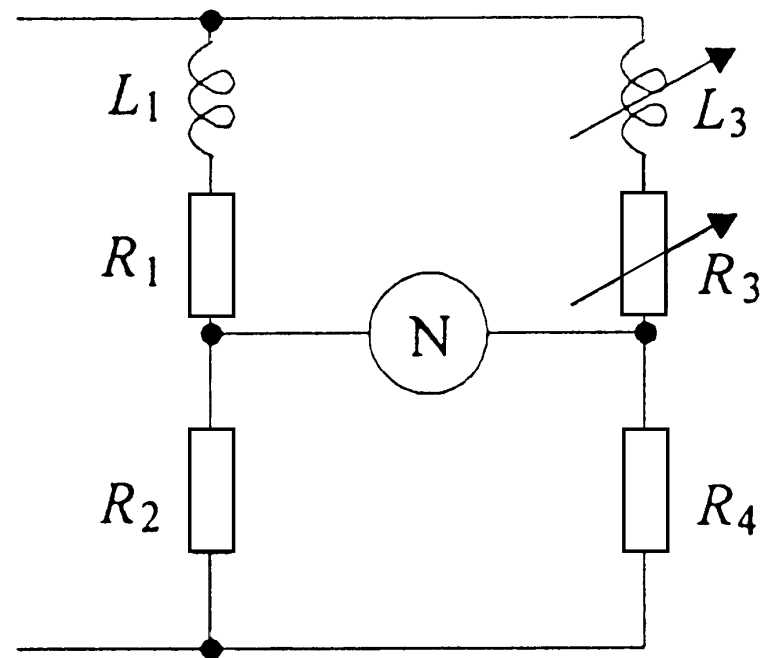
Poznamo dva tipa mostičev:

- **mostiči razmerja,**
- **mostiči produkta.**

2.2.1.2 Mostiči razmerja

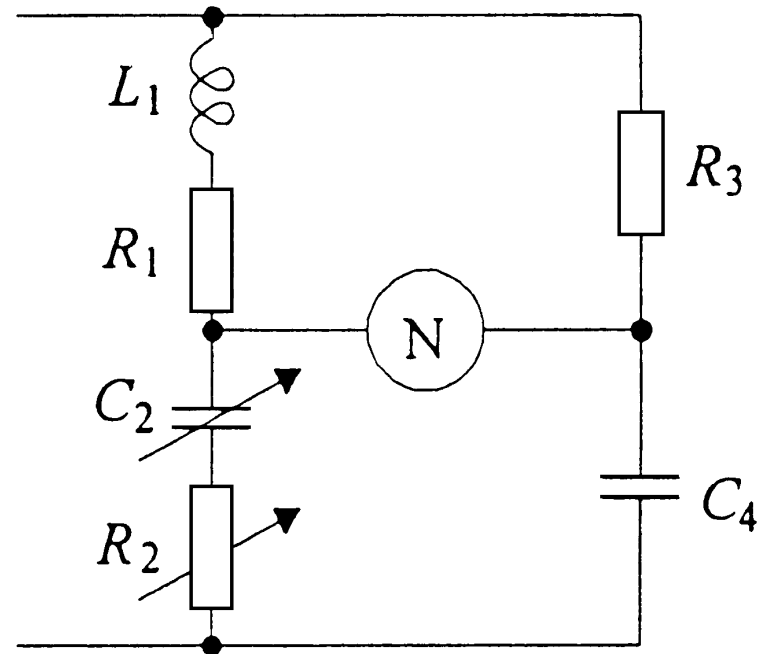


a) Owov mostič



b) Maxwellow mostič

Slika 2.12 Mostiča razmerja

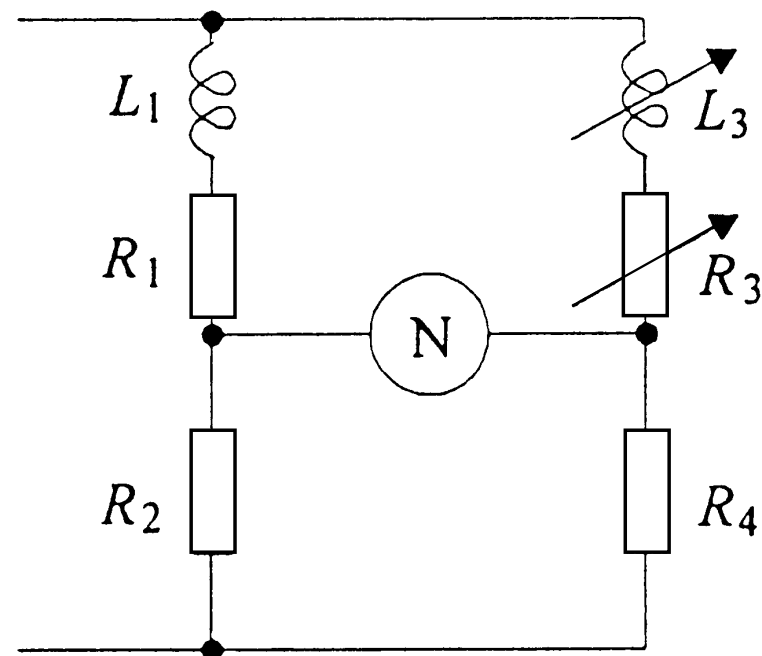


Owens mostič:

$$R_1 + j\omega L_1 = \frac{\underline{Z}_3}{\underline{Z}_4} \left(R_2 + \frac{1}{j\omega C_2} \right), \quad \frac{\underline{Z}_3}{\underline{Z}_4} = j\omega R_3 C_4$$

- **razmerje** impedanc $\underline{Z}_3/\underline{Z}_4$ je imaginarno
- z R_2 uravnovesimo **imaginarni** del \underline{Z}_1 ,
- s C_2 uravnovesimo pa **le realni** del \underline{Z}_1 .





Maxwell mostič:

$$R_1 + j\omega L_1 = \frac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_4} (R_3 + j\omega L_3) , \quad \frac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_4} = \frac{R_2}{R_4}$$

- **razmerje** impedanc $\underline{Z}_2/\underline{Z}_4$ je realno
- z R_3 uravnovesimo **le realni** del \underline{Z}_1 ,
- s C_3 uravnovesimo **imaginarni** del \underline{Z}_1 .

Razmerje nespremenljivih impedanc
ne sme biti kompleksno!



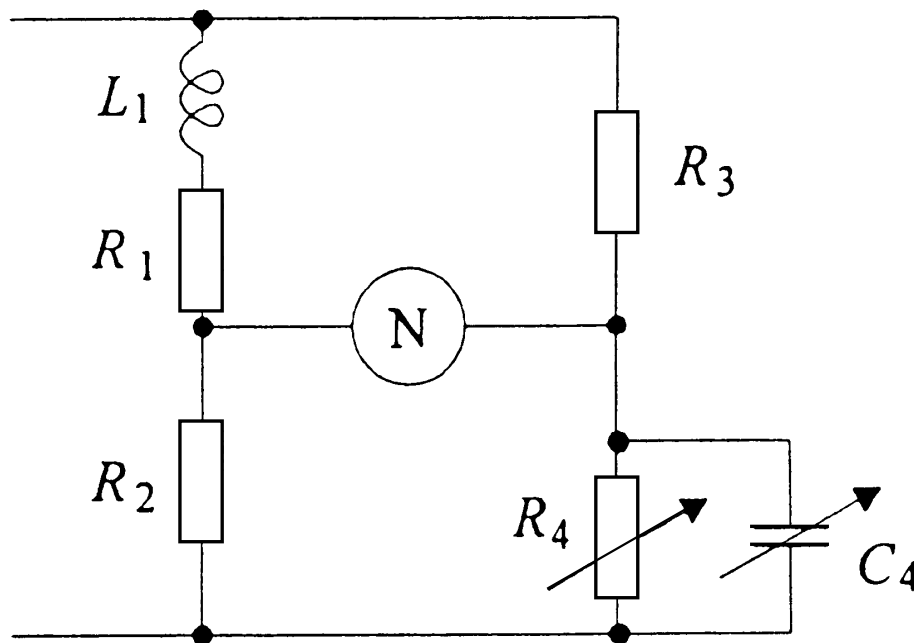


2.2.1.3 Mostiči produkta

Maxwell-Wienov mostič:

- **produkt impedanc**, ki se ne spreminjata, je **stalen**.

$$\underline{Z}_2 \underline{Z}_3 = R_2 R_3$$



Slika 2.13 Mostič produkta

- **produkt impedanc** $\underline{Z}_2 \underline{Z}_3$ je realen;
- z R_4 uravnesimo **le realni** del \underline{Z}_1 ,
- s C_4 uravnesimo **imaginarni** del \underline{Z}_1 .

$$R_1 + j\omega L_1 = \underline{Z}_2 \underline{Z}_3 \left(\frac{1}{R_4} + j\omega C_4 \right)$$

Produkt mora biti ali **realen** ali **imaginaren**, če želimo **medsebojno neodvisno uravnotežanje**.

- uravnotežanje hitrejše in bolj točno.



2.2.1.4 Ločljivost izmeničnega mostiča

Upornosti pri enosmernem mostiču zamenjamo **z impedancami**.

$$\underline{\delta}_q = \frac{(\Delta I_5)_q}{U_0} \left[\underline{Z}_{10} + \underline{Z}_2 + \underline{Z}_3 + \underline{Z}_4 + \underline{Z}_5 \left(\frac{\underline{Z}_{10}}{\underline{Z}_2} + 2 + \frac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_{10}} \right) \right]$$

Ker za ničelne indikatorje uporabljamo praviloma elektronske instrumente

$$\underline{Z}_5 \gg \underline{Z}_{10} + \underline{Z}_2 + \underline{Z}_3 + \underline{Z}_4 \Rightarrow (\Delta U_5)_q = (\Delta I_5)_q \underline{Z}_5$$

dobimo:

$$\underline{\delta}_q = \frac{(\Delta U_5)_q}{U_0} \left(\frac{\underline{Z}_{10}}{\underline{Z}_2} + 2 + \frac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_{10}} \right)$$

- v praksi je zanimiva le absolutna vrednost.





2.2.1.5 Merilna točnost

Merilna točnost je odvisna od:

- **točnosti uporabljenih elementov,**
- **in ločljivosti,** če ni dovolj občutljiv,
- **vpliva spreminjanja elementov pri višjih frekvencah,**
 - **nezadostna izolacija,**
 - **medsebojne induktivnosti,**
 - **stresane kapacitivnosti itn.**

Z **oklopitevijo** lahko vplive **stresanih kapacitivnosti** zmanjšamo.

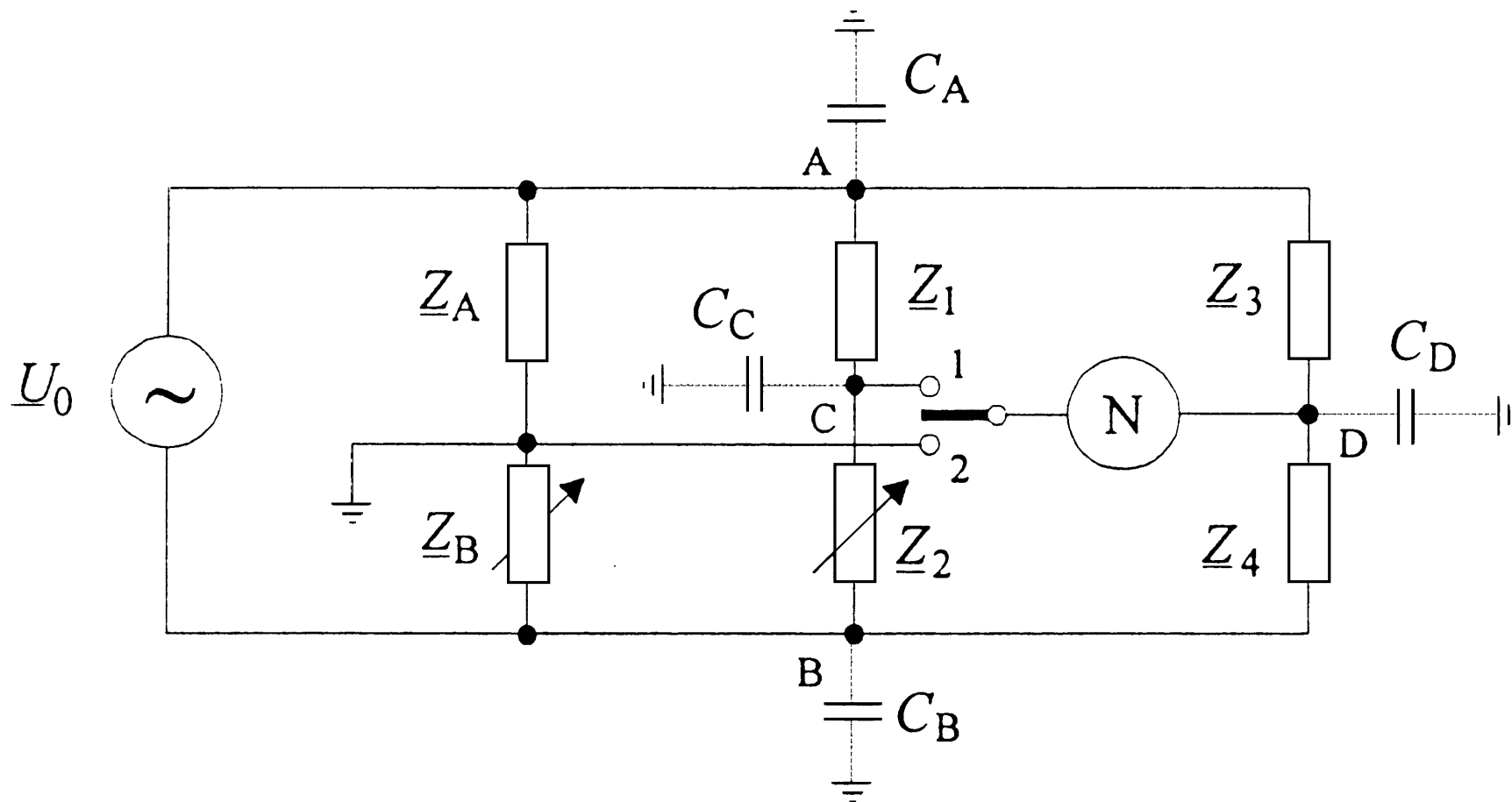
- zaradi šestih elementov in zemlje je teh kar **deset.**
- z **oklopitevijo** bolj določimo **stresane kapacitivnosti.**





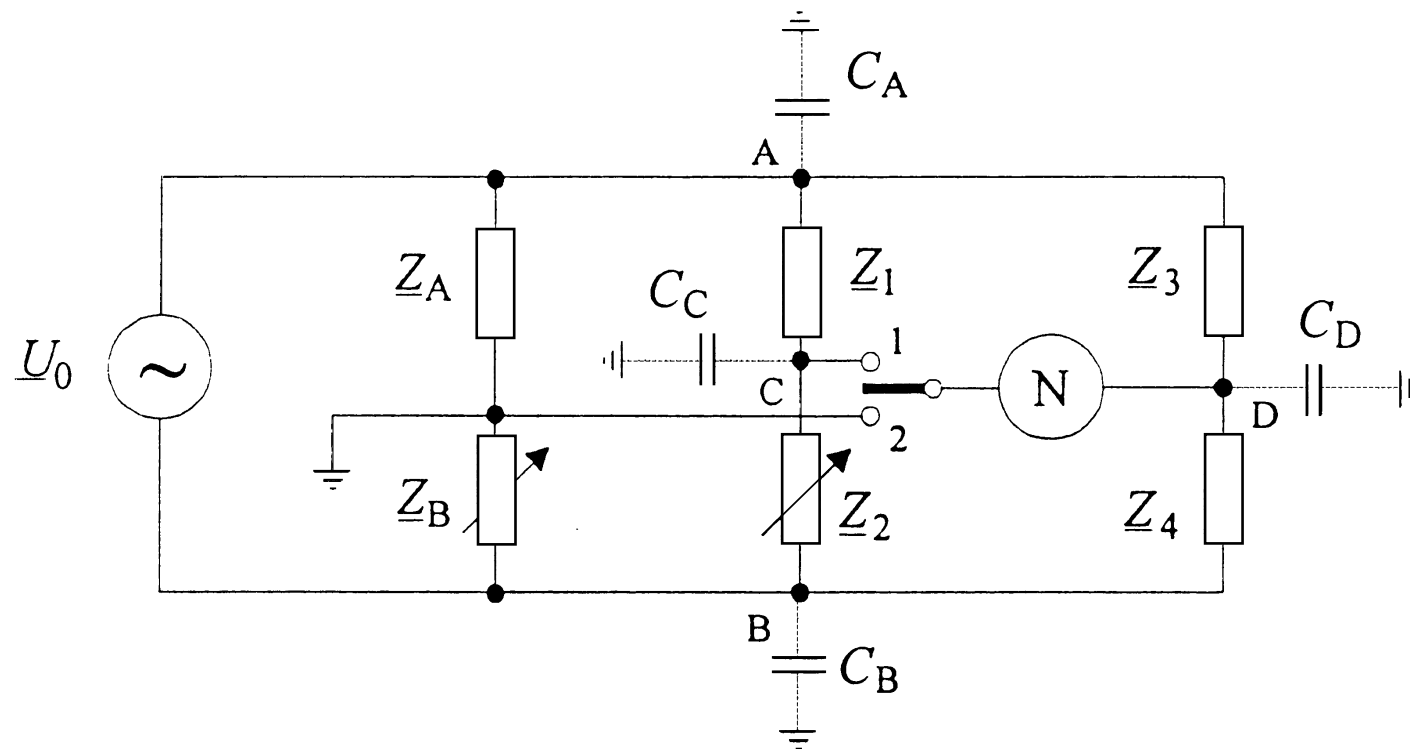
Pomožni Wagnerjev mostič

Vplive stresanih kapacitivnosti v ogliščih izločamo s pomožnim Wagnerjevim mostičem.

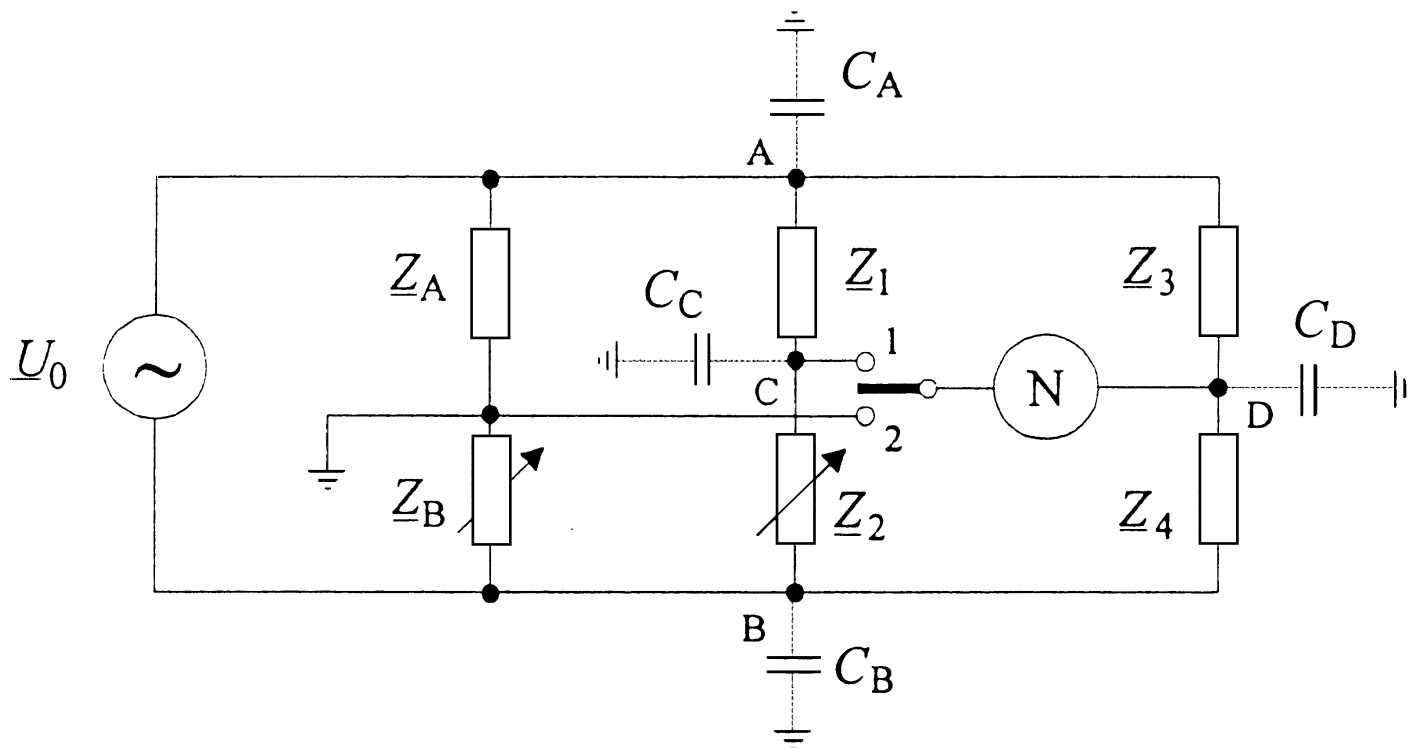


Slika 2.14 Pomožni Wagnerjev mostič





- \underline{Z}_A in \underline{Z}_B sta pomožni nizkoohmski impedanci,
 - po naravi enaki impedancama \underline{Z}_1 in \underline{Z}_2
- v položaju 1 uravnovesimo mostič $(\underline{Z}_1, \underline{Z}_2, \underline{Z}_3, \underline{Z}_4)$ z \underline{Z}_2 ,
- v položaju 2 uravnovesimo mostič $(\underline{Z}_A, \underline{Z}_B, \underline{Z}_3, \underline{Z}_4)$ z \underline{Z}_B ,
- točki C in D imata enak potencial – **potencial zemlje**,
 - **čez C_C in C_D ne teče noben tok** (njun vpliv je izločen).



- **kapacitivnosti C_A in C_B sta vezani vzporedno k Z_A in Z_B in nimata vpliva na ravnovesje mostiča (Z_1, Z_2, Z_3, Z_4).**

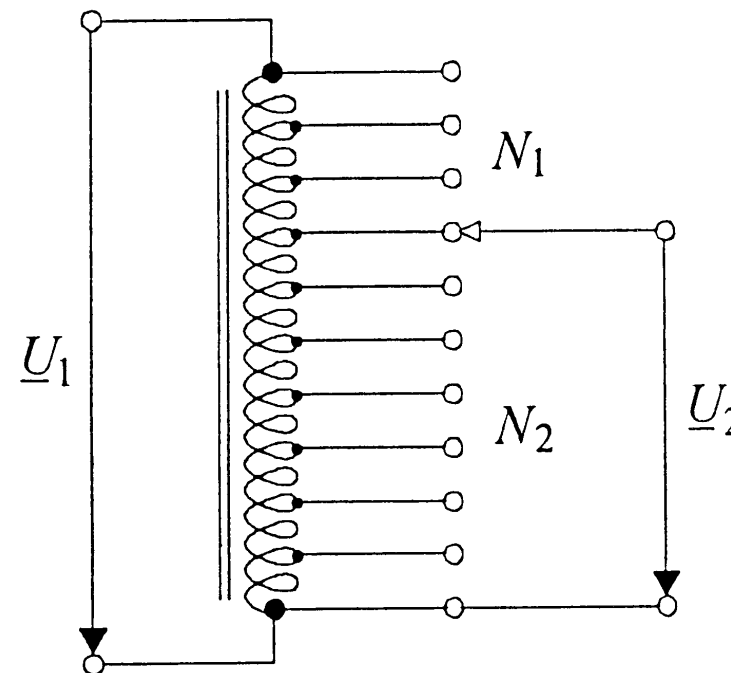
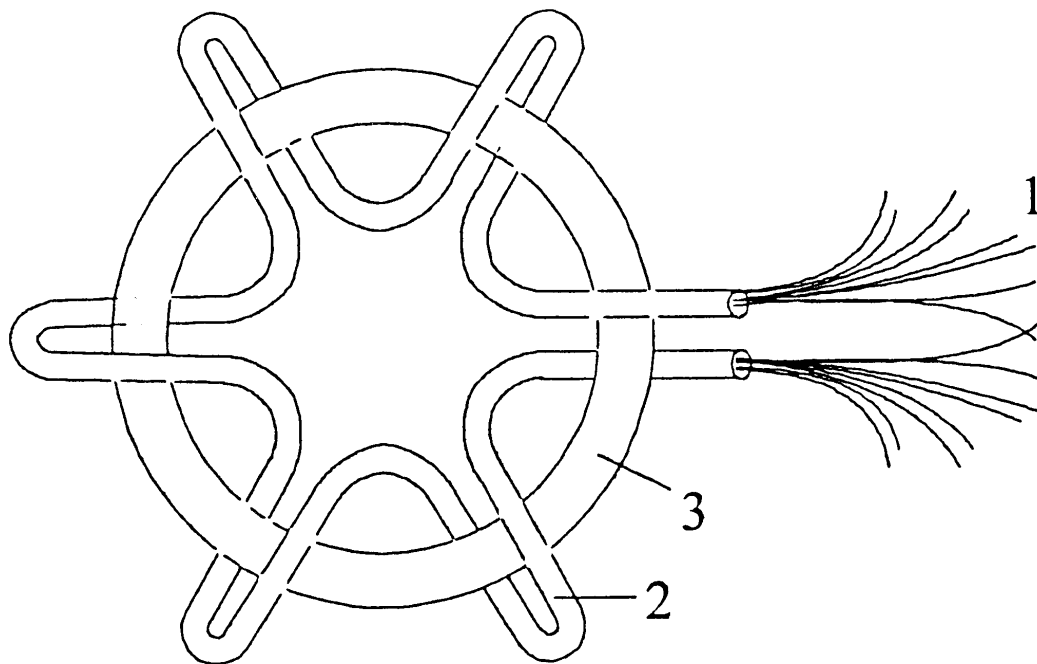


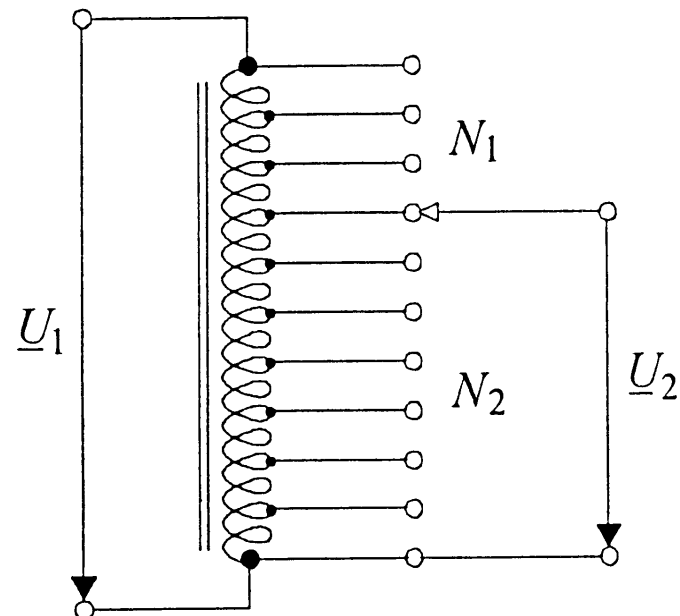
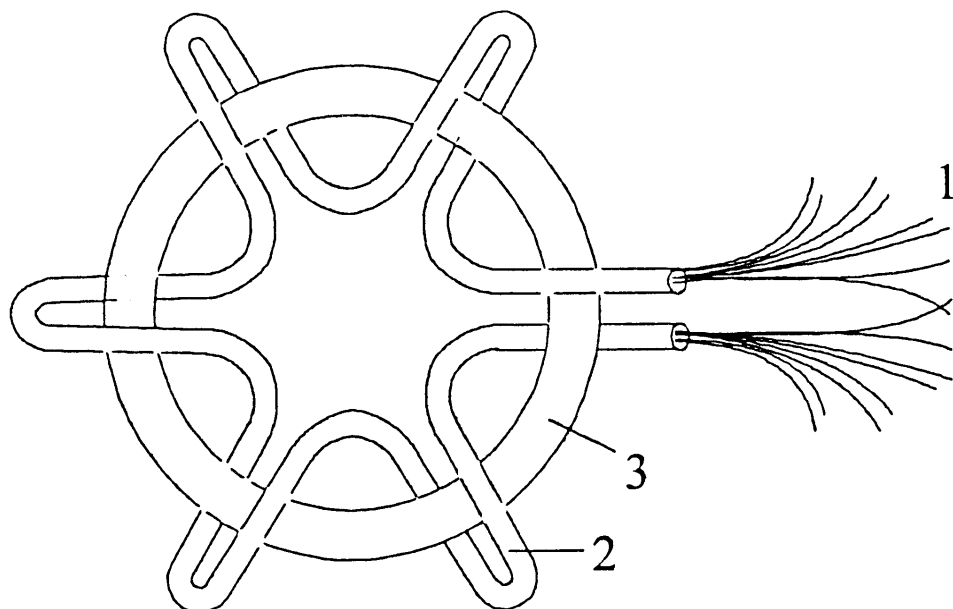


2.2.1.6 Mostič z induktivnim delilnikom

Bistveni element je **napetostni transformator z odcepi** – induktivni delilnik,

- sestavljen je ponavadi **iz desetih enakih delnih navitij**, ki so navita na isto jedro in zaporedoma zvezana.





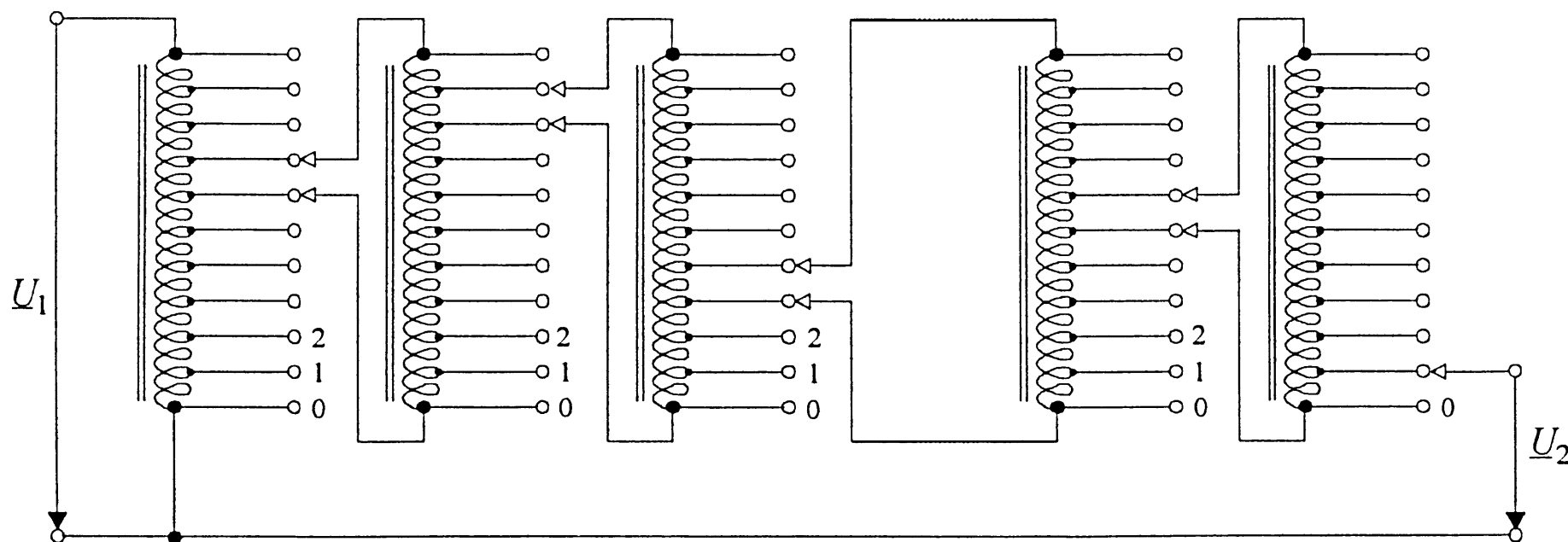
Avtotransformator, ki se mu da nastaviti sekundarno napetost v **10. stopnjah**:

$$\frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1} = \frac{N_2}{N_1 + N_2} = n \quad \Rightarrow \quad \underline{U}_2 = n\underline{U}_1 \quad (n = 0, 0,1, 0,2, \dots, 1)$$

- žica velikega preseka \Rightarrow majhna upornost,
- toroidno jedro iz visokopermeabilnega materiala,
 - magnetilni tok zelo majhen

Večstopenjske dekade dobimo s **kaskadno vezavo** delilnikov:

- do osem dekadnih mest:



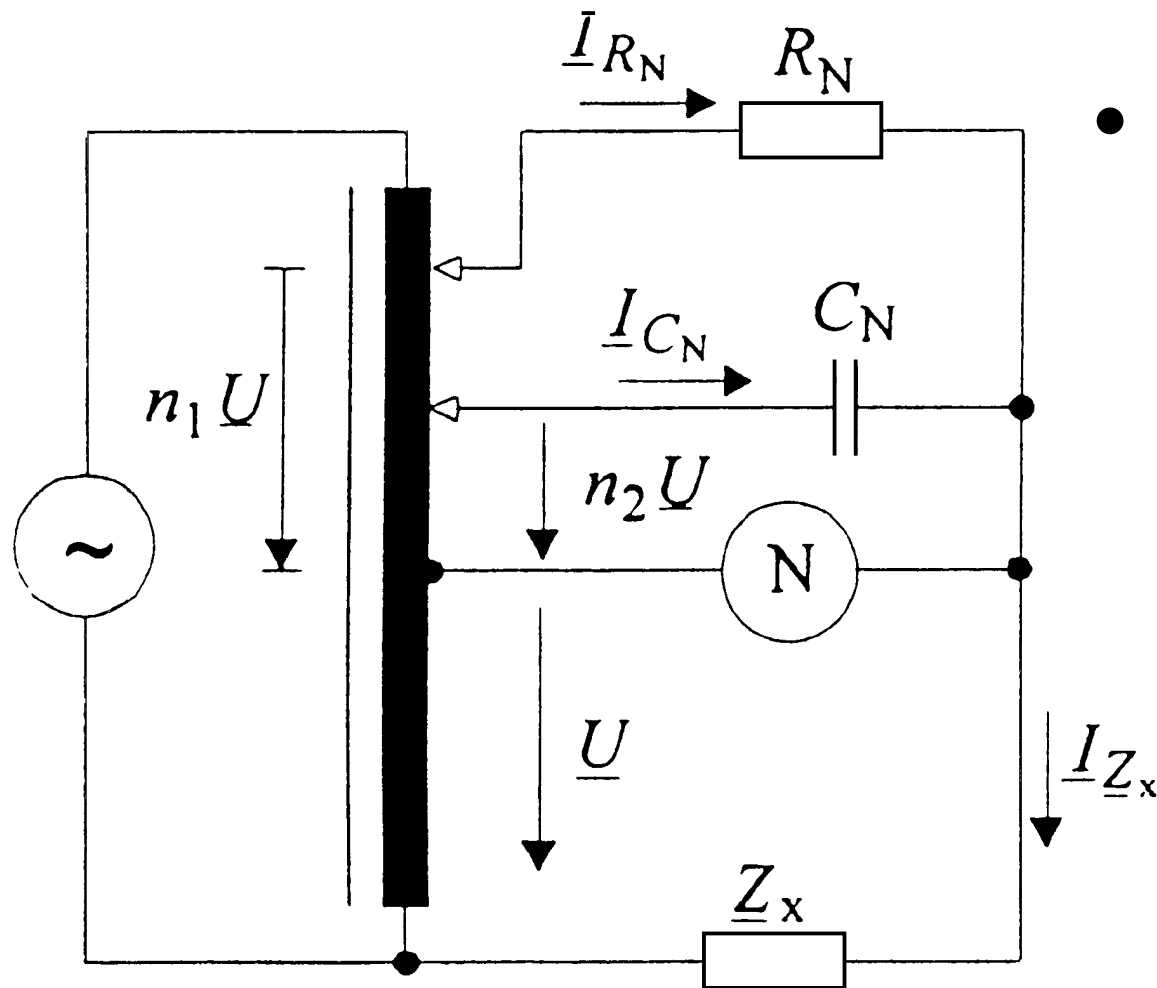
Slika 2.15 Večstopenjski induktivni delilnik

$$\underline{U}_2 = 0,683 \times 51 \underline{U}_1$$

- **bremenitev** predhodne dekade **je minimalna**, ker je **magnetilni tok majhen**,
- **izhodna impedanca je majhna**, ker je žica **velikega preseka**.



Z induktivnim delilnikom zgradimo izmenični mostič:



- **uravnovešen** mostič $\underline{I}_N \rightarrow 0$:

$$\underline{I}_{R_N} + \underline{I}_{C_N} - \underline{I}_{Z_x} = 0 \quad \Rightarrow$$

$$n_1 \underline{U} \frac{1}{R_N} + n_2 \underline{U} j \omega C_N = \underline{U} \underline{Y}_x$$

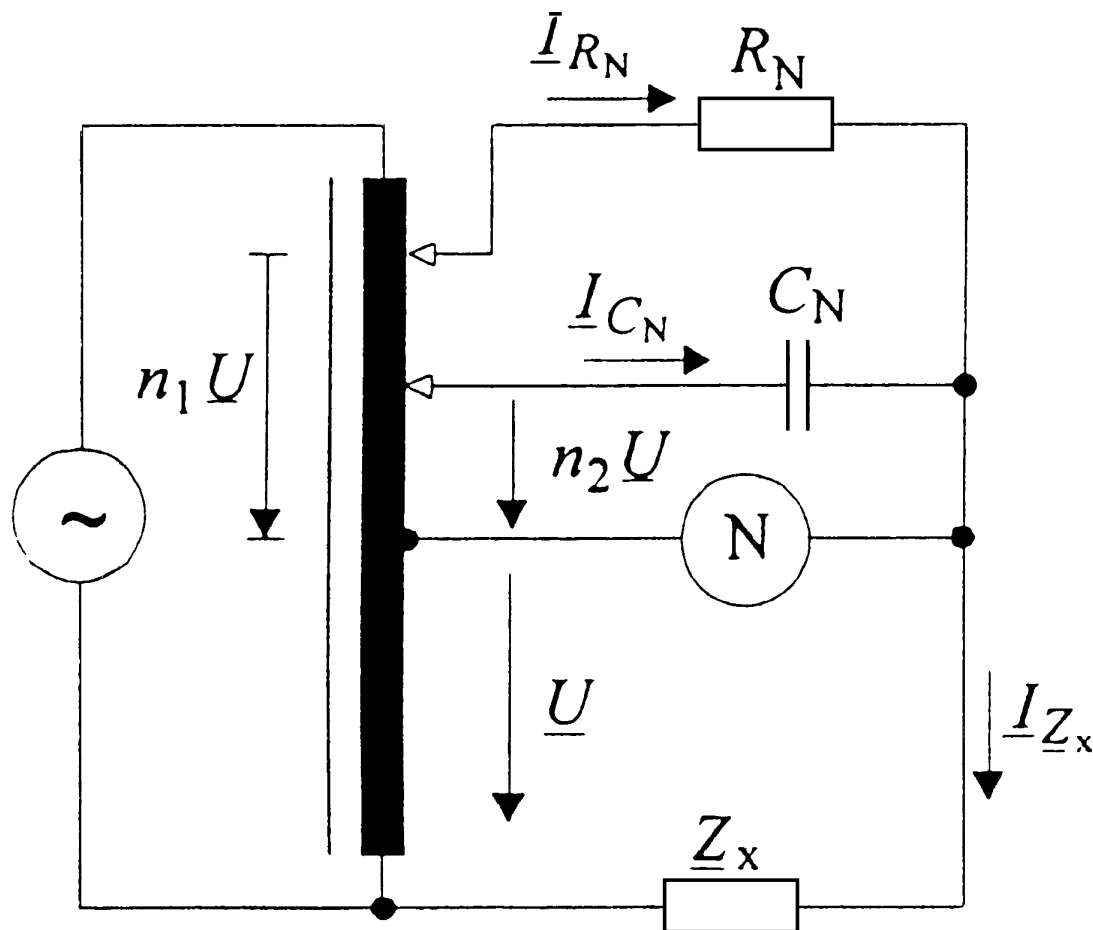
- **neznana admitanca** je:

$$\underline{Y}_x = \frac{n_1}{R_N} + j n_2 \omega C_N$$

- mostič je primeren za **merjenje kapacitivnosti** (vzporedno nadomestno vezje),

Slika 2.16 Mostič z induktivnim delilnikom





- če polariteto priključka pri n_2 zamenjamo, merimo induktivnost:

$$n_1 \underline{U} \frac{1}{R_N} - n_2 \underline{U} j\omega C_N = \underline{U} \underline{Y}_x$$
$$\frac{1}{R_x} + \frac{1}{j\omega L_x} = \frac{n_1}{R_N} - jn_2\omega C_N$$

- če C_N izključimo pa omsko upornost:

$$n_1 \underline{U} \frac{1}{R_N} = \underline{U} \underline{Y}_x \quad \Rightarrow \quad \frac{1}{R_x} = n_1 \frac{1}{R_N}$$

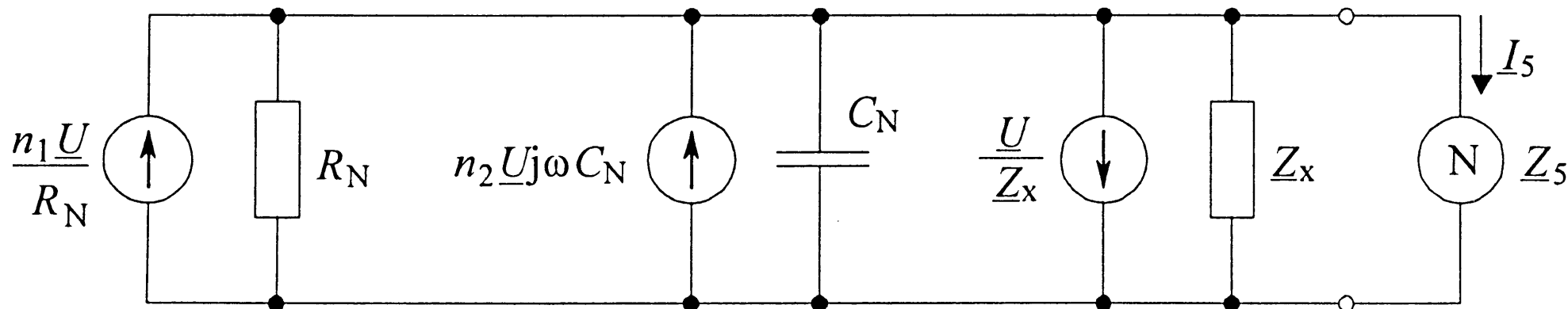
- frekvenčno območje do 250 MHz,
- velika merilna točnost,
- časovna stabilnost,
- in temperaturna neodvisnost.





Ločljivost mostiča z induktivnim delilnikom

- vsota tokov zaradi ločljivosti ni enaka nič.



Slika 2.17 Nadomestno vezje mostiča z induktivnim delilnikom

Tok ničelnega indikatorja:

$$\underline{I}_5 = \left(\frac{n_1 \underline{U}}{R_N} + n_2 \underline{U} j \omega C_N - \underline{U} \underline{Y}_x \right) \frac{\underline{Y}_5}{\underline{Y}_5 + 1/R_N + j \omega C_N + \underline{Y}_x}$$

- če je $\underline{Z}_5 \gg R_N \parallel \omega C_N \parallel \underline{Z}_x$ (elektronski voltmeter):

$$\underline{U}_5 = \underline{I}_5 \underline{Z}_5 = \left(\frac{n_1 \underline{U}}{R_N} + n_2 \underline{U} j \omega C_N - \underline{U} \underline{Y}_x \right) \frac{1}{1/R_N + j \omega C_N + \underline{Y}_x}$$





$$\underline{U}_5 = \underline{I}_5 \underline{Z}_5 = \left(\frac{n_1 \underline{U}}{R_N} + n_2 \underline{U} j \omega C_N - \underline{U} \underline{Y}_x \right) \frac{1}{1/R_N + j \omega C_N + \underline{Y}_x}$$

- z ločljivostjo ničelnega indikatorja - $\underline{U}_5 = (\Delta \underline{U}_5)_q$:

$$\underline{Y}_x = \frac{n_1}{R_N} + n_2 j \omega C_N - \frac{(\Delta \underline{U}_5)_q}{\underline{U}} \left(\frac{1}{R_N} + j \omega C_N + \underline{Y}_x \right)$$

Absolutna ločljivost mostiča:

$$(\Delta \underline{Y}_x)_q = \frac{(\Delta \underline{U}_5)_q}{\underline{U}} \left(\frac{1}{R_N} + j \omega C_N + \underline{Y}_x \right)$$

Relativna ločljivost mostiča:

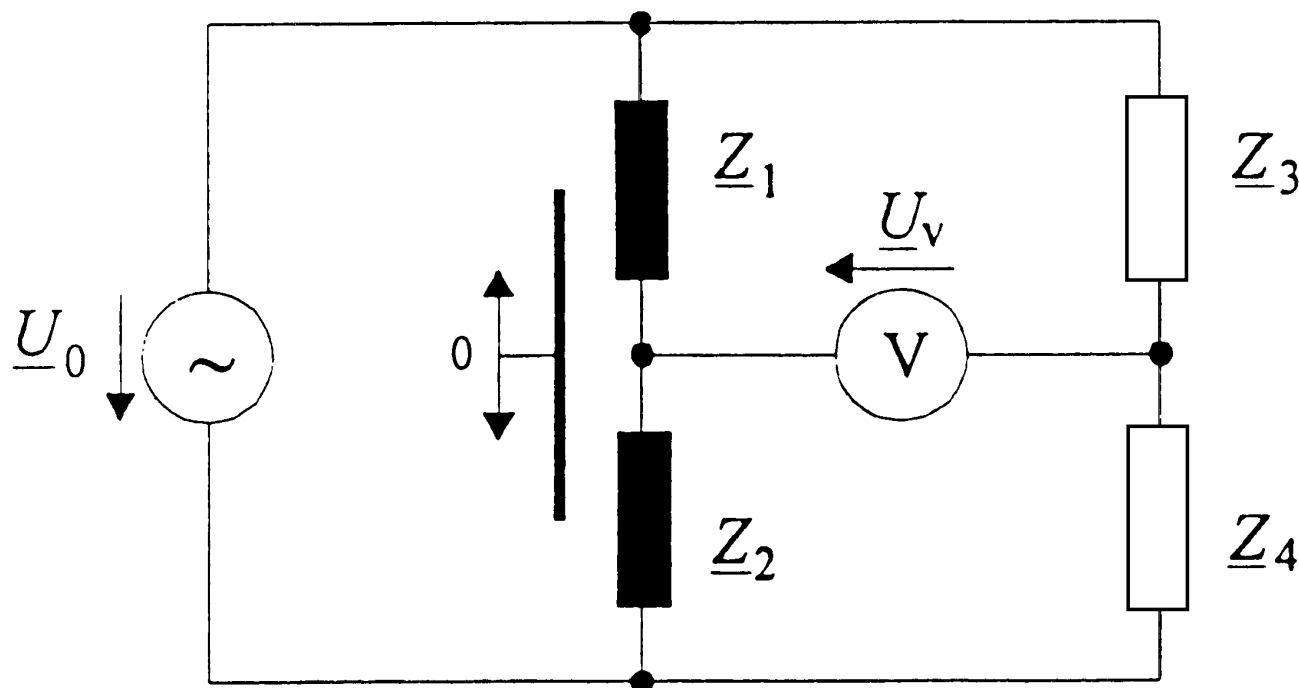
$$\underline{\delta}_q = \frac{(\Delta \underline{Y}_x)_q}{\underline{Y}_x} = \frac{(\Delta \underline{U}_5)_q}{\underline{U} \underline{Y}_x} \left(\frac{(1+n_1)}{R_N} + j(1+n_2) \omega C_N \right)$$



2.2.2 Odklonski izmenični Wheatstonov mostič

Diferencialna dušilka v polovičnem odklonskem mostiču

- merjenje pomika in manjših razdalj.

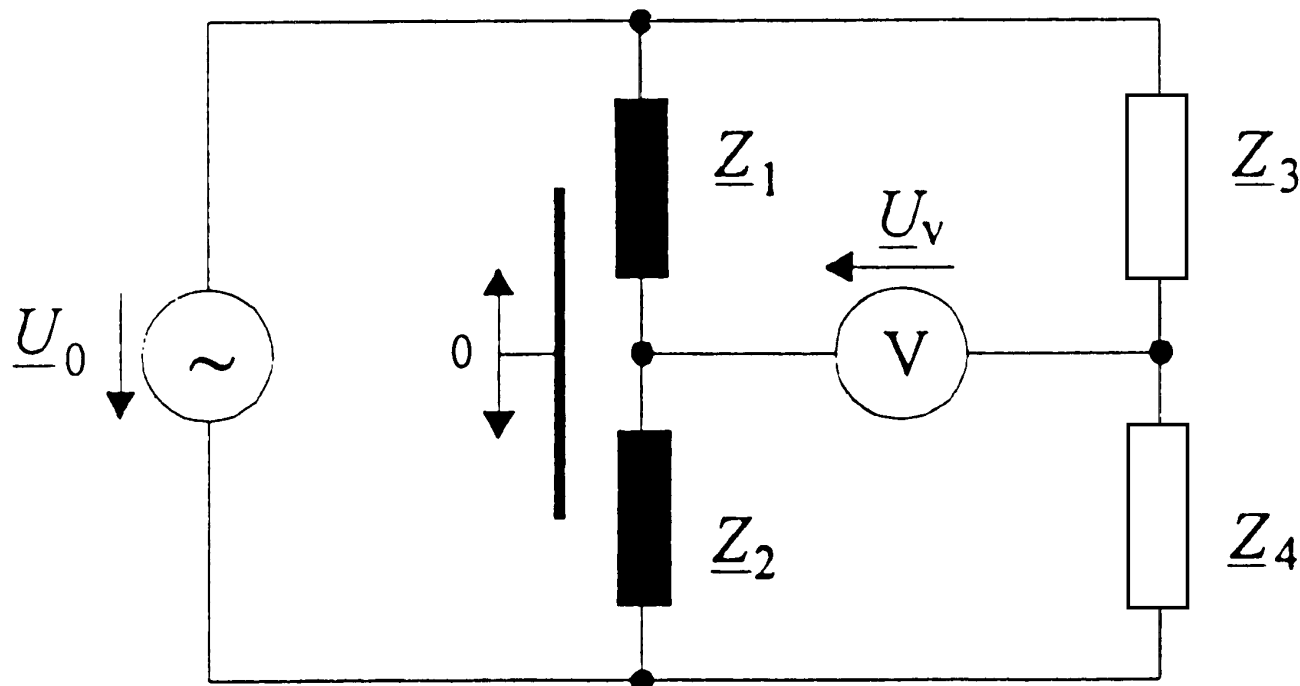


Slika 2.18 Polovični odklonski izmenični Wheatstonov mostič

Napetost voltmetra ($Z_5 \gg Z_1, Z_2, Z_3, Z_4$):

$$\underline{U}_V = \underline{U}_0 \frac{Z_1 Z_4 - Z_2 Z_3}{(Z_1 + Z_2)(Z_3 + Z_4)}$$





Pri premiku feromagnetnega jedra dušilke iz ravnovesne lege $\underline{Z}_1 = \underline{Z}_2$ se induktivnost prve dušilke poveča in druge zmanjša:

$$\underline{Z}_1 = R + j\omega(L + \Delta L) \quad , \quad \underline{Z}_3 = R_N$$

$$\underline{Z}_2 = R + j\omega(L - \Delta L) \quad , \quad \underline{Z}_4 = R_N$$

$$\Rightarrow \underline{U}_V = \underline{U}_0 \frac{j\omega R_N \Delta L}{2(R + j\omega L)R_N} \quad R \ll \omega L \Rightarrow U_V = \frac{1}{2} U_0 \frac{\Delta L}{L}$$





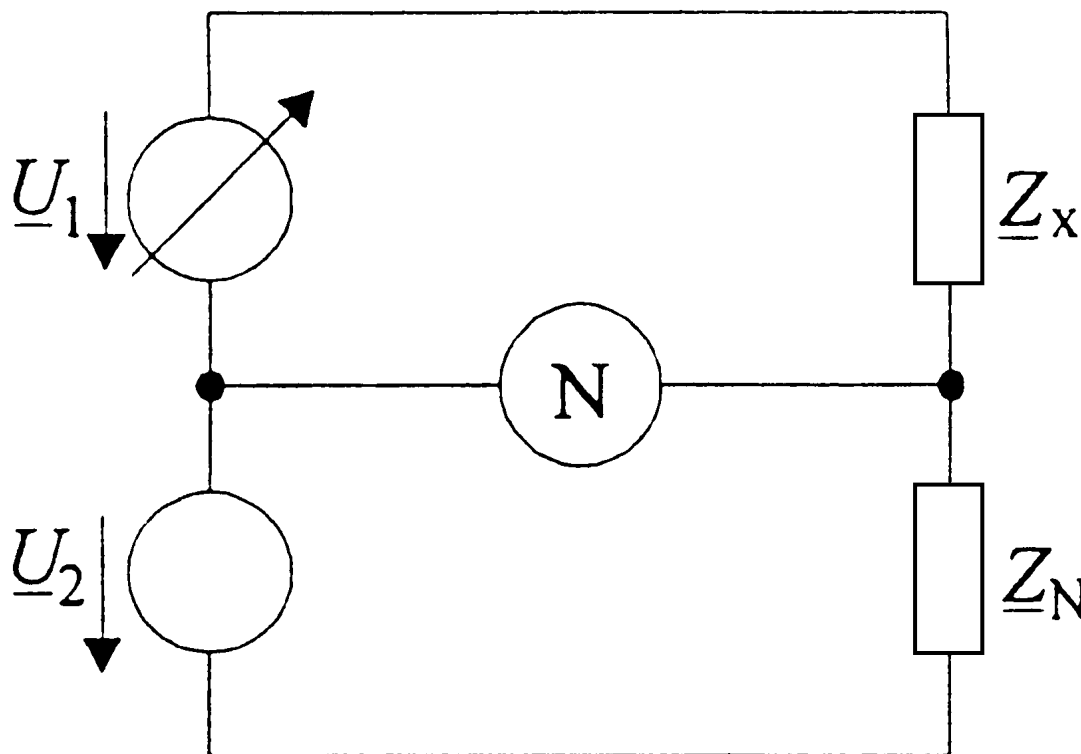
2.2.3 Mostič z dvema napetostnima viroma

Če padce napetosti na impedancah \underline{Z}_1 in \underline{Z}_2

$$\underline{U}_1 - \underline{I}_3 \underline{Z}_3 = 0, \quad \underline{I}_1 = \underline{I}_2$$

$$\underline{U}_2 - \underline{I}_4 \underline{Z}_4 = 0, \quad \underline{I}_3 = \underline{I}_4$$

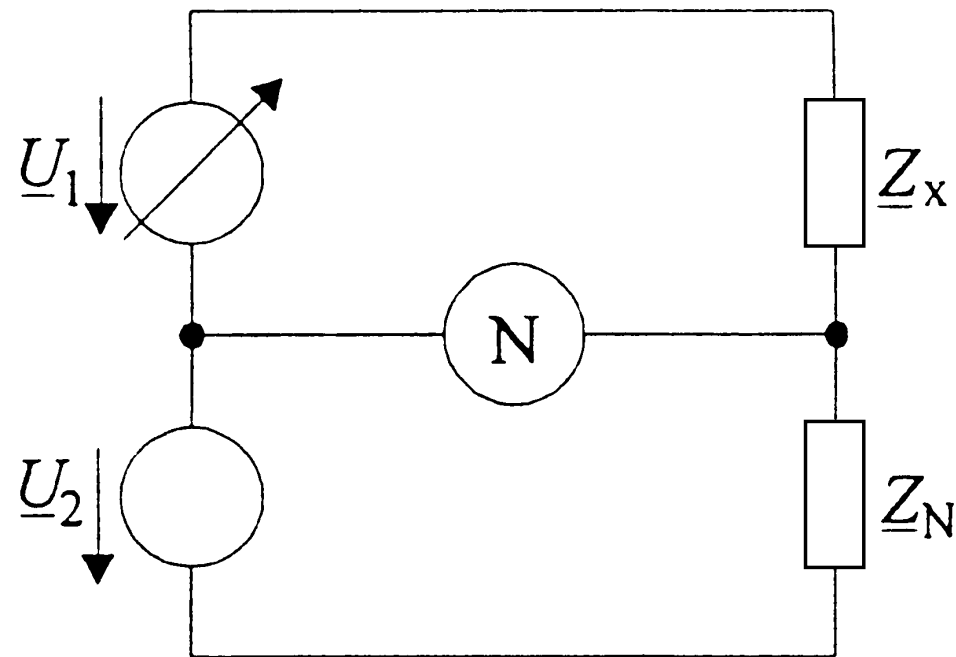
zamenjamo z napetostnimi generatorji \underline{U}_1 in \underline{U}_2 ,
dobimo mostič z dvema napetostnima viroma:



$$\underline{Z}_3 = \underline{Z}_4 \frac{\underline{U}_1 (= \underline{I}_1 \underline{Z}_1)}{\underline{U}_2 (= \underline{I}_2 \underline{Z}_2)}$$

Slika 2.19 Mostič z dvema napetostnima viroma





- znana impedanca \underline{Z}_N **je stalna**,
 - ohmska upornost: $\underline{Z}_N = R_N$
- **spreminjamo** napetost enega vira **po amplitudi in fazi**,
- **v ravnovesju** ($I_N \rightarrow 0$): $\underline{Z}_x = \underline{Z}_N \frac{U_1}{U_2}$
 - **v eksponentni obliki:** $\underline{Z}_x = R_N \frac{U_1}{U_2} e^{j(\varphi_1 - \varphi_2)} = R_N \frac{U_1}{U_2} e^{j\varphi}$





$$\underline{Z}_x = R_N \frac{U_1}{U_2} e^{j(\varphi_1 - \varphi_2)} = R_N \frac{U_1}{U_2} e^{j\varphi}$$

- fazni kot φ med napetostima mora biti **pozitiven pri merjenju induktivnosti:**

$$\underline{Z}_x = R_x + j\omega L_x = R_N \frac{U_1}{U_2} \cos \varphi + jR_N \frac{U_1}{U_2} \sin \varphi$$

- in **pri merjenju kapacitivnosti negativen:**

$$\underline{Z}_x = R_x - \frac{j}{\omega C_x} = R_N \frac{U_1}{U_2} \cos \varphi + jR_N \frac{U_1}{U_2} \sin \varphi$$

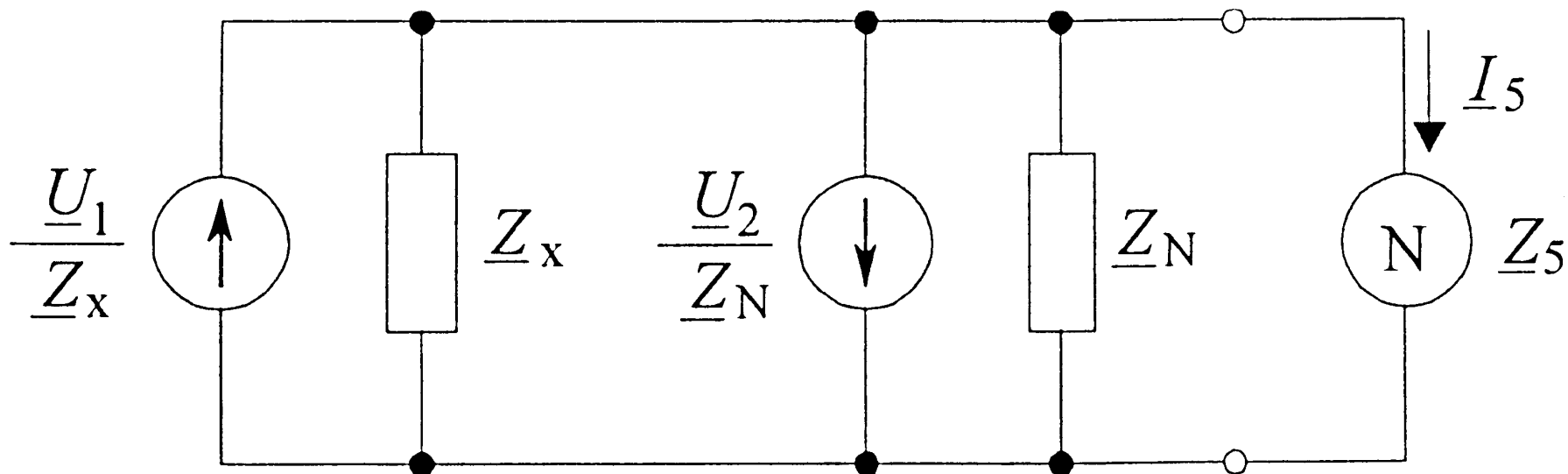
- **Merimo** lahko vse tri osnovne pasivne električne veličine R, L, C .
- Notranja **upornost virov se prišteva** k \underline{Z}_x oz. \underline{Z}_N !

Z uporabo Digitalno–Analognih pretvornikov **avtomatiziramo meritev.**

- velika točnost in ponovljivost merenj.



Ločljivost mostiča z dvema napetostnima viroma



Slika 2.20 Nadomestno vezje mostiča z dvema napetostnima viroma

Tok ničelnega indikatorja:

$$\underline{I}_5 = \left(\frac{\underline{U}_1}{\underline{Z}_x} - \frac{\underline{U}_2}{\underline{Z}_N} \right) \frac{\underline{Z}_x \parallel \underline{Z}_N}{\underline{Z}_x \parallel \underline{Z}_N + \underline{Z}_5}$$

- če je $\underline{Z}_5 \gg \underline{Z}_x \parallel \underline{Z}_N$ (elektronski voltmeter):

$$\underline{U}_5 = \underline{I}_5 \underline{Z}_5 = \left(\frac{\underline{U}_1}{\underline{Z}_x} - \frac{\underline{U}_2}{\underline{Z}_N} \right) \frac{\underline{Z}_x \underline{Z}_N}{\underline{Z}_x + \underline{Z}_N} = \frac{\underline{U}_1 \underline{Z}_N - \underline{U}_2 \underline{Z}_x}{\underline{Z}_x + \underline{Z}_N}$$





$$\underline{U}_5 = I_5 \underline{Z}_5 = \left(\frac{\underline{U}_1}{\underline{Z}_x} - \frac{\underline{U}_2}{\underline{Z}_N} \right) \frac{\underline{Z}_x \underline{Z}_N}{\underline{Z}_x + \underline{Z}_N} = \frac{\underline{U}_1 \underline{Z}_N - \underline{U}_2 \underline{Z}_x}{\underline{Z}_x + \underline{Z}_N}$$

- \underline{Z}_x z ločljivostjo ničelnega indikatorja $\underline{U}_5 = (\Delta \underline{U}_5)_q$

$$\underline{Z}_x = \underline{Z}_N \frac{\underline{U}_1}{\underline{U}_2} - \frac{(\Delta \underline{U}_5)_q}{\underline{U}_2} (\underline{Z}_x + \underline{Z}_N)$$

Absolutna ločljivost mostiča:

$$(\Delta \underline{Z}_x)_q = \frac{(\Delta \underline{U}_5)_q}{\underline{U}_2} (\underline{Z}_x + \underline{Z}_N)$$

Relativna ločljivost mostiča:

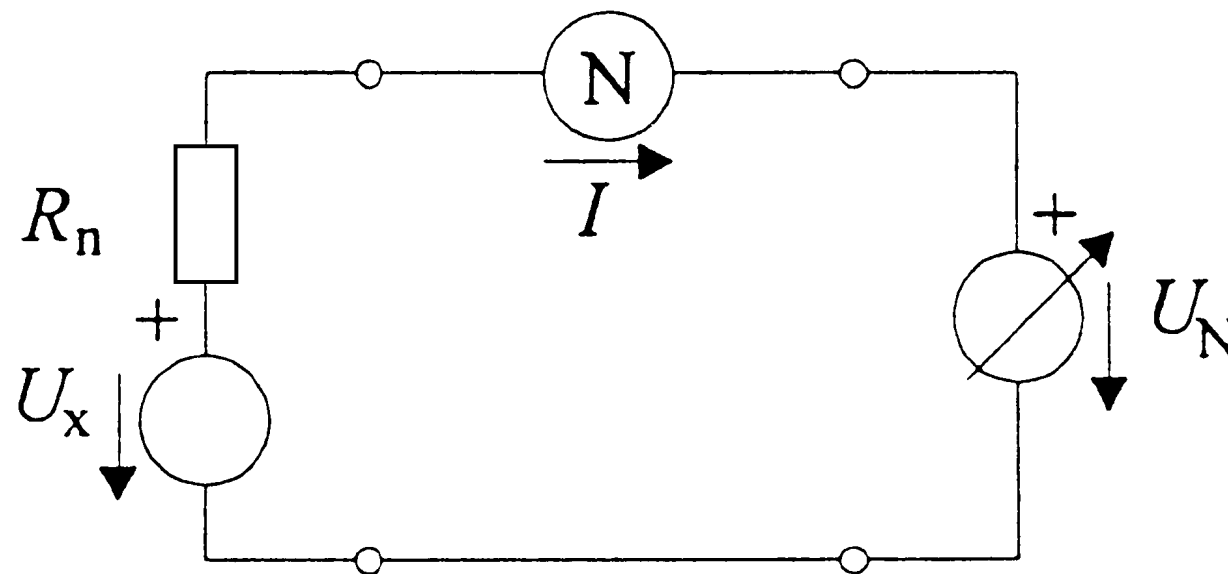
$$\delta_q = \frac{(\Delta \underline{Z}_x)_q}{\underline{Z}_x} = \frac{(\Delta \underline{U}_5)_q}{\underline{U}_1} \left(1 + \frac{\underline{Z}_x}{\underline{Z}_N} \right) = (\Delta \underline{U}_5)_q \left(\frac{1}{\underline{U}_1} + \frac{1}{\underline{U}_2} \right)$$

2.3 Enosmerni kompenzator



Neznano napetost U_x izmerimo tako, da jo **primerjamo z znano** U_N , ki jo spreminjamo.

- **kompenziramo** neznano napetost.



Slika 2.21 Kompenzacijski princip merjenja napetosti

Pri izravnavi čez ničelni indikator ne teče noben tok $I \rightarrow 0$,

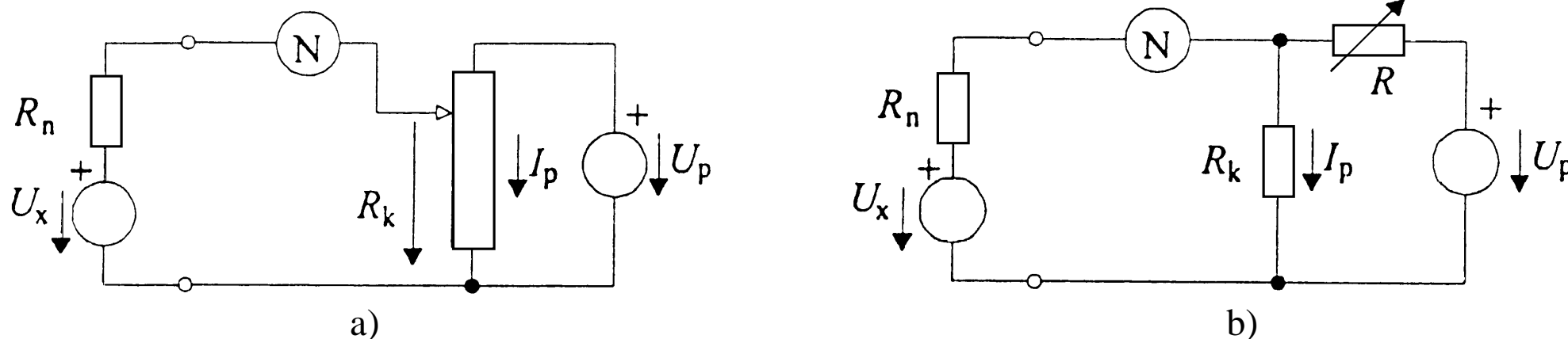
- $U_x - U_N = 0 \Rightarrow U_x = U_N$
 - **merjeni vir ni obremenjen!**
 - $u(U_x) \cong u(U_N) !$



Spremenljivo napetost $U_N = U_k$ realiziramo kot padeč napetosti, ki ga povzroči **električni tok** I_p na **znanem uporu** R_k .

$$U_x - U_k = 0, \quad U_k = I_p R_k \quad \Rightarrow \quad U_x = I_p R_k$$

Ločimo dva principa realizacije napetosti U_k :



Slika 2.22 Poggendorffov in Lindeck-Rothejev princip kompenzacije

Poggendorffov princip kompenzacije (a),

- **tok je stalen** in upornost spremenljiva.

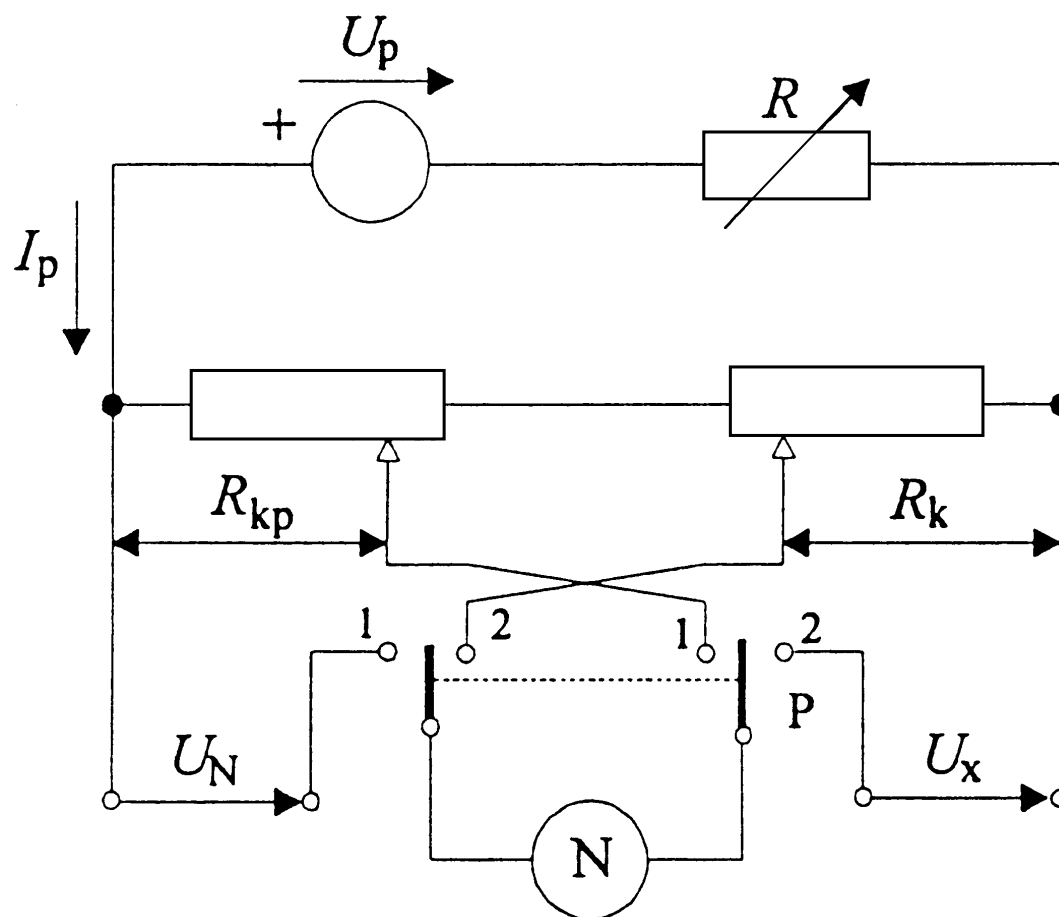
Lindeck-Rothejev princip kompenzacije (b),

- **upor je stalen** in tok spremenljiv.



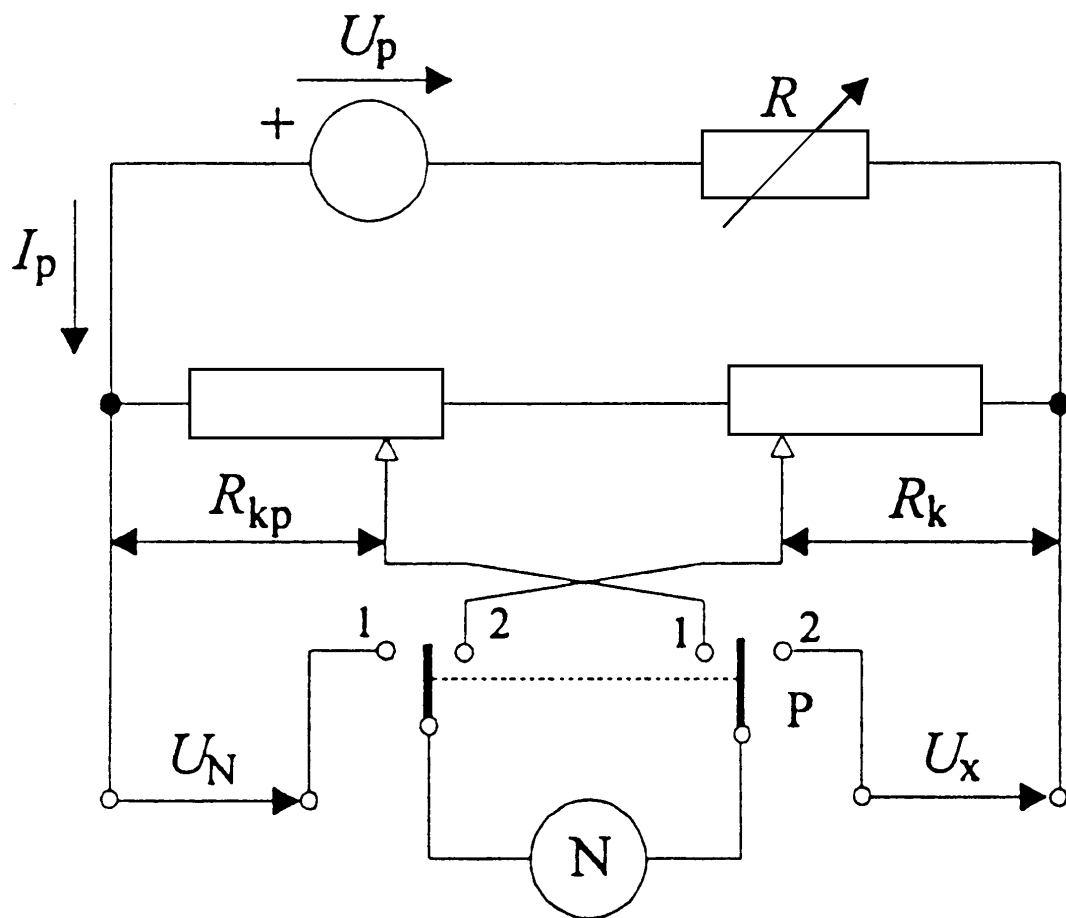
V preciznih napravah izkoriščamo Poggendorffov princip, kjer **pomožni tok nastavimo posredno preko padca na znanem upor.**

- Postopek se poenostavi, če ima kompenzator še **pomožni kompenzacijski upor.**



Slika 2.23 Kompenzator s pomožnim kompenzacijskim uporom





V položaju **1** nastavimo pomožni tok I_p ,

- z R_{kp} in U_N :

- ničelni indikator $I = 0$
 $\Rightarrow I_p R_{kp} = U_N$

V položaju **2** izmerimo (kompenziramo) napetost,

- ničelni indikator $I = 0$
 $\Rightarrow I_p R_k = U_x$

Rezultat meritve: $I_p = \text{konst.} \Rightarrow U_x = U_N \frac{R_k}{R_{kp}}$





Če želimo v rezultatu okrogle vrednosti - **naravnavanje kompenzatorja**, mora imeti tok I_p **okroglo vrednost**.

- primer: $I_p = 100\mu\text{A}$, $R_k = 3456,7\Omega$

$$U_x = \frac{U_N}{R_{kp}} R_k = I_p R_k = 100\mu\text{A} \cdot 3456,7\Omega = 345,67\text{mV}$$

Tok nastavimo **z referenčno napetostjo** (npr.: Westonov mednarodni normalni člen: $U_N = 1,01845\text{V}$)

- pomožni upor R_{kp} je **nastavljiv**.

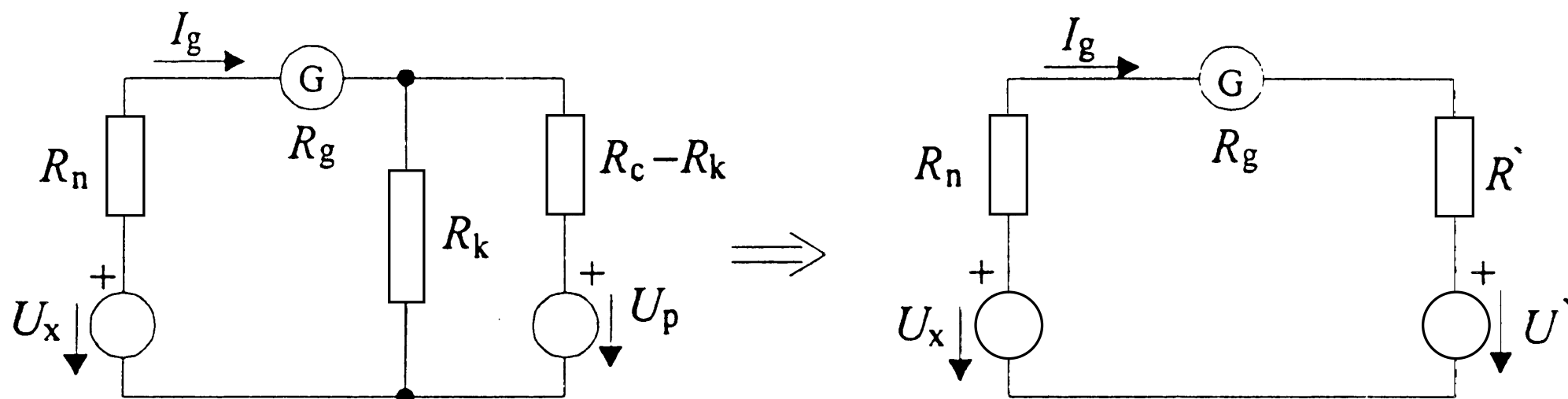
$$R_{kp} = \frac{U_N}{I_{pn}} = \frac{1,01845\text{V}}{100\mu\text{A}} = 10184,5\Omega$$





2.3.1 Ločljivost kompenzatorja

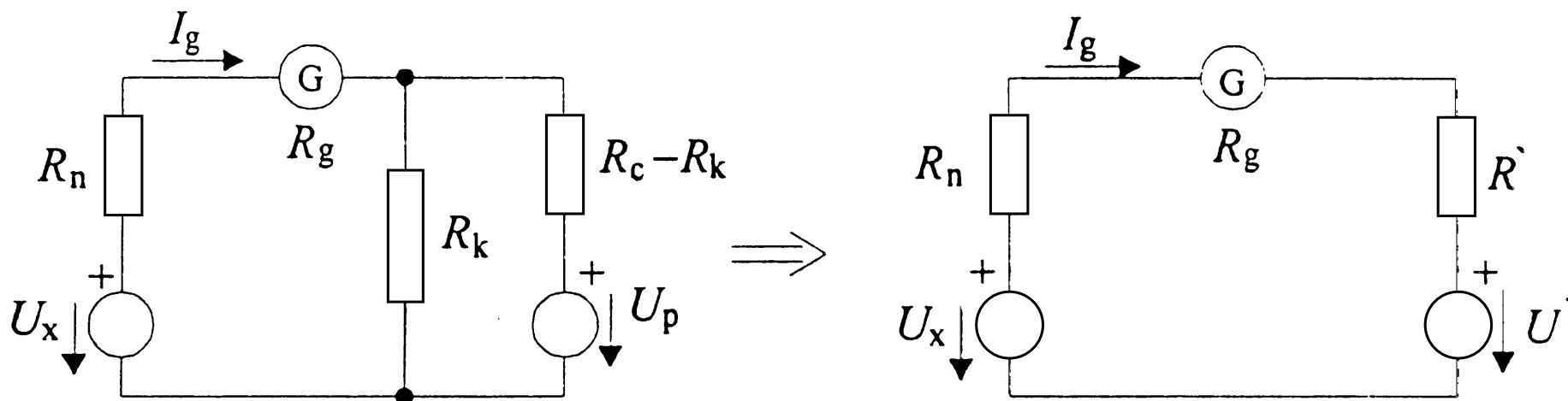
Poiskati moramo **povezavo** med izhodno veličino (**tok ničelnega indikatorja** I_g) in vhodno veličino (**sprememba napetosti** $\Delta U_x / U_x$).



Slika 2.24 Nadomestno vezje kompenzatorja

- nadomestni veličini: $U' = U_p \frac{R_k}{R_c}$, $R' = \frac{R_k (R_c - R_k)}{R_c}$
- R_g - **upornost galvanometra** kot ničelnega indikatorja,
- R_c - **celotna upornost** v krogu pomožnega toka.





Ker je: $U_x - U' - I_g (R_n + R_g + R') = 0$, je tok:

$$I_g = \frac{U_x - U'}{R_n + R_g + R'} \quad \text{oz.} \quad I_g = \frac{U_x - U_p R_k / R_c}{R_n + R_g + R_k (1 - R_k / R_c)}$$

Odvod je:

$$\frac{dI_g}{dU_x} = \frac{1}{R_n + R_g + R_k (1 - R_k / R_c)}$$

in občutljivost:

$$S = \frac{\Delta I_g}{\Delta U_x / U_x} = \frac{U_x}{R_n + R_g + R_k (1 - R_k / R_c)}$$



Ločljivost:

Kolikšna je relativna sprememba napetosti $\Delta U_x / U_x$, ki spremeni tok za ΔI_g in obratno?

$$\frac{\Delta U_x}{U_x} = \frac{\Delta I_g}{U_x} \left[R_n + R_g + R_k \left(1 - R_k / R_c \right) \right]$$

Če vstavimo za ΔI_g ločljivost ničelnega indikatorja $(\Delta I_g)_q$, dobimo relativno **ločljivost kompenzatorja**:

$$\delta_q = \frac{(\Delta U_x)_q}{U_x} = \frac{(\Delta I_g)_q}{U_x} \left[R_n + R_g + R_k \left(1 - R_k / R_c \right) \right]$$

2.3.2 Standardna negotovost zaradi ločljivosti

Standardna negotovost zaradi ločljivosti kompenzatorja je:

$$w(U_x)_q = \frac{u(U_x)_q}{U_x} = \frac{1}{2\sqrt{3}} \frac{(\Delta U_x)_q}{U_x}$$

- v praksi bi naj bila zanemarljiva proti ostalim prispevkom.





2.4 Izmenični kompenzator

Ločimo dve izvedbi merjenja sinusne napetosti:

- z eno **merimo amplitudo in fazni kot (kompleksni kompenzator)**,
 - enaka frekvenca,
- z drugo pa **efektivno vrednost**,
 - primerjamo z enosmerno napetostjo.



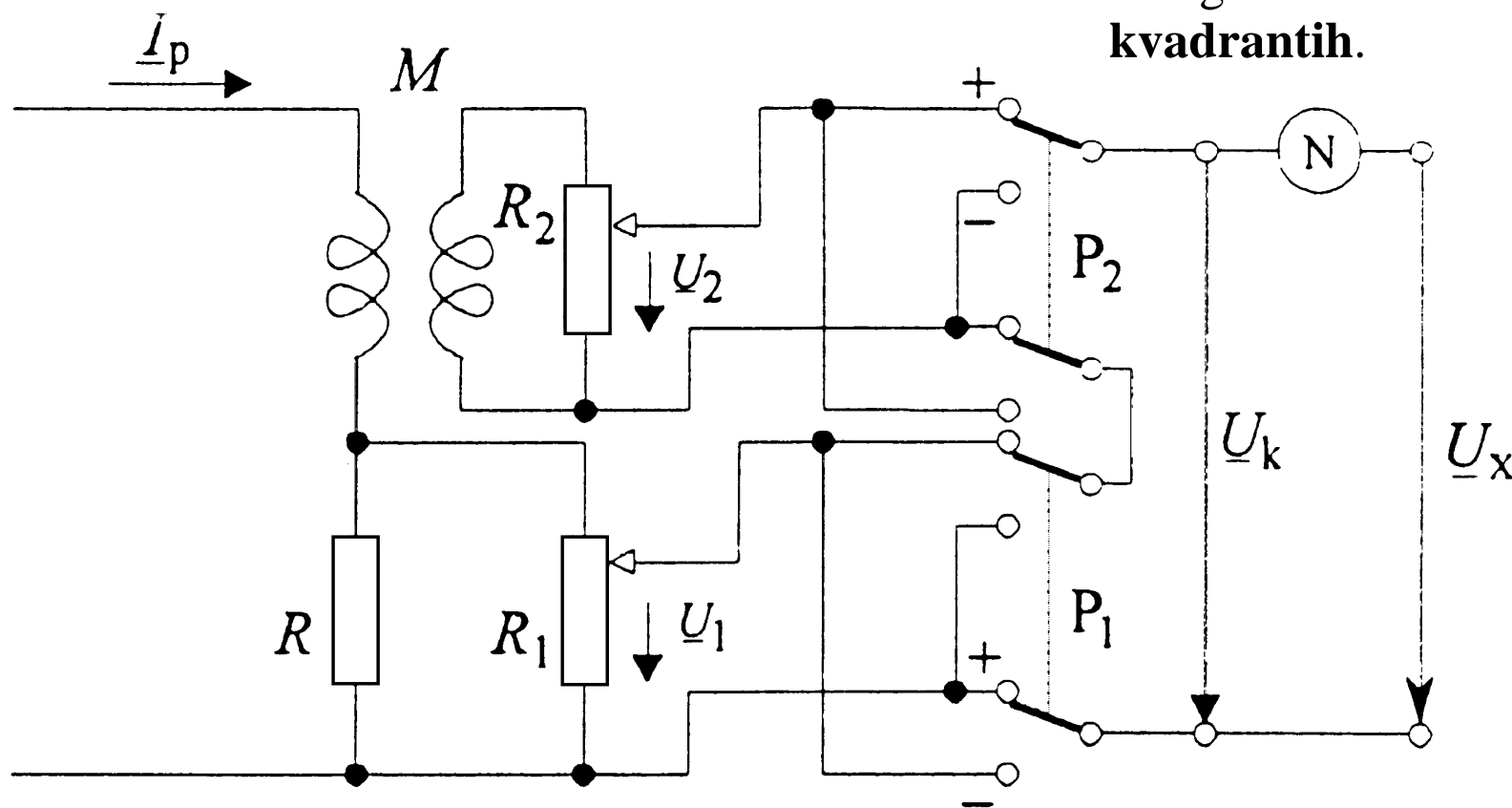


2.4.1 Kompleksni kompenzator

Kompenzacijska napetost je sestavljena iz napetosti dveh napetosti \underline{U}_1 in \underline{U}_2 ,

- ki sta **zamaknjeni za 90°** ,

Preklopnika P_1 in P_2 za polariteto omogočata izravnavo v vseh **štirih kvadrantih**.



Slika 2.25 Kompleksni kompenzator

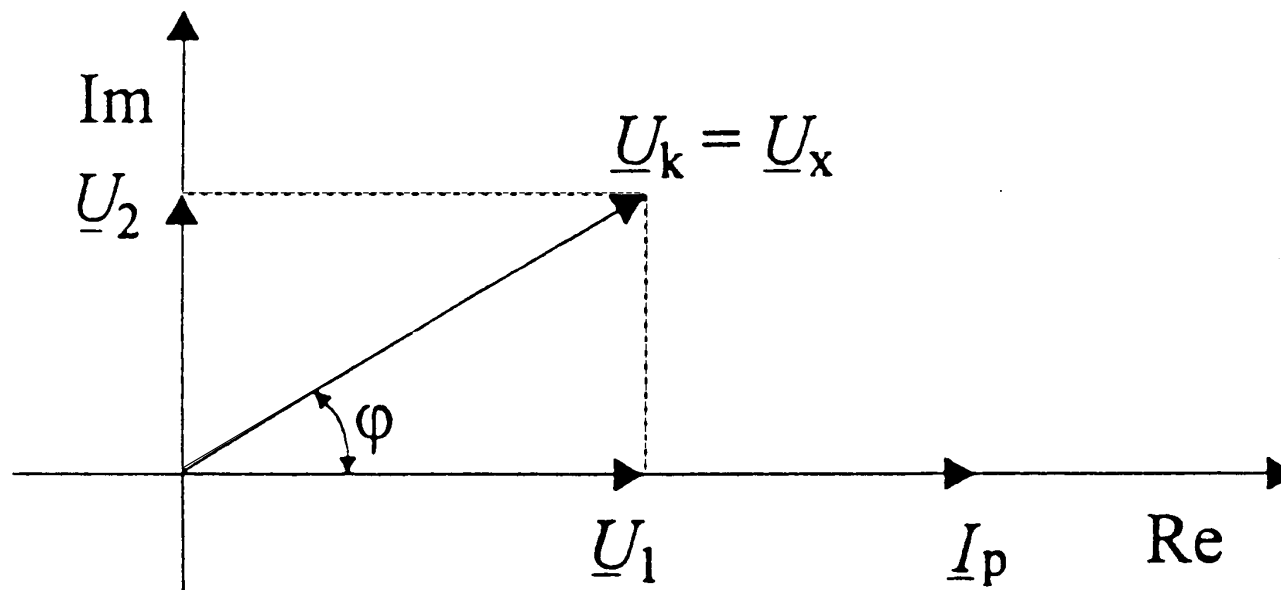




Izravnavava:

- ničelni indikator $\underline{I} = 0$: $\Rightarrow \underline{U}_x = \underline{U}_k = \underline{U}_1 + \underline{U}_2$

Kazalčni (fazorski) diagram ob izravnavi



Slika 2.26 Fazorski diagram ob izravnavi

- amplituda: $U_x = \sqrt{U_1^2 + U_2^2}$,
- fazni kot: $\varphi = \text{arc tg} \frac{U_2}{U_1}$.
- frekvenčna analiza za eno komponento!





Merilna negotovost je odvisna od negotovosti elementov vezja (R , M , R_1 , R_2 in I_p).

Z uporabo preciznih uporov znižamo merilno negotovost na $\approx 10^{-4}$ pri frekvencah do nekaj 10 Hz.

Kadar nas zanima le **razmerje** \underline{U}_x in \underline{I}_p (npr. **merjenje impedance**):

$$\underline{Z}_x = \frac{\underline{U}_x}{\underline{I}_p} = \frac{\underline{U}_1 + \underline{U}_2}{\underline{I}_p}$$

$$\bullet \underline{U}_1 = k_1 R_1 \underline{I}_p \frac{R}{R + R_1}$$

$$\bullet \underline{U}_2 = k_2 j \omega M \underline{I}_p$$

dobimo:
$$\underline{Z}_x = k_1 R_1 \frac{R}{R + R_1} + j k_2 \omega M$$





Kompleksni kompenzator je uporaben pri merjenju lastnosti merilnih transformatorjev:

- zanima nas razmerje $\frac{\underline{U}_p}{\underline{U}_s}$
- oz. razmerje $\frac{\underline{I}_p}{\underline{I}_s}$



3. *MERJENJE ELEKTRIČNIH VELIČIN*

Obpravnavali bomo splošne zakonitosti pri merjenju:

- napetosti,
- toka,
- moči,
- upornosti,
- kapacitivnosti,
- lastne in medsebojne induktivnosti,
- frekvence,
- in magnetnega polja ...

Pogosto merjeno veličino ugotovimo (**izračunamo**) na osnovi **neposrednih merjenj** drugih fizikalnih veličin.

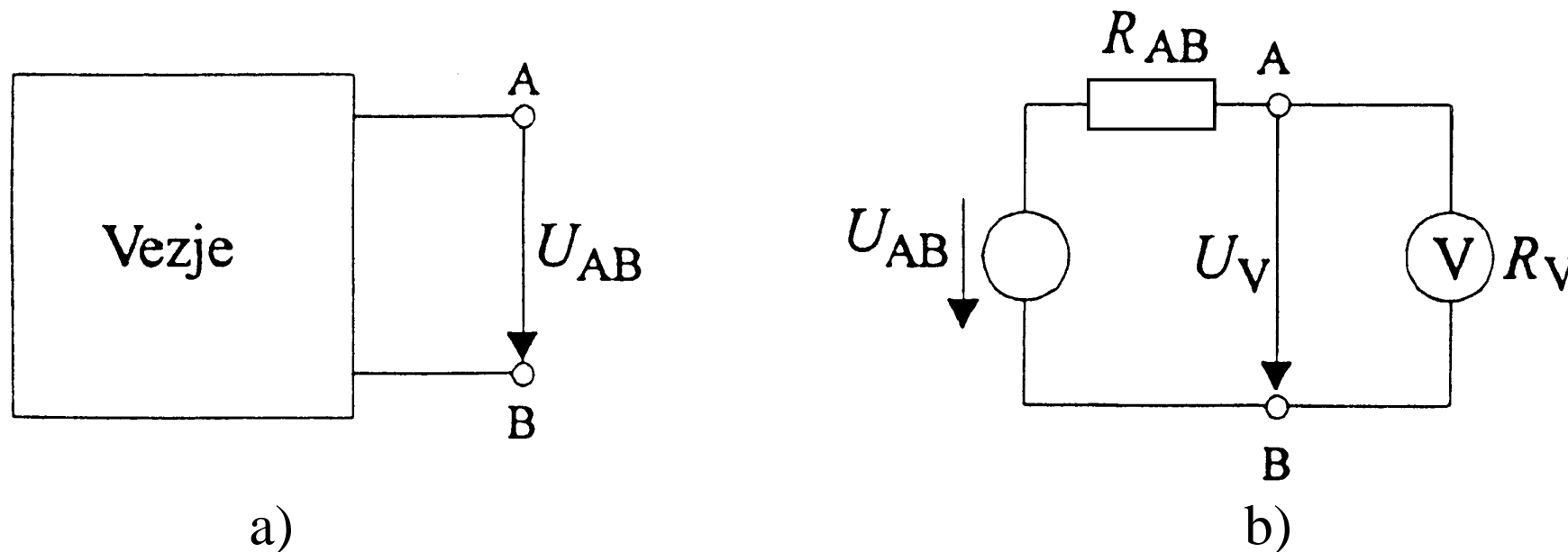




3.1 Merjenje napetosti in toka

Vključitev merilnih instrumentov ima za posledico spremembo razmer.

3.1.1 Priklučitev voltmetra



Slika 3.1 Vpliv priklučitve voltmetra

Napetost med sponkama A, B
po priklučitvi voltmetra:

$$U_V = U_{AB} \frac{R_V}{R_V + R_{AB}}$$





- Relativna sprememba napetosti:

$$\frac{\Delta U}{U_{AB}} = \frac{U_V - U_{AB}}{U_{AB}} = -\frac{1}{1 + R_V/R_{AB}}$$

- **napetost je manjša,**
- odvisna od razmerja $\frac{R_V}{R_{AB}}$
- Če učinek priključitve (končne vrednosti upornosti) zanemarimo, naredimo **systematični pogrešek** merilne metode:

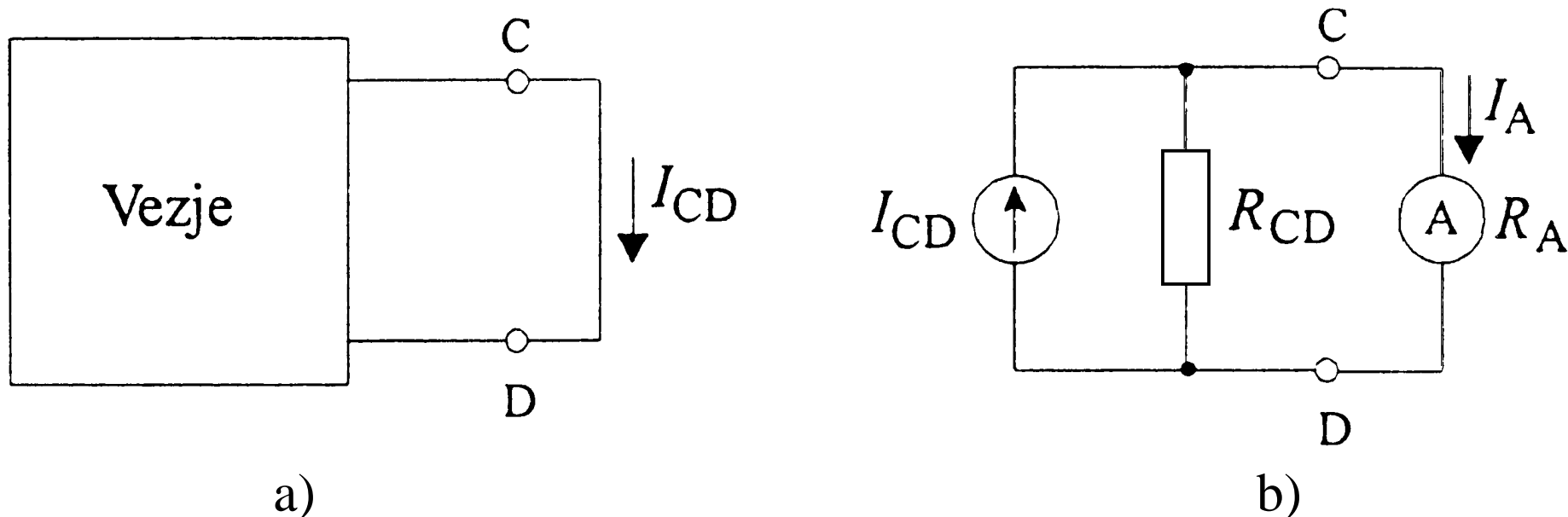
$$e = -\frac{1}{1 + R_V/R_{AB}}$$

Uporaba kompenzatorjev nam kljub končnim upornostim omogoča $R_V \rightarrow \infty$!





3.1.2 Vključitev ampermetra



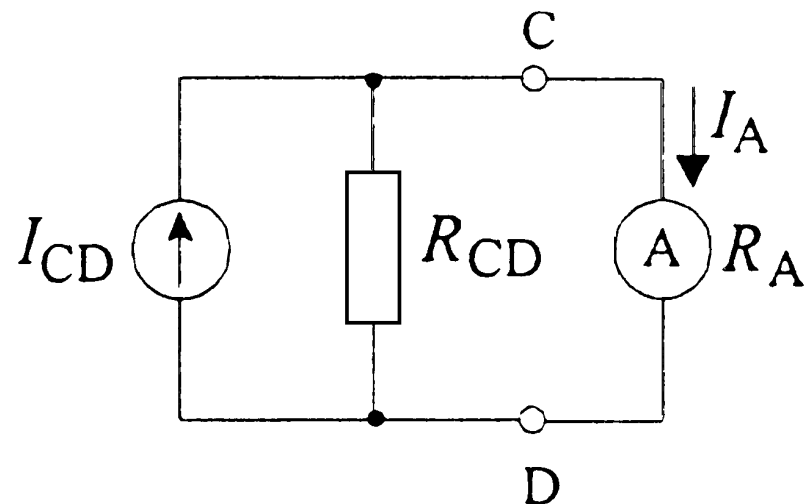
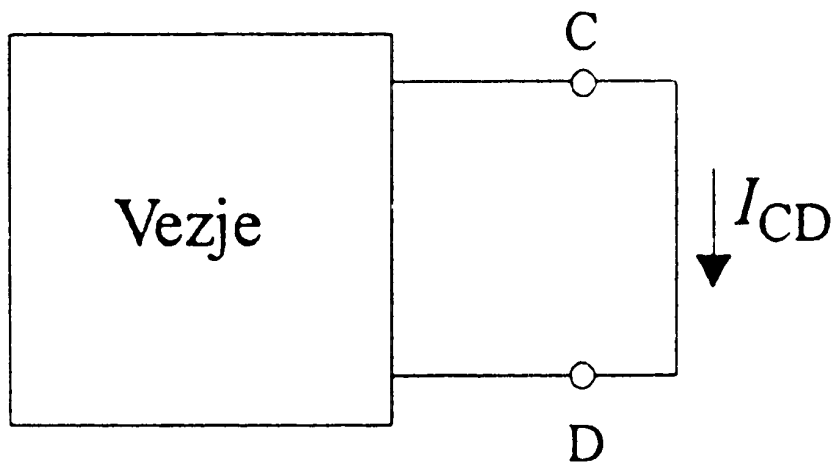
Slika 3.2 Vpliv vključitve ampermetra

Tok med sponkama C, D **po vključitvi ampermetra** (pred tem je bila kratka vez):

$$I_A = I_{CD} \frac{R_{CD}}{R_{CD} + R_A}$$

Relativna sprememba toka:
$$\frac{\Delta I}{I_{CD}} = \frac{I_A - I_{CD}}{I_{CD}} = -\frac{1}{1 + R_{CD}/R_A}$$





$$\frac{\Delta I}{I_{CD}} = \frac{I_A - I_{CD}}{I_{CD}} = -\frac{1}{1 + R_{CD}/R_A}$$

- tok je manjši,
- odvisna od razmerja $\frac{R_{CD}}{R_A}$

Če učinek priključitve (končne vrednosti upornosti) zanemarimo, naredimo **sistematični pogrešek**:

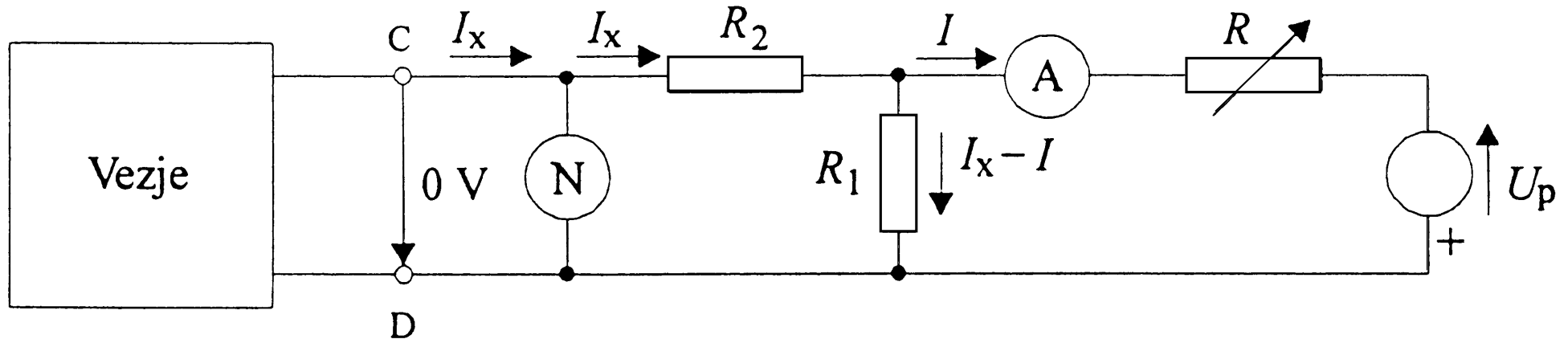
$$e = -\frac{1}{1 + R_{CD}/R_A}$$



3.1.2.1 Kompenzacijski način merjenja toka



Sesalno vezje nam ustvari **navidezno** $R_A \rightarrow 0$



Slika 3.3 Sesalno vezje

- temelji na Lindeck-Rothejevem principu,
- ko je **ničelni indikator brez odklona**, velja:

$$I_x R_2 + (I_x - I) R_1 = 0$$

- z R spreminjamo tok I

- merjeni 'sesani' tok je: $I_x = I \frac{R_1}{R_1 + R_2}$

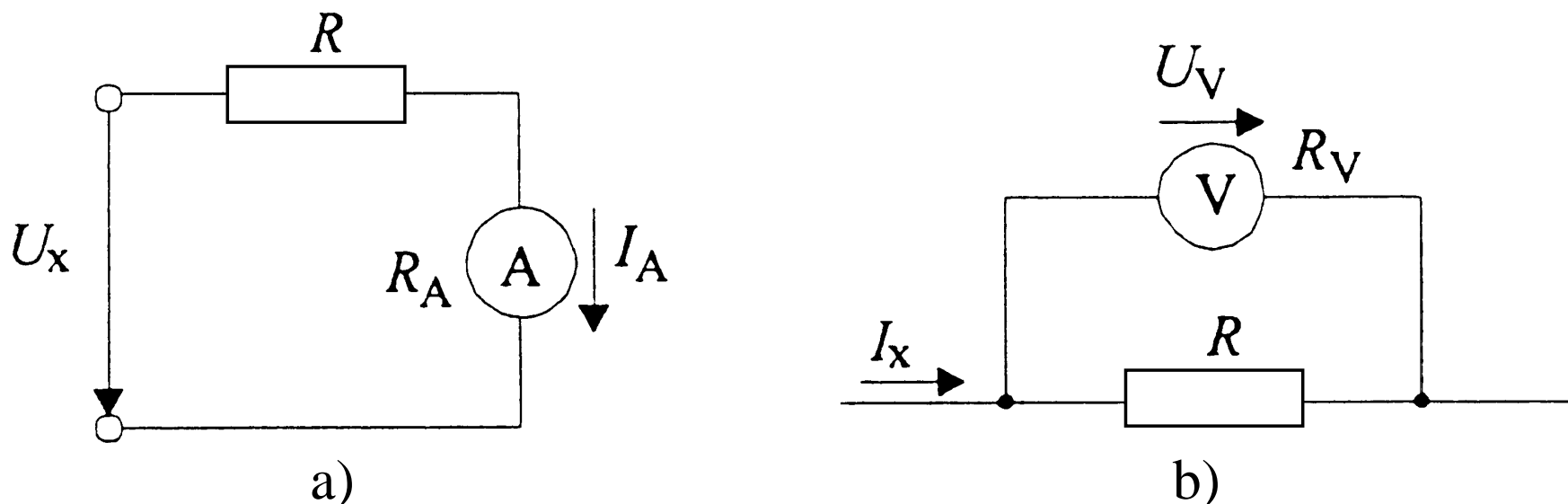
- med točkama C, D ni padca napetosti!

$$\Rightarrow R_A = 0 \Omega$$





3.1.3 Posredno merjenje napetosti in toka



Slika 3.4 Posredno merjenje napetosti in toka

Posredno merjenje napetosti preko toka čez znano upornost (a):

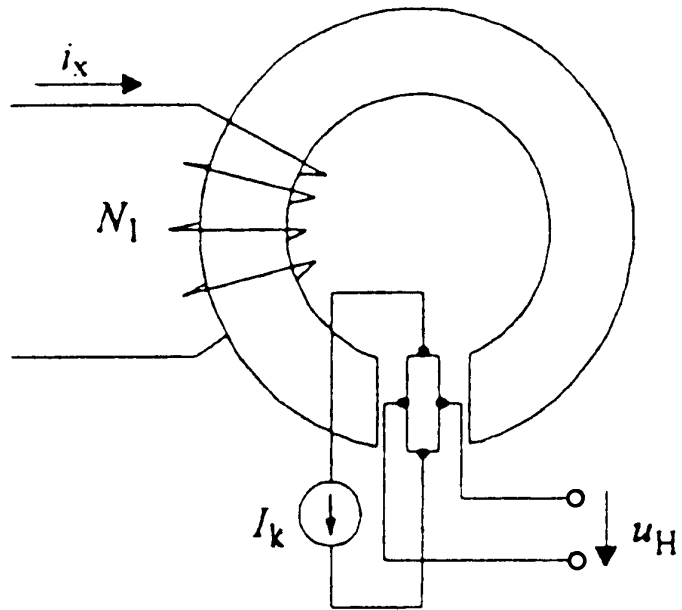
$$I_A = \frac{U_x}{R + R_A} \quad \bullet \quad \text{če } R \gg R_A: \quad U_x = I_A R$$

Posredno merjenje toka preko napetosti na znani upornosti (b):

$$U_V = I_x \frac{RR_V}{R + R_V} \quad \bullet \quad \text{če } R_V \gg R: \quad I_x = U_V / R$$



3.1.3.1 Posredno merjenje toka z uporabo magnetnega kroga



- magnetni krog se zaključi preko **toroidnega feromagnetnega jedra**,
- jedro se vzbuja z merjenim tokom i_x preko N_1 ovojev

Slika 3.5: Merjenje toka prek magnetnega kroga s Hallovo sondo

- **v reži se nahaja Hallova sonda:**

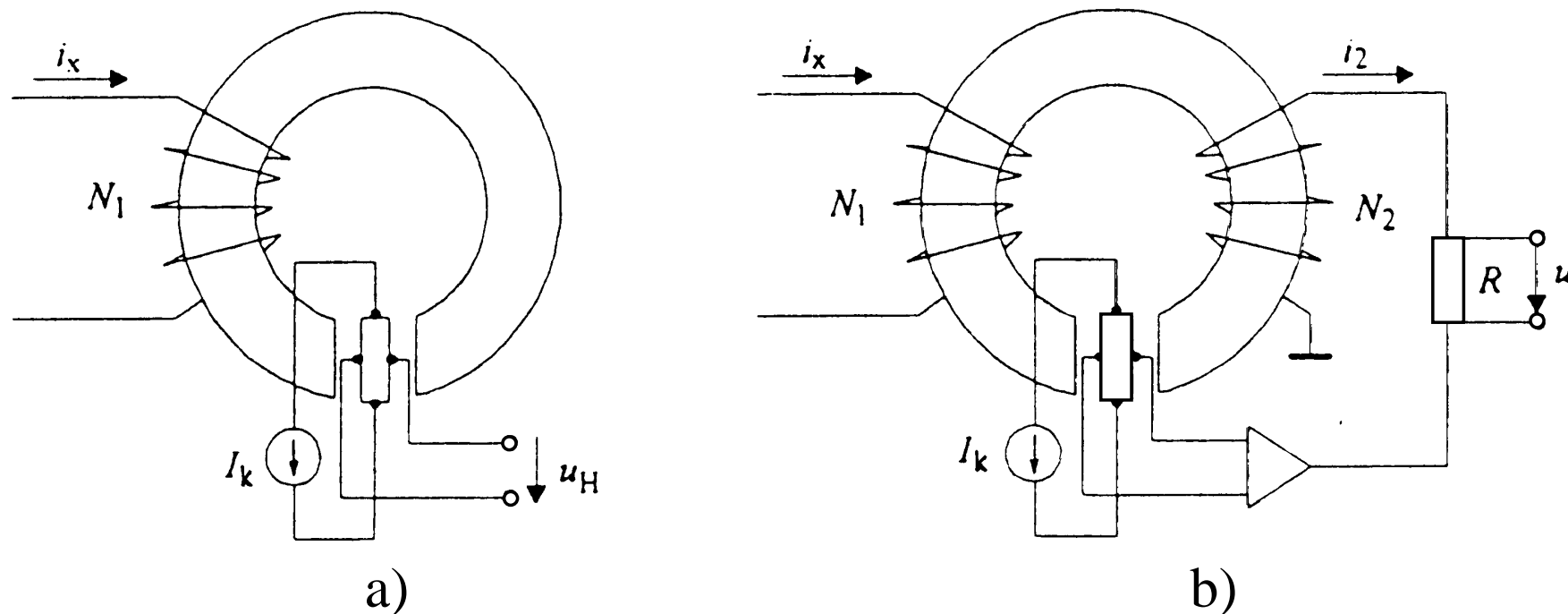
- skoraj linearna povezava:
$$u_H = \frac{1}{ned} I_k B \approx \text{konst.} \cdot i_x$$
- občutljivost sonde od nič do 10 MHz neodvisna od frekvence!
- slaba stran je v **temperaturni odvisnosti** in **nelinearnosti**.





Nelinearnost izboljšamo s **kompensacijskim** navitjem (b)

- ravnotežje vzpostavimo s tokom i_2 , ki ga preko ojačevalnika krmili napetost u_H

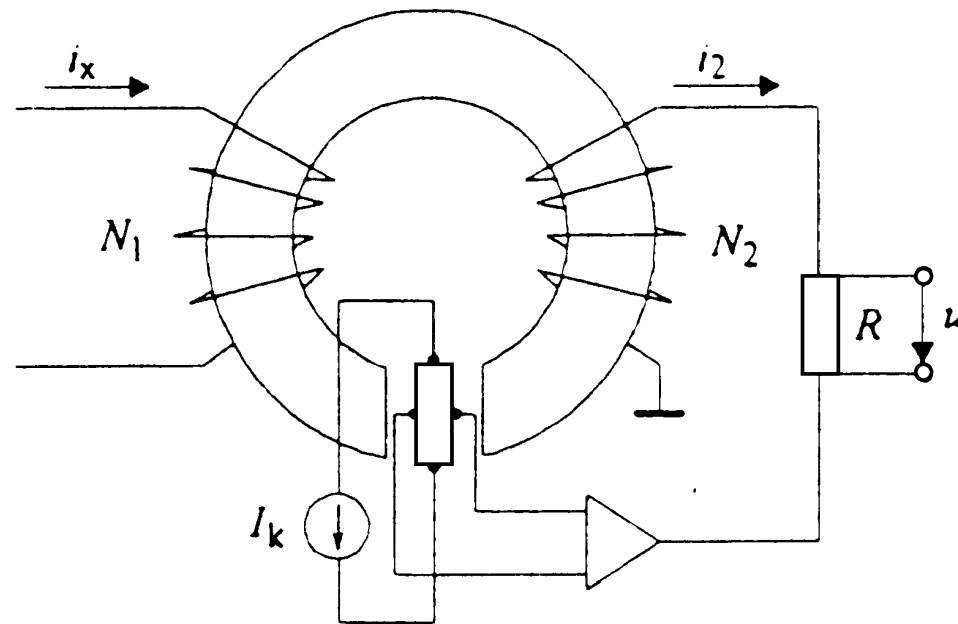
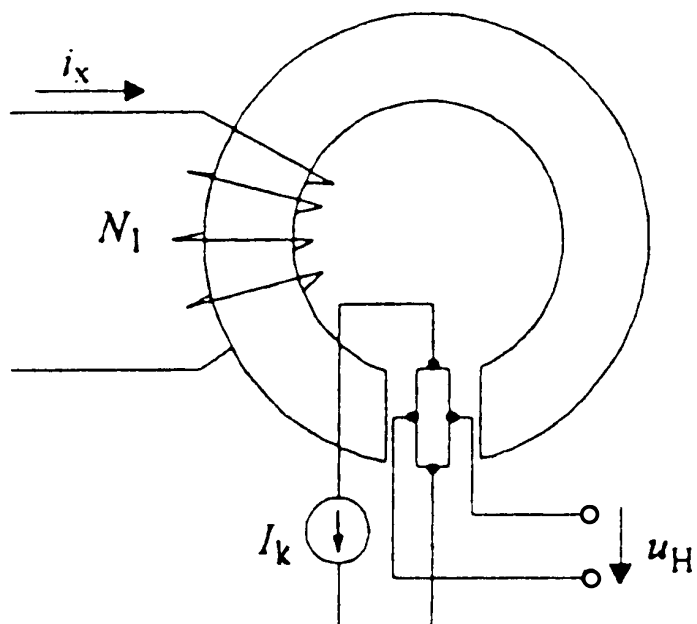


Slika 3.5 Merjenje toka prek magnetnega kroga s Hallovo sondo

Kadar je **magnetni pretok kompenziran**, imamo:

$$u_H = 0 \quad \Rightarrow \quad i_x N_1 = i_2 N_2 \quad \Rightarrow \quad i_x = \frac{N_2}{N_1 R} u$$





Na tem principu temeljijo **tokovne klešče**.

- tok merimo brez prekinitve vodnika,
 - pri montaži razklenemo jedro,
- **primar ima en sam ovoj.**





3.2 Merjenje moči

Trenutna moč kot produkt napetosti u in toka i **na dostopu vezja:**

$$p = u \cdot i$$

Delovna moč je enaka **srednji vrednosti:**

$$P = \lim_{T_i \rightarrow \infty} \frac{1}{T_i} \int_0^{T_i} ui \, dt = \overline{ui}$$

- Če sta veličini **periodični** je dovolj integral v **eni periodi:**

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T ui \, dt$$





- Če sta veličini **sinusni**:

$$u = \hat{u} \sin(\omega t + \varphi_u),$$

$$i = \hat{i} \sin(\omega t + \varphi_i), \quad \varphi_u - \varphi_i = \varphi$$

- **trenutna moč**:

$$p = \hat{u}\hat{i} \sin(\omega t + \varphi_u) \sin(\omega t + \varphi_i) =$$

$$p = UI \cos \varphi - UI \cos \varphi (2\omega t + \varphi_u + \varphi_i)$$

- **delovna moč** je srednja vrednost –
enosmerna komponenta:

$$P = UI \cos \varphi$$

Delovna moč s **kompleksnimi veličinami**:

$$P = \frac{1}{2} \operatorname{Re}\{\underline{U} \underline{I}^*\}$$

$$\underline{U} = \hat{u} e^{j\varphi_u} ; \quad \underline{I} = \hat{i} e^{j\varphi_i} ; \quad \underline{I}^* = \hat{i} e^{-j\varphi_i}$$





Navidezna moč je produkt efektivnih vrednosti U in I :

$$S = U \cdot I$$

- neodvisno od oblike

Celotna jalova moč (fiktivna moč P_f):

$$P_f = \sqrt{S^2 - P^2}$$

- pri sinusni obliki se skrči v **jalovo moč**:

$$Q = UI \sin \varphi \quad \text{ali} \quad Q = \frac{1}{2} \text{Im}\{\underline{U} \underline{I}^*\}$$

- $UI \sin \varphi = UI \sqrt{1^2 - \cos^2 \varphi}$

Faktor moči je razmerje delovne in navidezne moči:

$$\lambda = \frac{P}{S}$$

- za sinusno obliko: $\lambda = \cos \varphi$





$P \rightarrow$ merimo z vatmetri,

$Q \rightarrow$ merimo z varmetri,

$S \rightarrow$ merimo posredno preko efektivne vrednosti toka in napetost.

3.2.1 Merjenje moči pri enosmernem toku in napetosti

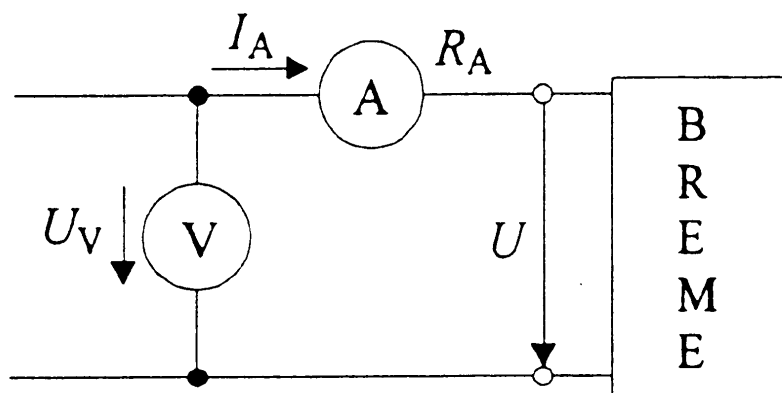
Izmenična komponenta je zanemarljiva.

$$P = UI$$

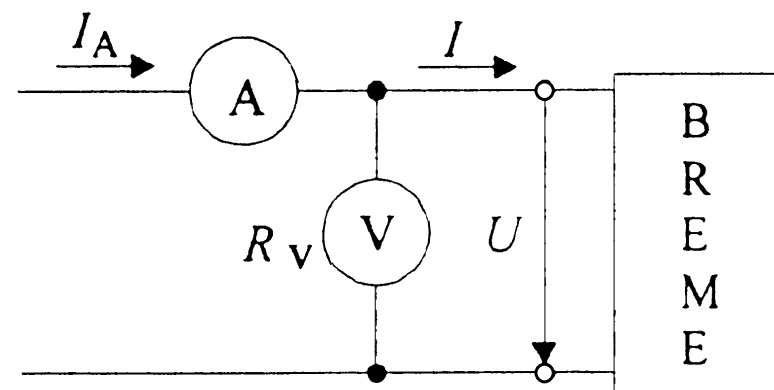
- merimo jo lahko **posredno prek merjenja U in I .**



3.2.1.1 Merjenje moči z voltmetrom in ampermetrom



a)



b)

Slika 3.6 Merjenje moči z voltmetrom in ampermetrom

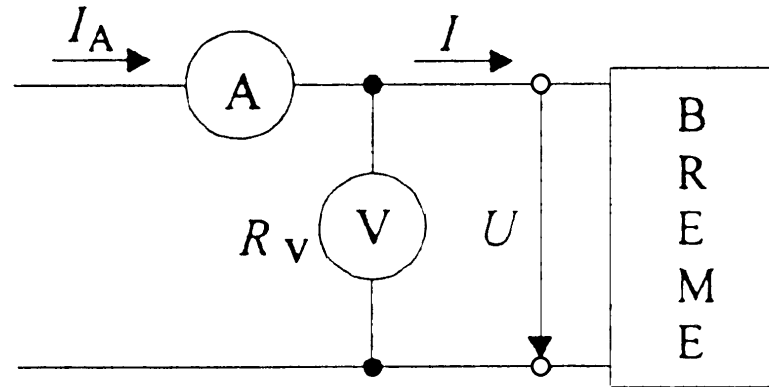
- Varianta a:**
- tok je enak toku bremena $I = I_A$,
 - napetost je za padec na ampermetru večja kot napetost na bremenu $U_V = U + I_A R_A$.

$$P_i = U_V I_A = (U + I_A R_A) I_A = UI + I_A^2 R_A$$

- moč bremena: $P = UI = U_V I_A - I_A^2 R_A$

- če to zanemarimo, imamo **sistematični pogrešek**: $E = P_i - P = I_A^2 R_A$





Varianta b:

- napetost je enaka napetosti na bremenu $U_V = U$
- **tok** je za tok skozi voltmeter **večji kot tok bremena**

$$I_A = I + U/R_V:$$

$$P_i = U_V I_A = U_V (I + U_V/R_V) = UI + U_V^2/R_V$$

- **moč bremena:** $P = U_V I_A - U_V^2/R_V$

- če to zanemarimo, imamo **systematični pogrešek:**

$$E = P_i - P = U_V^2/R_V$$





Merimo po varianti:

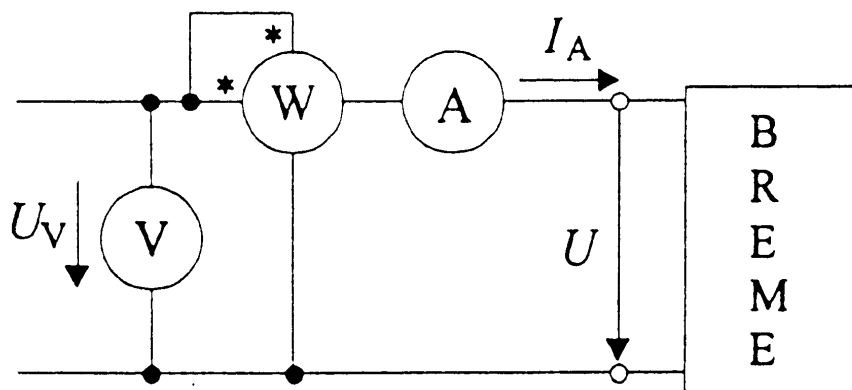
- z zanemarljivim sistematskim pogreškom,
 - **desetkrat manjši** kot merilna negotovost,
- ali po varianti **z manjšim sistematskim pogreškom**,
 - prednost dajemo **varianti b**.
 - upornost bolje določena in neodvisna od temperature.



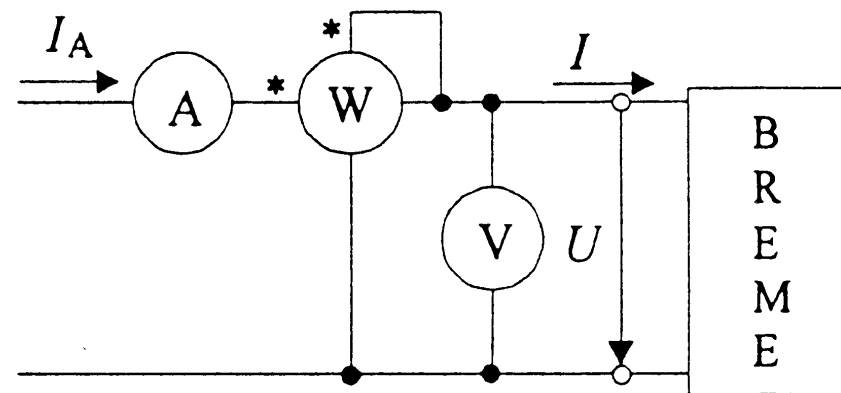


3.2.1.2 Merjenje moči neposredno z vatmetrom

- Pri nekompenziranih vatmetrih moramo **upoštevati lastno porabo**.



a)



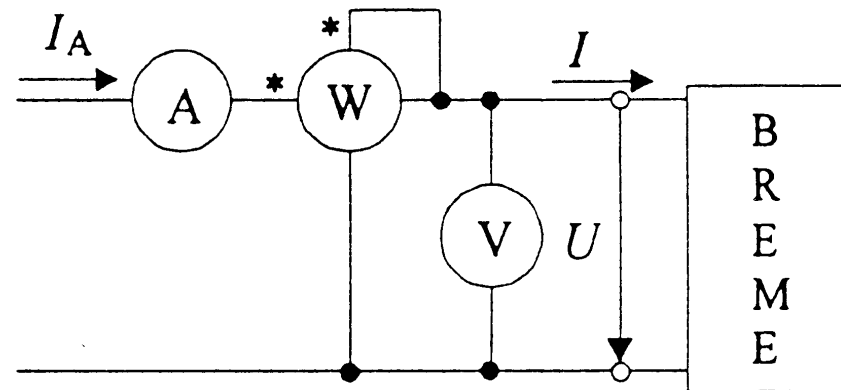
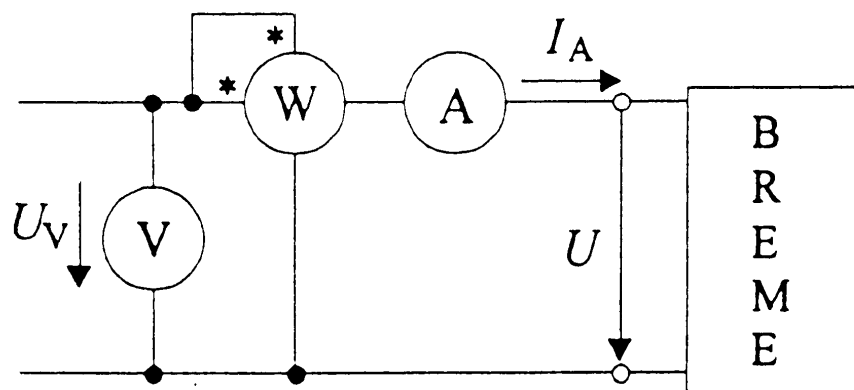
b)

Slika 3.7 Merjenje moči z vatmetrom

Varianta a: $P_W = UI + I_A^2 (R_A + R_{Wt})$

- upoštevamo tudi **upornost tokovne veje vatmetra** R_{Wt}





Varianta b:

$$P_W = UI + U_V^2 (1/R_V + 1/R_{Wn})$$

- upoštevamo tudi **upornost napetostne veje vatmetra** R_{Wn}



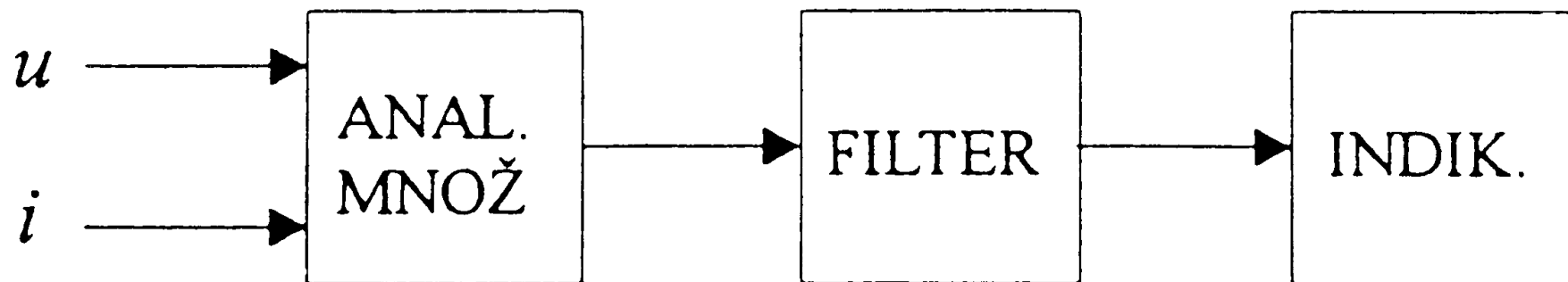
3.2.2 Merjenje delovne moči pri periodičnem toku in napetosti



Najprej moramo tvoriti **produkt trenutnih vrednosti** in nato **povprečno vrednost**.

3.2.2.1 Elektronski vatmetri

- **analogni postopek,**
 - množenje in povprečenje **kontinuirano,**



Slika 3.8 Analogni postopek merjenja moči

- **digitalni postopek,**
 - množenje in povprečenje **diskontinuirano.**

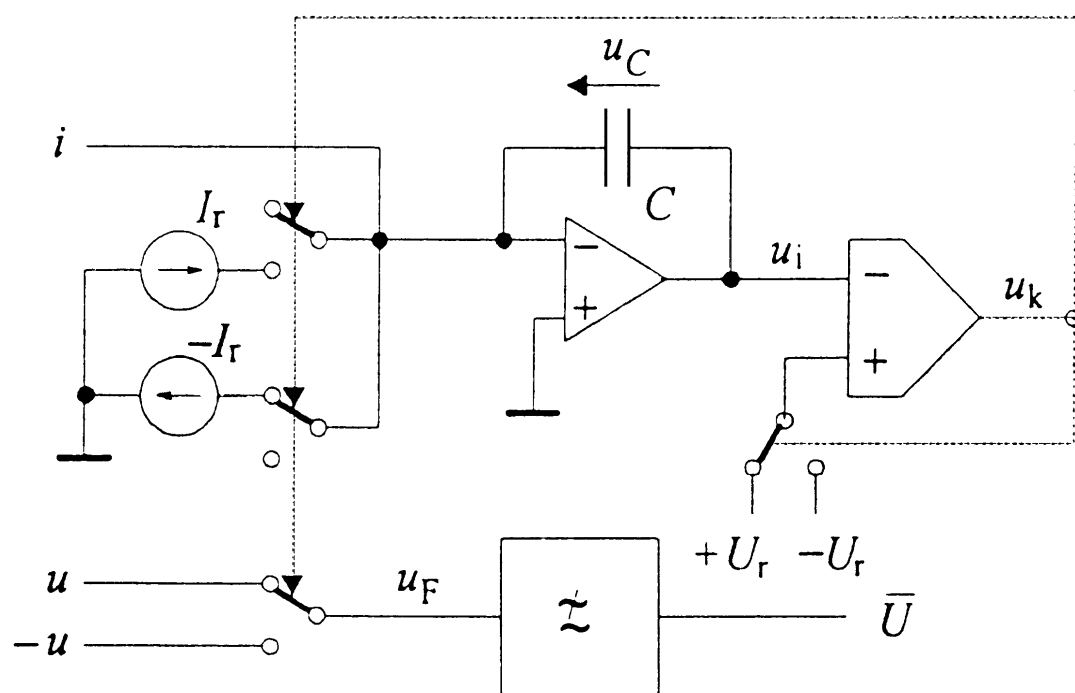


Osrednji del analognega postopka je analogni množilnik.



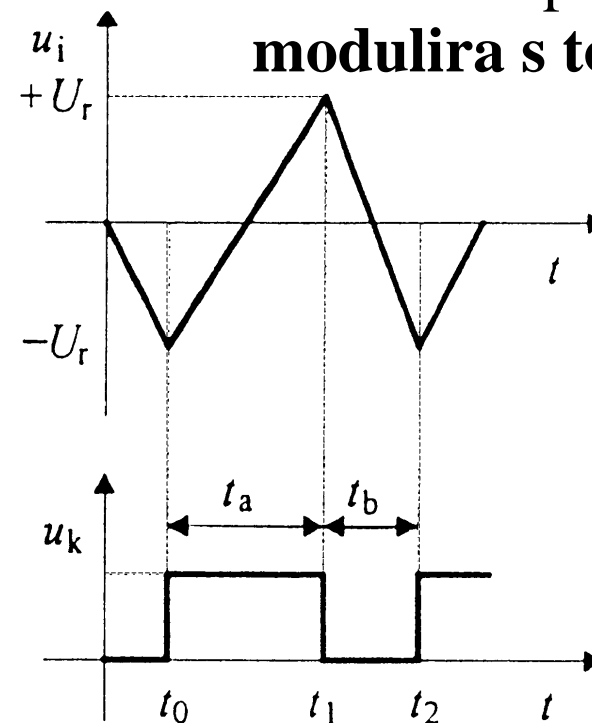
- varianta z amplitudno-širinsko modulacijo,
- varianta s Hallovim množilnikom ...

Množilnik z amplitudno-širinsko modulacijo



a)

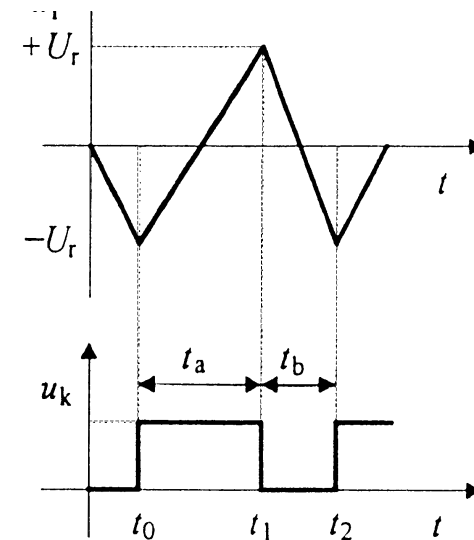
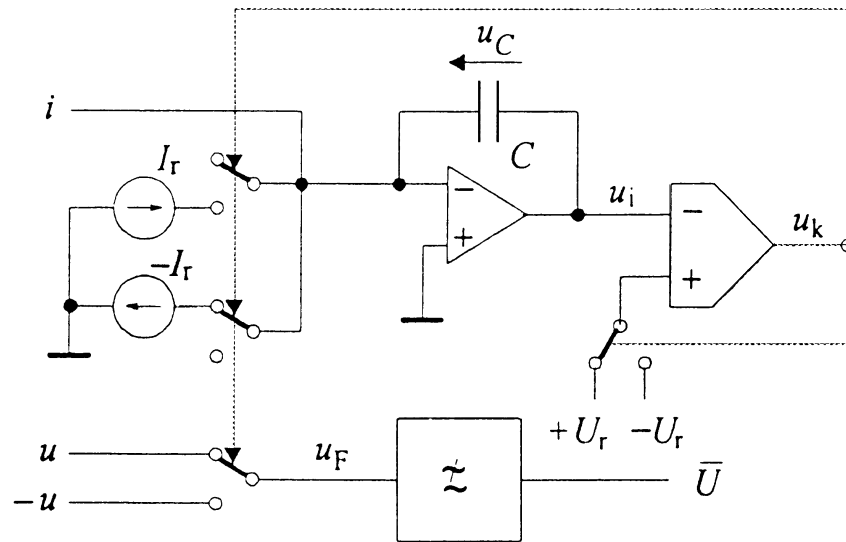
Širina impulza se modulira s tokom.



b)

Slika 3.9 Analogni množilnik z amplitudno-širinsko modulacijo





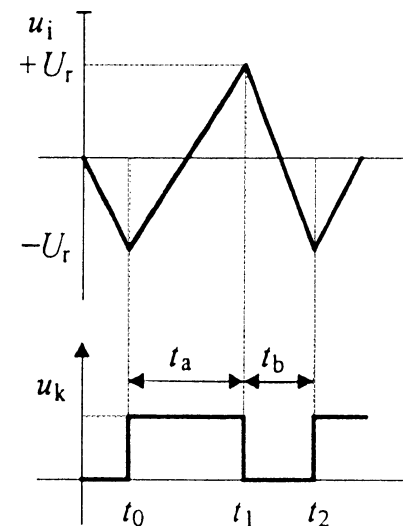
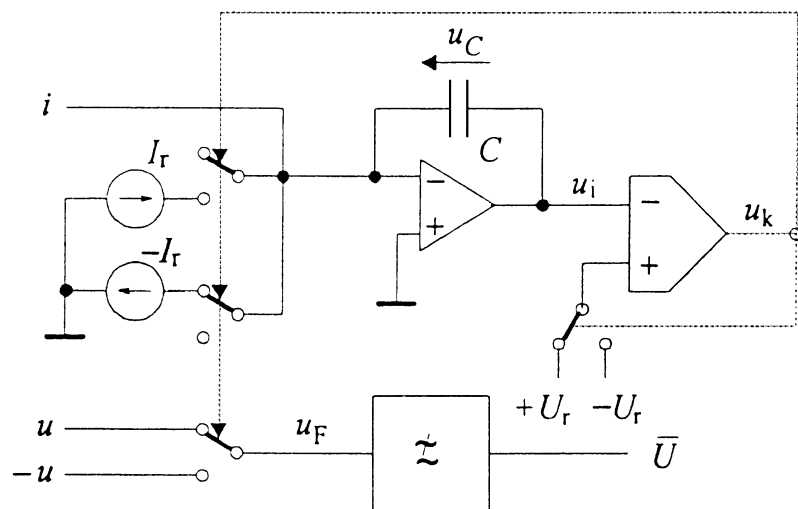
Čas t_a : V času **od t_0 do t_1** sta na vhod **integratorja** (kondenzator C v negativni povratni zanki ojačevalnika) pripeljana toka :
 - merjeni i in referenčni $-I_r < i$

- napetost **na izhodu integratorja** začne naraščati **od $-U_r$ do $+U_r$** . Velja:

$$u_i \approx u_C \Rightarrow (i - I_r) + C \frac{du_i}{dt} = 0 \quad \text{in} \quad \int_{-U_r}^{+U_r} du_i = -\frac{1}{C} \int_{t_0}^{t_1} (i - I_r) dt$$

- ker je $t_a \ll T$, je $i \approx \text{konst.}$: $2U_r = -\frac{i - I_r}{C} t_a \Rightarrow t_a = \frac{2U_r C}{I_r - i}$





Čas t_b : V času od t_1 do t_2 sta na vhod **integratorja** (kondenzator C v negativni povratni zanki ojačevalnika) pripeljana toka :

- merjeni i in referenčni $I_r > i$

- napetost na izhodu integratorja začne padati od $+U_r$ do $-U_r$. Velja:

$$u_i \approx u_C \Rightarrow (i + I_r) + C \frac{du_i}{dt} = 0 \quad \text{in} \quad \int_{+U_r}^{-U_r} du_i = -\frac{1}{C} \int_{t_1}^{t_2} (i + I_r) dt$$

- rešitev za t_b : $-2U_r = -\frac{i + I_r}{C} t_b \Rightarrow t_b = \frac{2U_r C}{I_r + i}$





Primerjava $t_a = \frac{2U_r C}{I_r - i}$ in $t_b = \frac{2U_r C}{I_r + i}$:

$$i = 0 \Rightarrow t_a = t_b - \text{simetrični trikotnik}$$

$$i > 0 \Rightarrow t_a > t_b$$

$$i < 0 \Rightarrow t_a < t_b - \text{v širini pulza se skriva}$$

informacija o toku

Amplitudo impulza moduliramo z napetostjo:

$$t_a \Rightarrow u$$

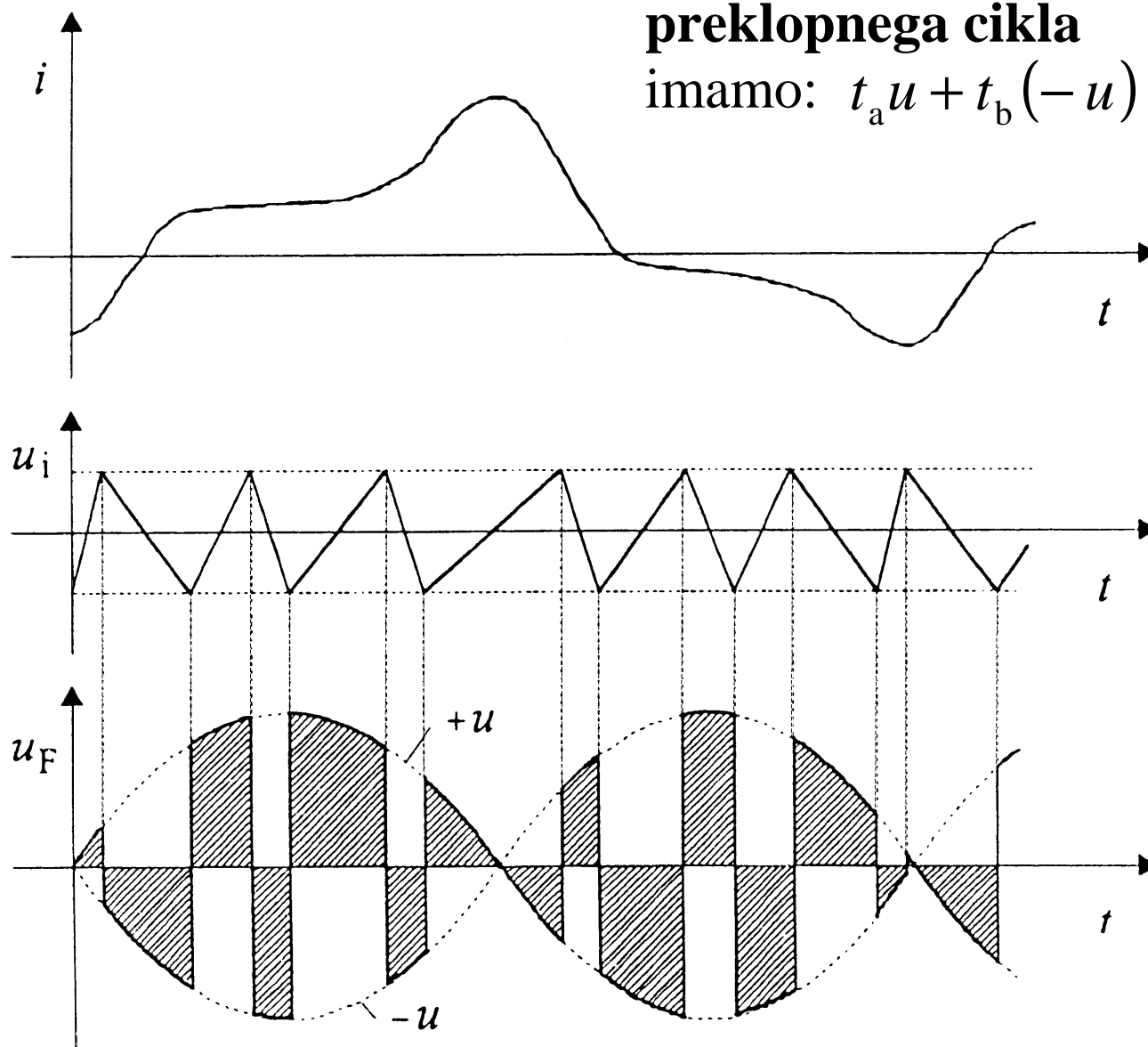
$$t_b \Rightarrow -u$$

Znotraj enega preklopnega cikla imamo: $t_a u + t_b (-u)$





Znotraj enega
preklopnega cikla
imamo: $t_a u + t_b (-u)$



Na izhodu filtra
dobimo **enosmerno**
komponento –
povprečno vrednost:

$$\bar{U} = \frac{t_a u + t_b (-u)}{t_a + t_b}$$

Če vstavimo $t_a = \frac{2U_r C}{I_r - i}$

in $t_b = \frac{2U_r C}{I_r + i}$:

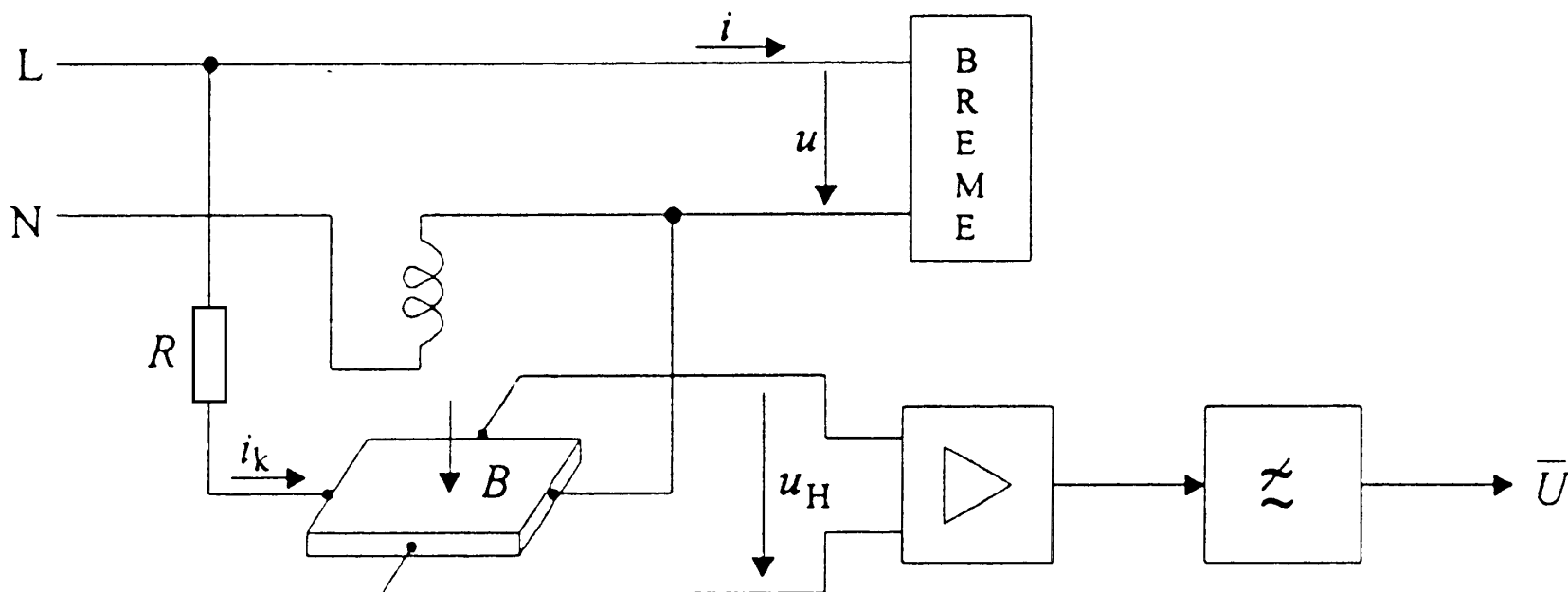
$$\bar{U} = \frac{1}{I_r} \bar{u} i = \frac{1}{I_r} P$$

Slika 3.10 Princip delovanja amplitudno-širinskega modulatorja





Hallov množilnik:



Slika 3.11 Hallov množilnik

- Napetost u_H je odvisna od:

- krmilnega toka $i_k \propto u$,

- magnetne indukcije $B \propto i$

$$u_H = \frac{1}{ned} i_k B(t) = k \cdot ui = k \cdot p$$

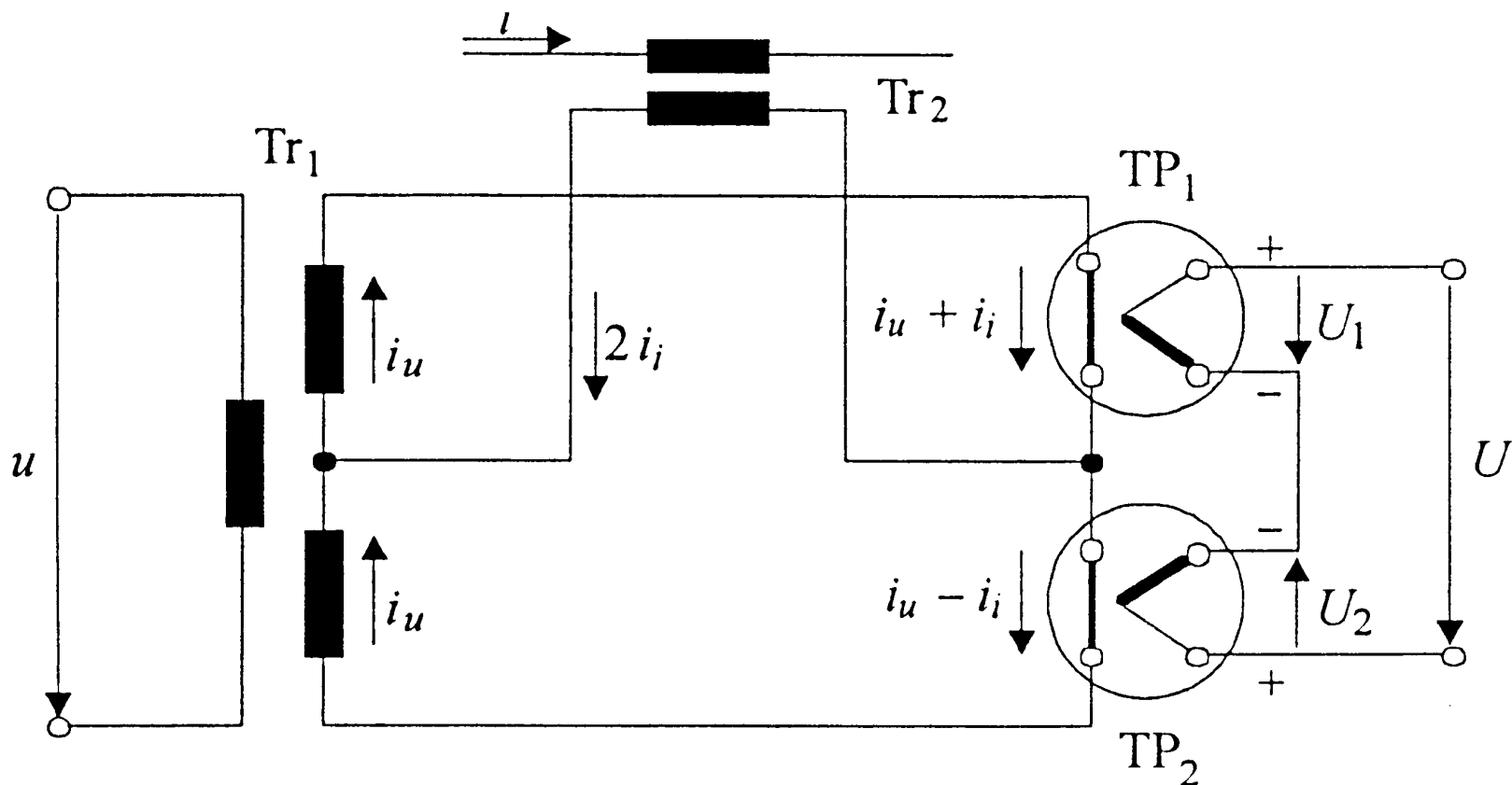
- temperaturna odvisnost,
- visoka frekvenčna meja.





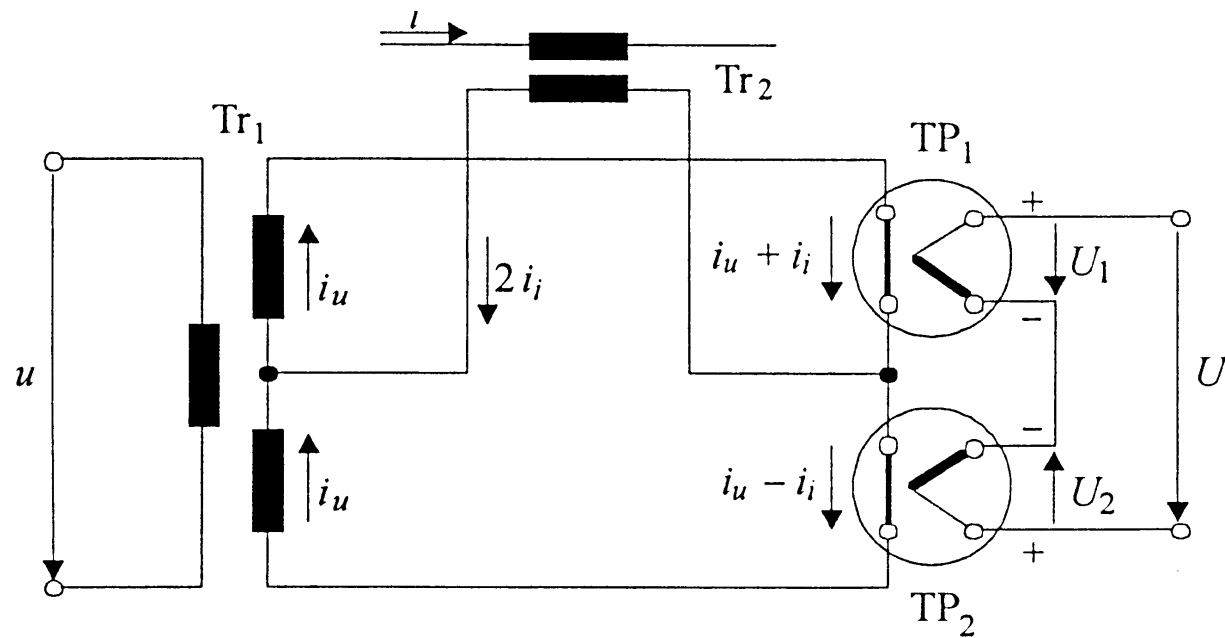
Analogni množilnik s paraboličnim postopkom

- Množenje je realizirano **posredno**
 - z razliko kvadratov vsote in razlike signalov



Slika 3.12 Analogni množilnik po paraboličnem postopku





- Skozi ogrevno nitko prvega termopretvornika z R_d teče **vsota tokov**. Moč ogrevanja je: $P_1 = R_d \overline{(i_u + i_i)^2}$
- Skozi ogrevno nitko drugega termopretvornika z R_d teče **razlika tokov**. Moč ogrevanja je: $P_2 = R_d \overline{(i_u - i_i)^2}$

Enosmerna napetost U je enaka: $U = U_1 - U_2 = aP_1 - aP_2$
oz. $U = 4aR_d \overline{i_u i_i} = k u i = k P$

Zaradi toplotne vztrajnosti nitke ne potrebujemo filtra!

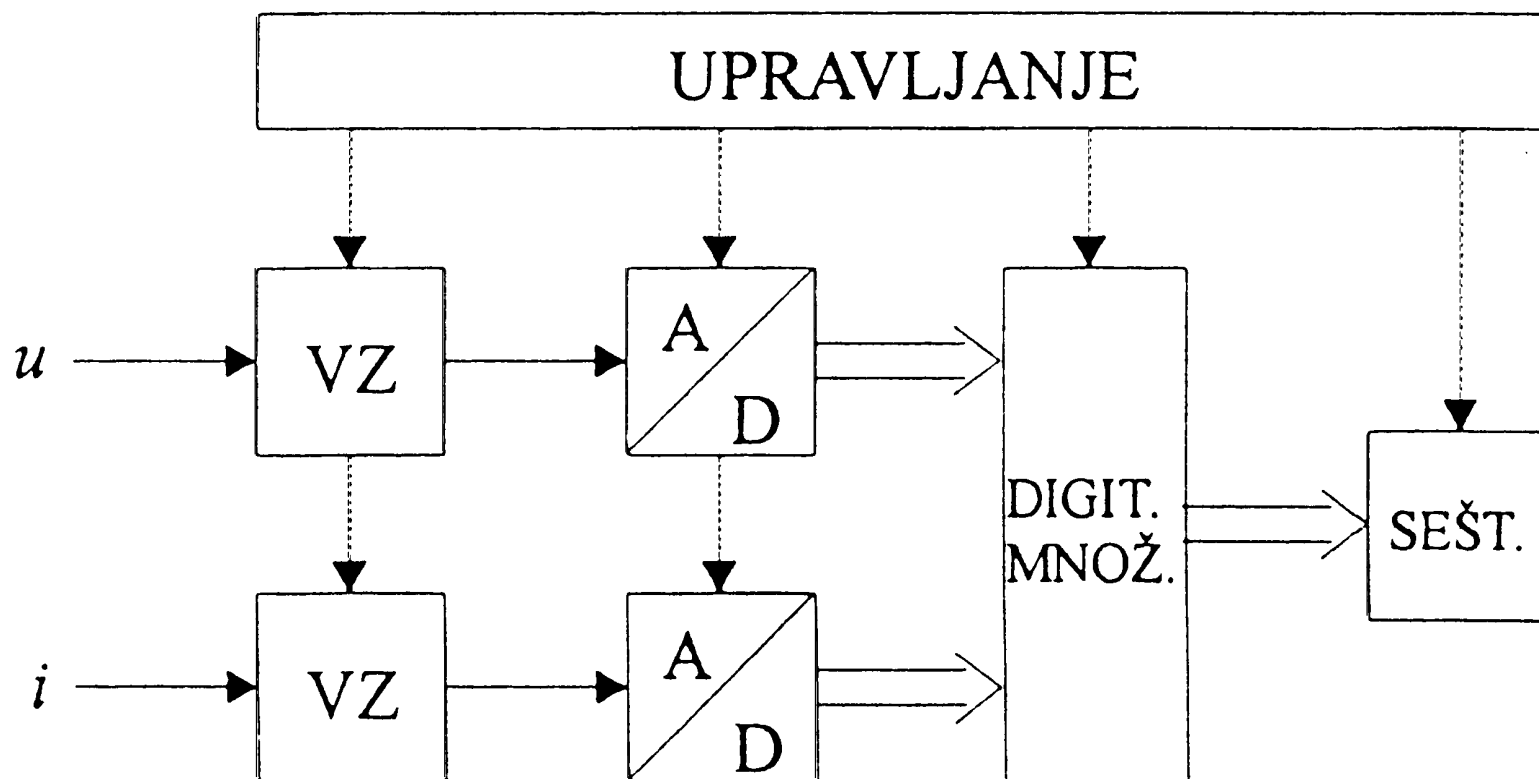




Digitalni postopek

Pri digitalnem postopku jemljemo **vzorke** napetosti in toka **sočasno**.

- s pomočjo dveh **vzorčno-zadržnih členov**.



Slika 3.13 Digitalni postopek merjenja moči





Vrednosti napetosti U_j in toka I_j z AD pretvornikov zmnožimo in seštejemo numerično:

$$P = \frac{1}{NT_s} \sum_{j=0}^{N-1} U_j I_j T_s = \frac{1}{N} \sum_{j=0}^{N-1} U_j I_j$$

T_s - perioda vzorčenja

NT_s - **čas** merjenja mora biti

mnogokratnik periode T





3.2.3 Merjenje delovne moči pri sinusnem toku in napetosti

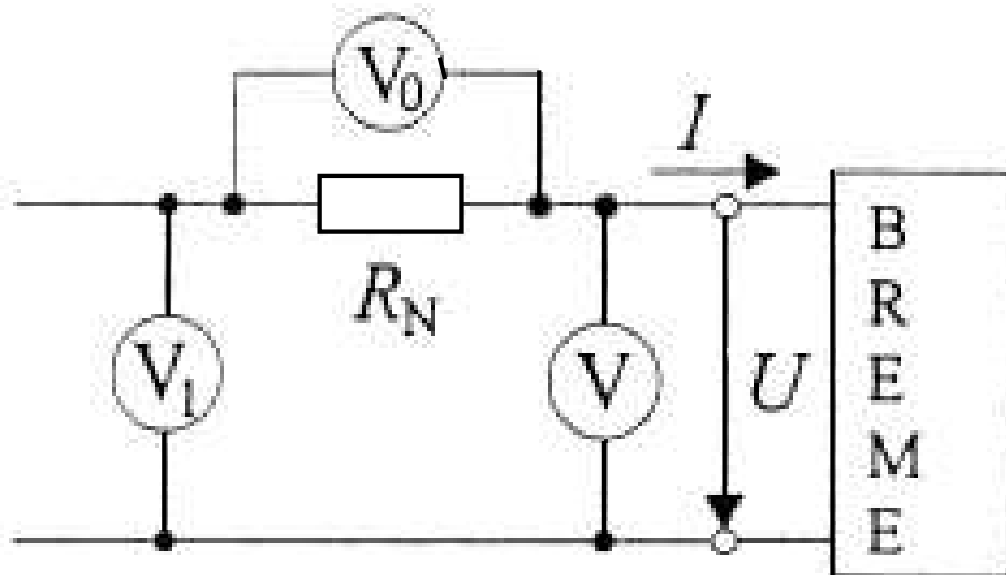
Sinusna napetost omogoča vrsto možnosti merjenja:

- napetost, tok in kot med njima,
- napetost in 'delovna komponenta' toka itn.

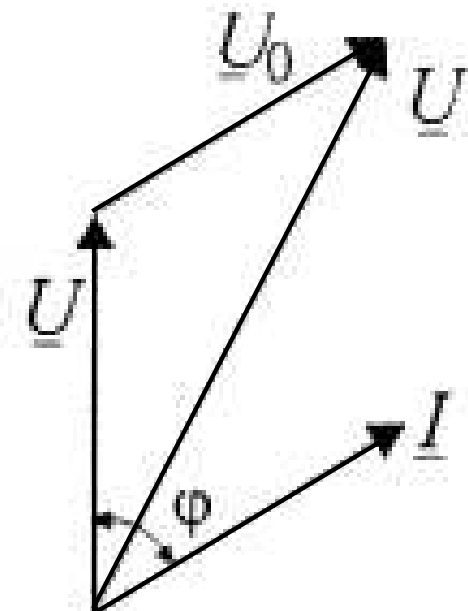




3.2.3.1 Metoda treh voltmetrov



a)



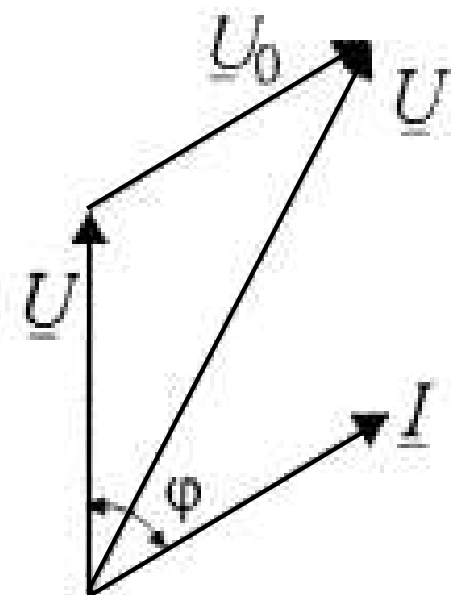
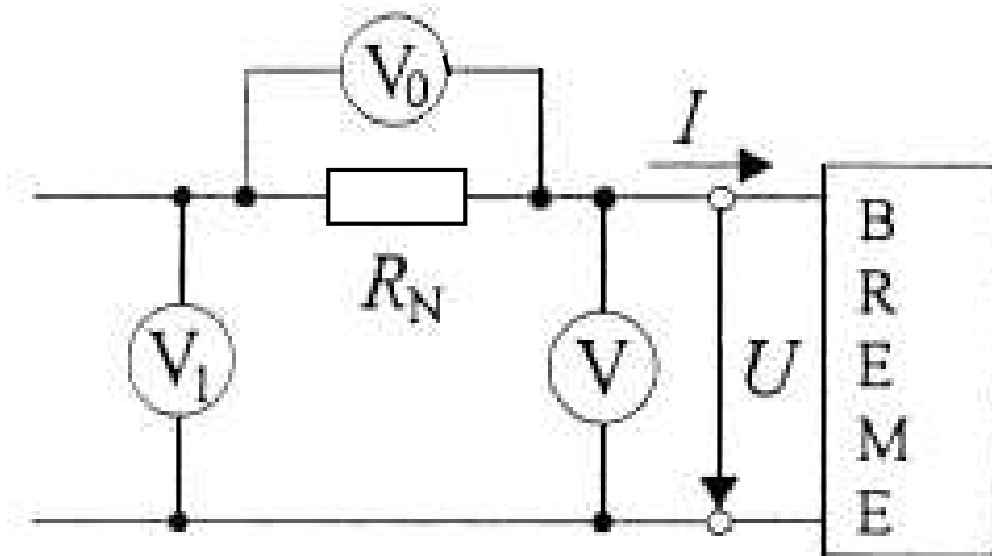
b)

Slika 3.14 Metoda treh voltmetrov

Fazorski diagram: $\underline{U}_1 = \underline{U} + \underline{U}_0$

- \underline{U}_1 je vsota napetosti na bremenu \underline{U} in padcu \underline{U}_0 na upor R_N - \underline{U}_0 in \underline{I} sta v fazi





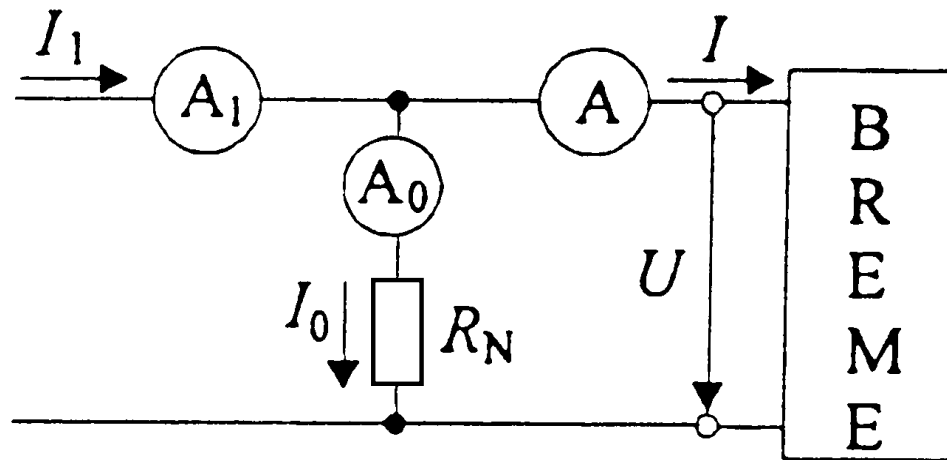
Kosinusni stavek: $U_1^2 = U^2 + U_0^2 + 2UU_0 \cos \varphi$

Delovna moč ($R_V \gg 1$):

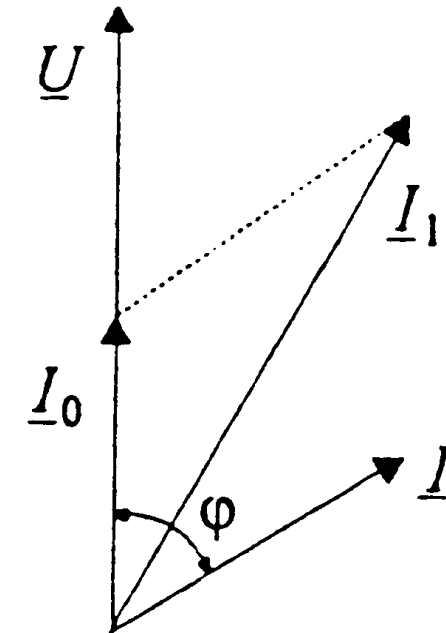
$$P = UI \cos \varphi = U \frac{U_0}{R_N} \frac{U_1^2 - U^2 - U_0^2}{2UU_0} = \frac{U_1^2 - U^2 - U_0^2}{2R_N}$$



3.2.3.2 Metoda treh ampermetrov



a)



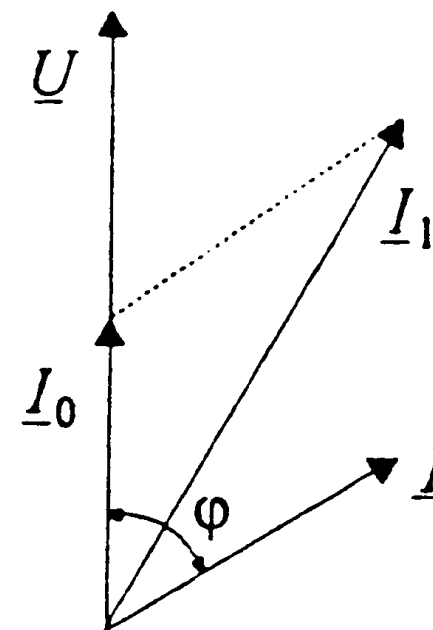
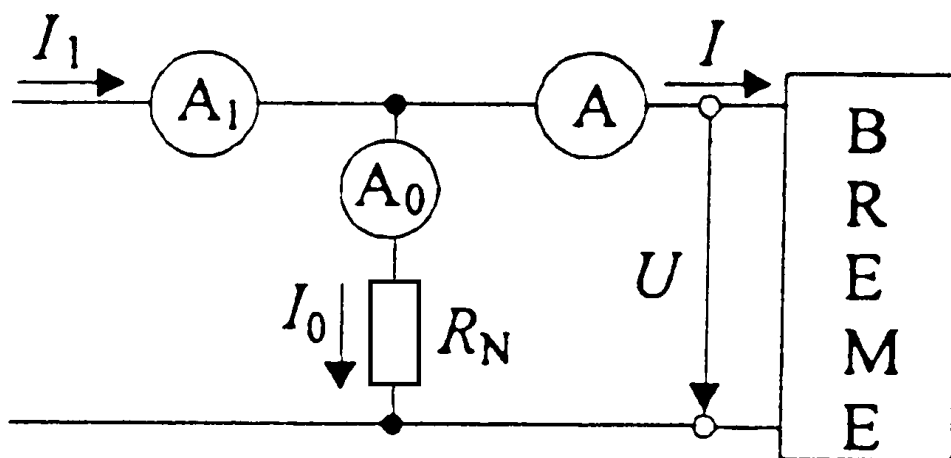
b)

Slika 3.15 Metoda treh ampermetrov

Fazorski diagram: $\underline{I}_1 = \underline{I} + \underline{I}_0$

- \underline{I}_1 je vsota toka bremena \underline{I} in toka \underline{I}_0 skozi upor R_N - \underline{I}_0 in \underline{U} sta v fazi





Kosinusni stavek: $I_1^2 = I^2 + I_0^2 + 2II_0 \cos \varphi$

Delovna moč ($R_A \ll 1$):

$$P = UI \cos \varphi = I_0 R_N I \frac{I_1^2 - I^2 - I_0^2}{2II_0} = \frac{R_N}{2} (I_1^2 - I^2 - I_0^2)$$

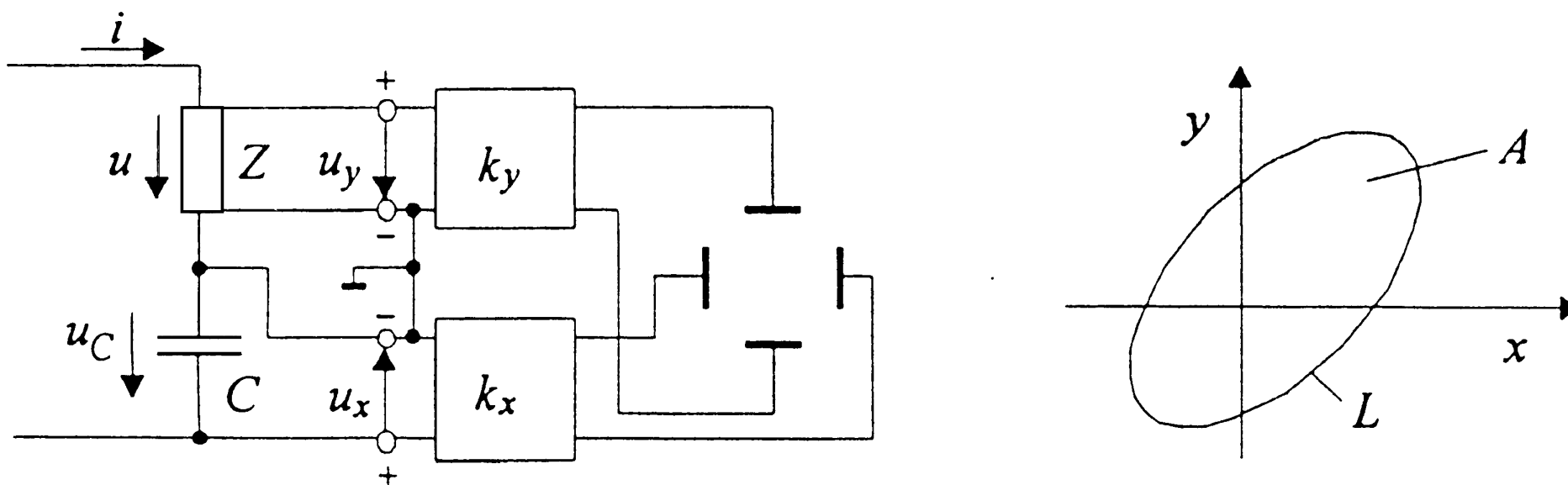




3.2.3.3 Merjenje delovne moči z elektronskim osciloskopom

Uporablja se **XY način** prikaza

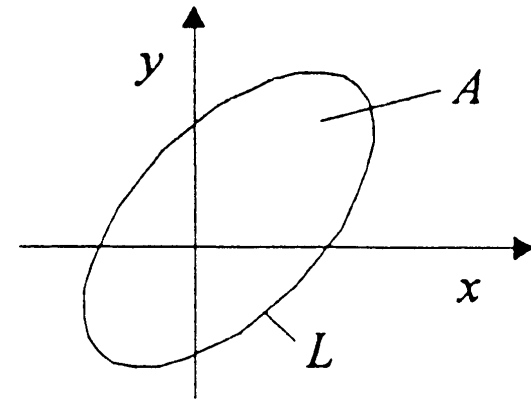
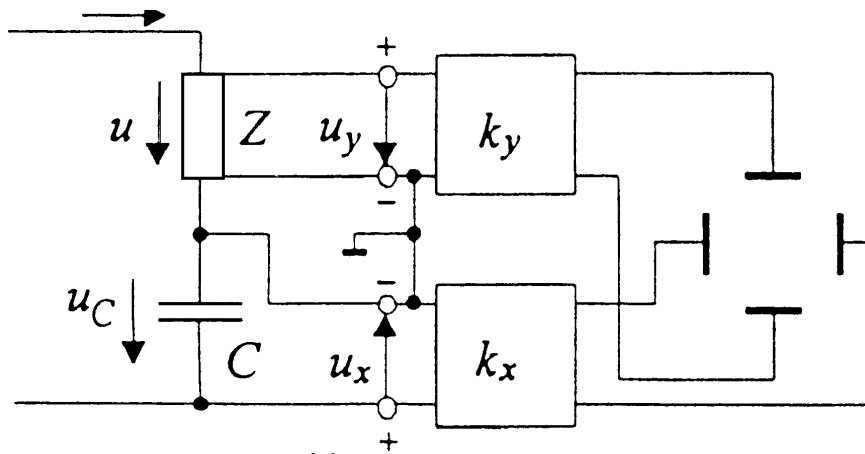
- Y – napetost bremena,
- X – napetost, ki je sorazmerna **integralu toka** bremena.



Slika 3.16 Merjenje delovne moči z elektronskim osciloskopom

- tok čez kondenzator : $i = C \frac{du_c}{dt}$





- **delovna moč:**

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T u i dt = \frac{1}{T} \int_0^T u \left(C \frac{du_C}{dt} \right) dt = f C \oint u du_C$$

- $u = u_y = k_y y$

- $u_C = -u_x = -k_x x \Rightarrow du_C = -k_x dx$

- **Integral po sklenjeni poti (periodičnost):**

$$P = -f C k_x k_y \oint_L y dx$$

- $\oint_L y dx = -\oint_L x dy$

Ploščina A , ki jo omejuje krivulja L , je sorazmerna deloni moči:

$$P = f C k_x k_y A$$





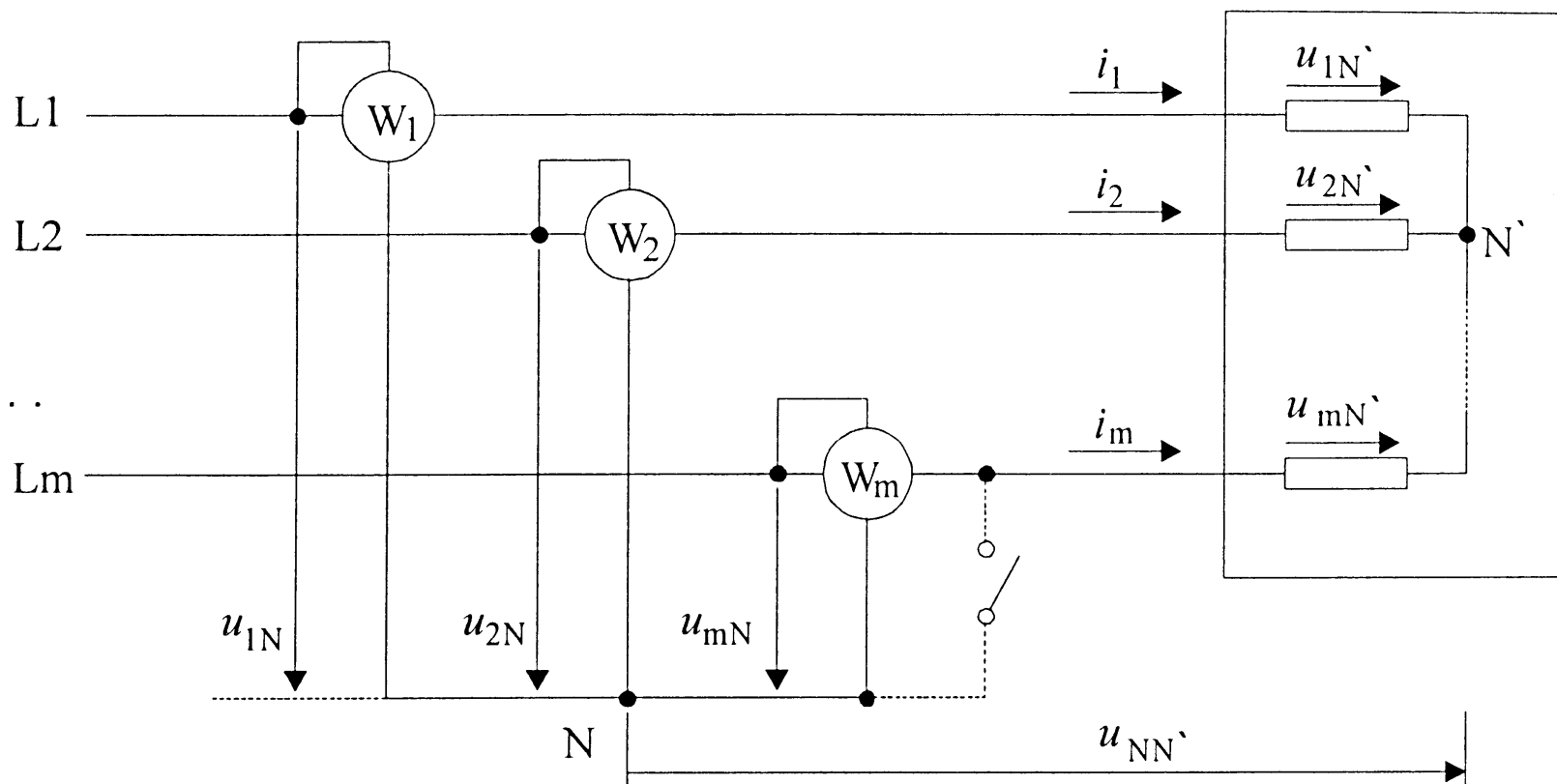
3.2.4 Merjenje delovne moči v trifaznem sistemu

Trifazni sistem je lahko: - **trivoden,**
- **štirivoden.**

Za pravilno merjenje delovne moči moramo upoštevati **Blondelov teorem:**

- V sistemu z m vodniki izmerimo (celotno) delovno moč tako, da **seštejemo odčitke m vatmetrov**, ki imajo tokovne veje v posameznih vodnikih, napetostne veje pa od posameznih vodnikov v skupno točko.
- Če je **skupna točka eden od vodnikov**, potrebujemo **$m-1$ vatmetrov!**





Slika 3.17 Merjenje delovne moči v sistemu z m vodniki

$$u_{1N'} = u_{1N} + u_{NN'}, \quad u_{2N'} = u_{2N} + u_{NN'}, \quad \dots, \quad u_{mN'} = u_{mN} + u_{NN'}$$

Delovne moči posameznih vej: $P_1 = \overline{u_{1N'} i_1}, \dots, P_m = \overline{u_{mN'} i_m}$

Moči posameznih vatmetrosov: $P_{W1} = \overline{u_{1N} i_1}, \dots, P_{Wm} = \overline{u_{mN} i_m}$





Breme:

$$P_1 = \overline{u_{1N'}} i_1, \dots, P_m = \overline{u_{mN'}} i_m$$

Vatmetri:

$$P_{W1} = \overline{u_{1N}} i_1, \dots, P_{Wm} = \overline{u_{mN}} i_m$$

Celotna moč bremena: $P = P_1 + P_2 + \dots + P_m$

$$P = \overline{(u_{1N} + u_{NN'})} i_1 + \overline{(u_{2N} + u_{NN'})} i_2 + \dots + \overline{(u_{mN} + u_{NN'})} i_m$$

$$P = \overline{u_{1N}} i_1 + \overline{u_{2N}} i_2 + \dots + \overline{u_{mN}} i_m + \overline{u_{NN'}} (i_1 + i_2 + \dots + i_m)$$

Ker je $i_1 + i_2 + \dots + i_m = 0$, sledi:

$$P = \overline{u_{1N}} i_1 + \overline{u_{2N}} i_2 + \dots + \overline{u_{mN}} i_m - \text{vsota moči vatmetrov}$$

Vsota moči vatmetrov je neodvisna od potenciala skupne točke napetostnih vej vatmetrov N.





Pravilno merimo tudi z $m-1$ vatmetri, če je **skupna točka vodnik L_m** :

- $u_{NN'} = u_{mN'}$
- **delovna moč bremena se ni spremenila, moči vatmetro**
pa so:

$$P_{W1} = \overline{u_{1m} i_1}, \quad P_{W2} = \overline{u_{2m} i_2}, \quad \dots, \quad P_{Wm} = \overline{u_{mm} i_m} = 0$$

- vsota moči vatmetro:

$$P_{W1} + P_{W2} + \dots + P_{W(m-1)} = \overline{u_{1m} i_1} + \overline{u_{2m} i_2} + \dots + \overline{u_{(m-1)m} i_{m-1}}$$

- vidimo, da je: $u_{1m} = u_{1N'} - u_{mN'}$, $u_{2m} = u_{2N'} - u_{mN'}$, \dots ,

$$u_{(m-1)m} = u_{(m-1)N'} - u_{mN'}$$

- vstavimo v enačbo za moč: $P_{W1} + P_{W2} + \dots + P_{W(m-1)} =$





$$\begin{aligned} P_{W1} + P_{W2} + \dots + P_{W(m-1)} &= \\ &= \overline{(u_{1N'} - u_{mN'}) i_1} + \overline{(u_{2N'} - u_{mN'}) i_2} + \dots + \overline{(u_{(m-1)N'} - u_{mN'}) i_{m-1}} \end{aligned}$$

Moč je enaka:

$$\begin{aligned} P_{W1} + P_{W2} + \dots + P_{W(m-1)} &= \overline{u_{1N'} i_1} + \overline{u_{2N'} i_2} + \dots + \overline{u_{(m-1)N'} i_{m-1}} \\ &\quad - \overline{u_{mN'} (i_1 + i_2 + \dots + i_{m-1})} \end{aligned}$$

▪ zadnji člen je enak: $\overline{u_{mN'} i_m}$

Posamezni odčitki vatmetrov nimajo praktičnega pomena, **vsota pa je enaka moči bremena.**

- Metoda je veljavna **tudi za nesinusne oblike!**

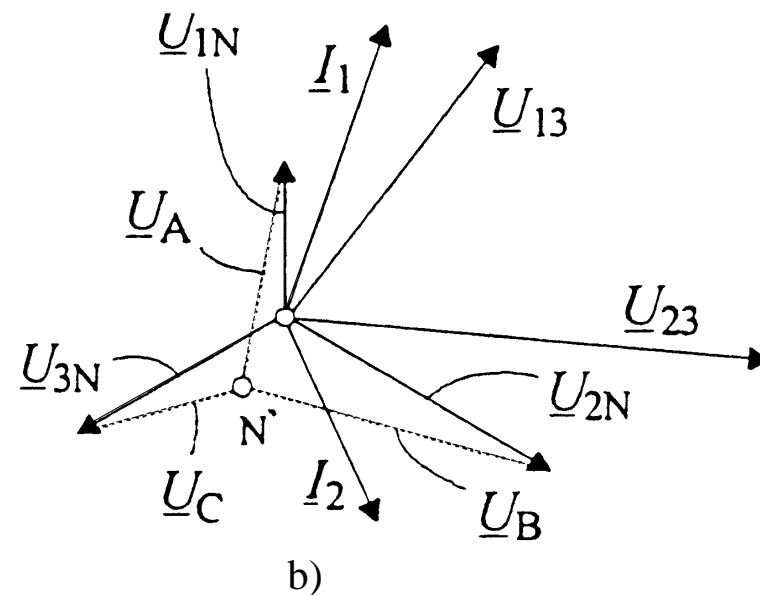
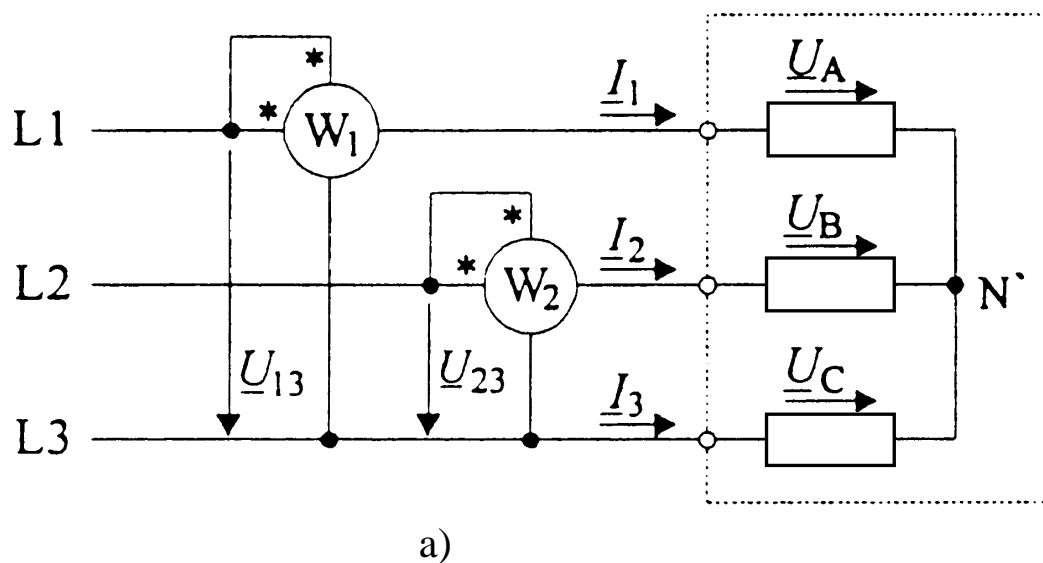




3.2.4.1 Merjenje delovne moči v trifaznem trivodnem

V trivodnem sistemu merimo delovno moč z dvema vatmetroma v Aronovi vezavi.

- breme je lahko nesimetrično – neenake impedance,
- vir je lahko neuravnovešen – neenake napetosti.



Slika 3.18 Merjenje delovne moči z dvema vatmetroma



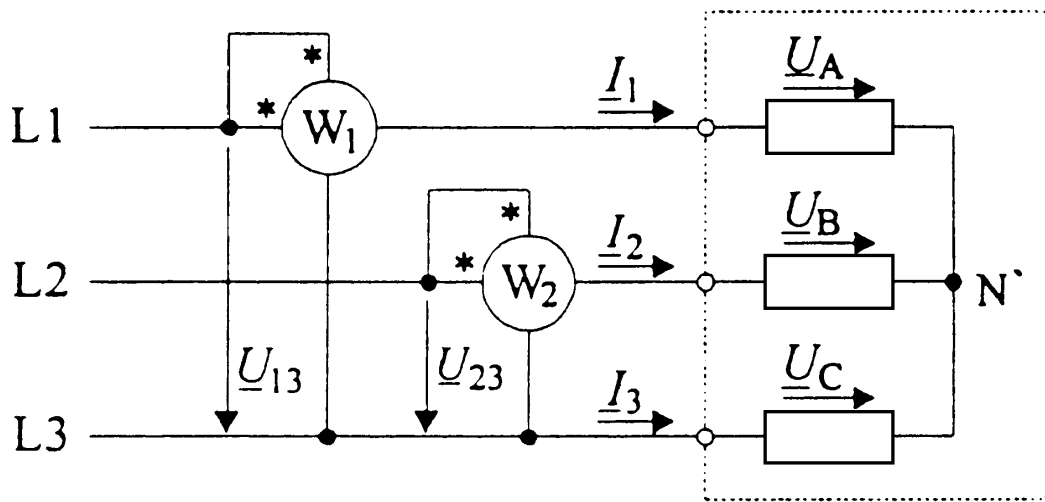
Velja : $P = \frac{1}{2} \operatorname{Re}\{\underline{U}_A \underline{I}_1^* + \underline{U}_B \underline{I}_2^* + \underline{U}_C \underline{I}_3^*\}$ Pri sinusni obliki lahko uporabimo za analizo kompleksni račun.



- ker je vsota tokov enaka nič: $\underline{I}_3^* = -(\underline{I}_1^* + \underline{I}_2^*)!$

$$P = \frac{1}{2} \operatorname{Re}\{(\underline{U}_A - \underline{U}_C) \underline{I}_1^* + (\underline{U}_B - \underline{U}_C) \underline{I}_2^*\}$$

$$\text{ali } P = \frac{1}{2} \operatorname{Re}\{(\underline{U}_A - \underline{U}_C) \underline{I}_1^*\} + \frac{1}{2} \operatorname{Re}\{(\underline{U}_B - \underline{U}_C) \underline{I}_2^*\}$$



- Vatmeter W_1 je priključen na medfazno napetost $\underline{U}_A - \underline{U}_C$, ki je enaka \underline{U}_{13} .
- Vatmeter W_2 je priključen na medfazno napetost $\underline{U}_B - \underline{U}_C$, ki je enaka \underline{U}_{23} .
- Delovna moč je enaka vsoti moči:

$$P = P_{W1} + P_{W2}$$



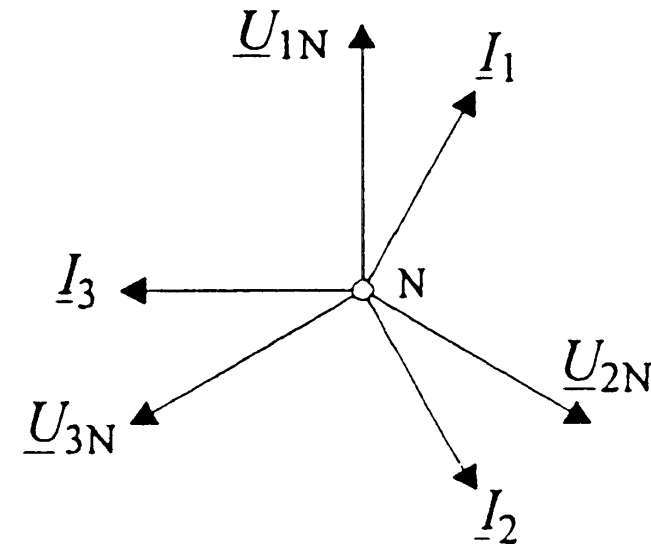
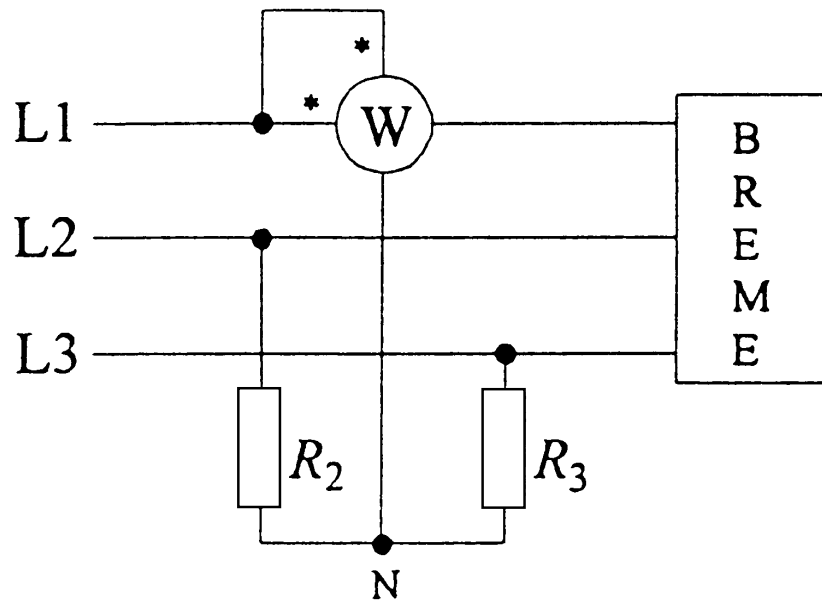
Trifazni vir je uravnovešen



- Trifazni sistem je uravnovešen:
- vir je uravnovešen,
 - breme simetrično.

Fazorji \underline{U}_{13} , \underline{U}_{23} , \underline{U}_{31} tvorijo **enakostranični trikotnik**.

- Zadostuje, da izmerimo moč **samo v eni fazi**: $P = 3 \cdot P_W$



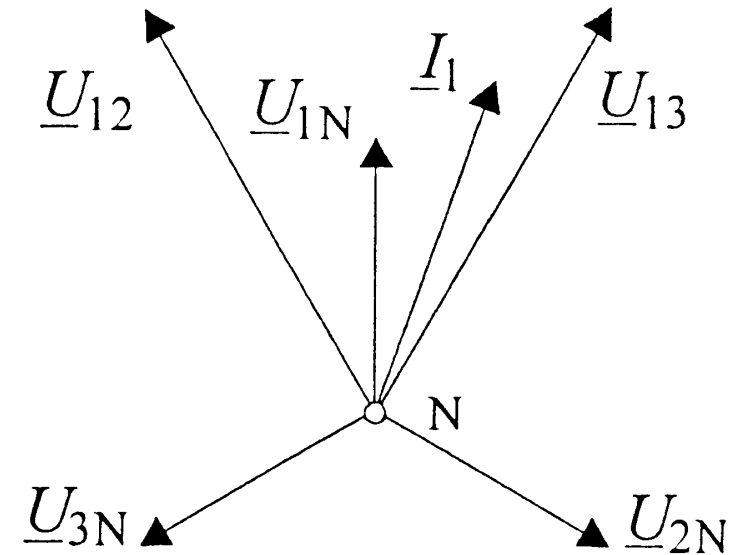
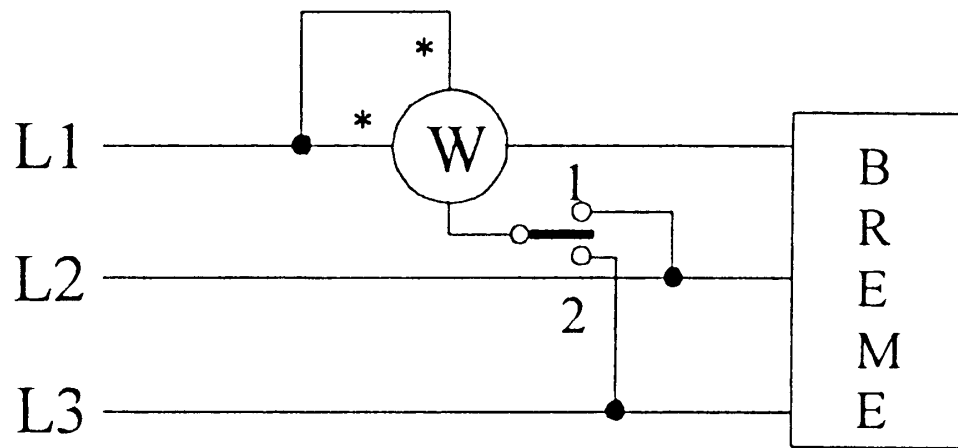
Slika 3.19 Merjenje delovne moči pri uravnovešenem sistemu (1)

- ker točka N' ni dostopna, dosežemo fazno napetost umetno:

$$R_2 = R_3 = R_{Wn} \quad \Rightarrow \quad \underline{U}_{1N} = \underline{U}_A$$



Skupno moč pri uravnovešenem sistemu lahko zmerimo z **dvema meritvama**:



Slika 3.20 Merjenje delovne moči pri uravnovešenem sistemu (2)

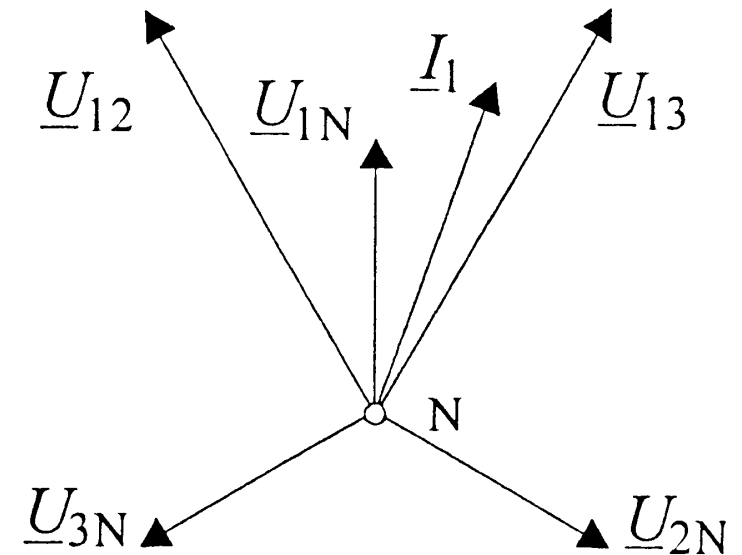
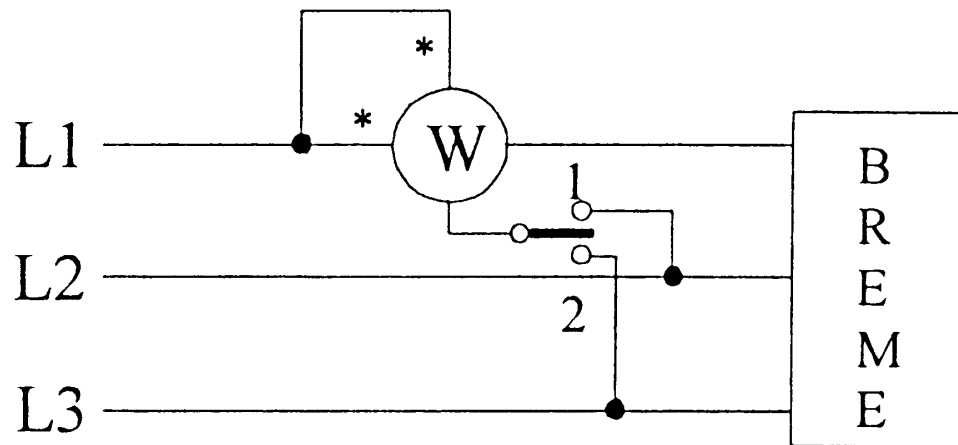
- **preklopnik v polžaju 1:**

$$P_{W1} = \frac{1}{2} \operatorname{Re}\{\underline{U}_{12} \underline{I}_1^*\} = \frac{1}{2} \operatorname{Re}\{(\underline{U}_{1N} - \underline{U}_{2N}) \underline{I}_1^*\}$$

- **preklopnik v polžaju 2:**

$$P_{W2} = \frac{1}{2} \operatorname{Re}\{\underline{U}_{13} \underline{I}_1^*\} = \frac{1}{2} \operatorname{Re}\{(\underline{U}_{1N} - \underline{U}_{3N}) \underline{I}_1^*\}$$





Vsota odčitkov je:

$$P_{W1} + P_{W2} = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \left\{ (\underline{U}_{1N} - \underline{U}_{2N}) \underline{I}_1^* + (\underline{U}_{1N} - \underline{U}_{3N}) \underline{I}_1^* \right\}$$

- ker je $-(\underline{U}_{2N} + \underline{U}_{3N}) = \underline{U}_{1N}$, dobimo:

$$\Rightarrow P_{W1} + P_{W2} = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \left\{ 3 \underline{U}_{1N} \underline{I}_1^* \right\} = P$$

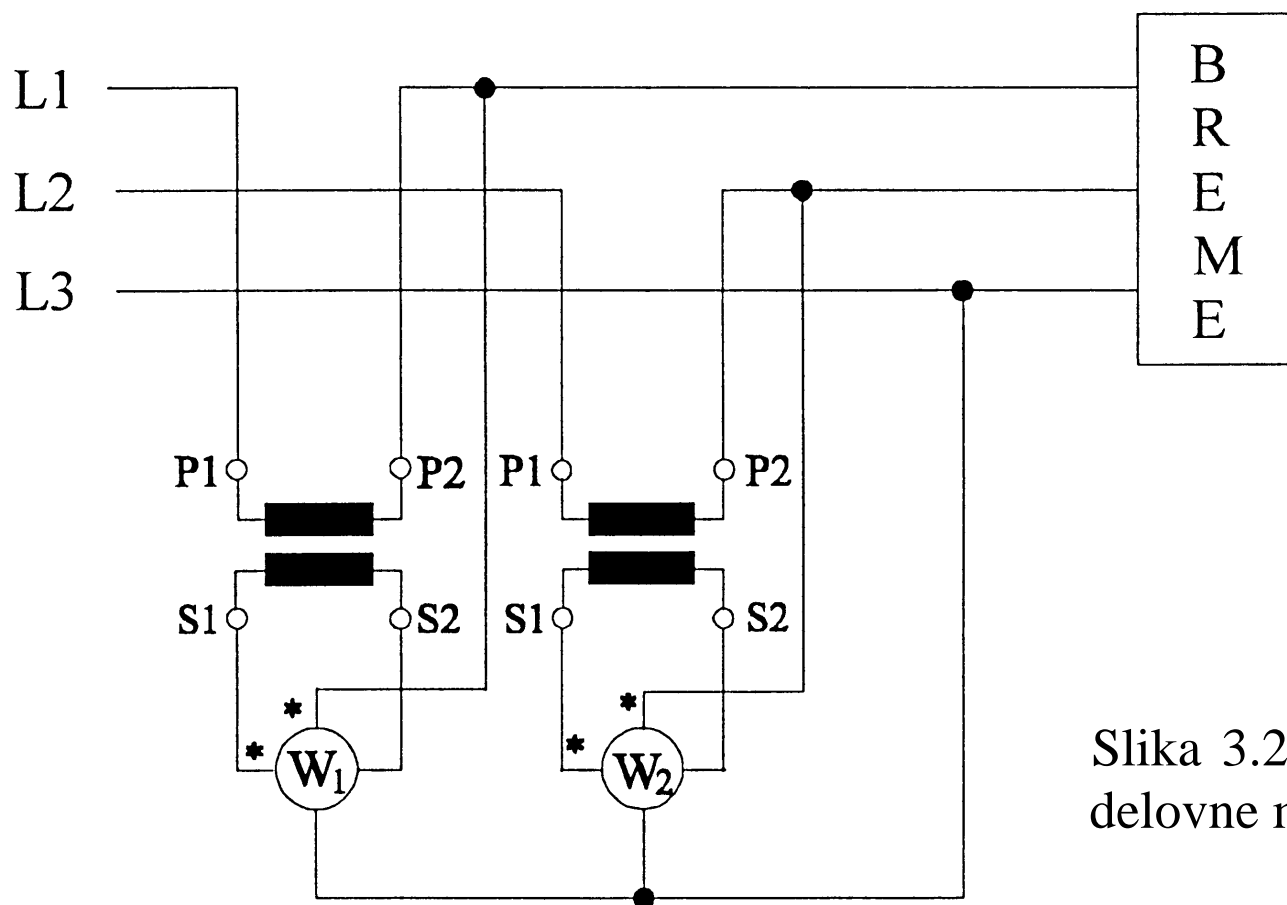




Posredno merjenje delovne moči v trivodnem sistemu

Če so napetosti in tokovi preveliki, uporabimo **napetostnike in tokovnike**.

- **polindirektna** vezava – le tokovniki,
- **indirektna** vezava – tokovniki in napetostniki.



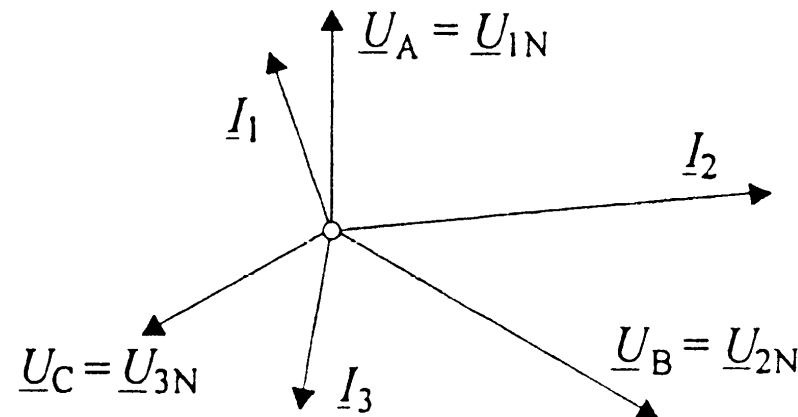
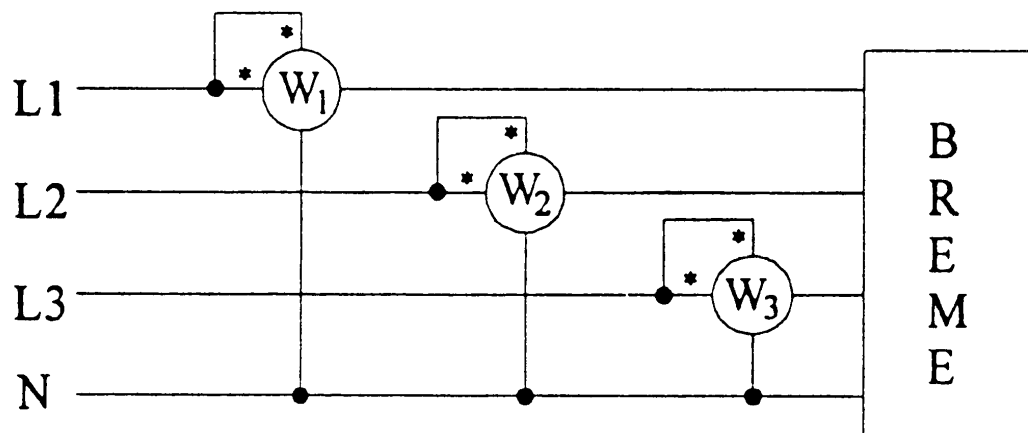
Slika 3.21 Polindirektno merjenje delovne moči v trivodnem sistemu



3.2.4.2 Merjenje delovne moči v trifaznem štirivodnem sistemu



V štirivodnem sistemu merimo moč s tremi vatmetri.



Slika 3.22 Merjenje delovne moči v štirivodnem sistemu

Vsota moči treh vatmetrov:

$$P = \frac{1}{2} \operatorname{Re}\{\underline{U}_A \underline{I}_1^*\} + \frac{1}{2} \operatorname{Re}\{\underline{U}_B \underline{I}_2^*\} + \frac{1}{2} \operatorname{Re}\{\underline{U}_C \underline{I}_3^*\}$$

- zaradi nevtralnega vodnika imamo: $\underline{U}_A = \underline{U}_{1N}$, $\underline{U}_B = \underline{U}_{2N}$,
- **delovna moč:** $\underline{U}_C = \underline{U}_{3N}$

$$P = \frac{1}{2} \operatorname{Re}\{\underline{U}_{1N} \underline{I}_1^*\} + \frac{1}{2} \operatorname{Re}\{\underline{U}_{2N} \underline{I}_2^*\} + \frac{1}{2} \operatorname{Re}\{\underline{U}_{3N} \underline{I}_3^*\} = P_{W1} + P_{W2} + P_{W3}$$





3.2.5 Merjenje jalove moči v trifaznem sistemu

Merimo jo z varmetri ali z vatmetri.

- Ker je jalova moč imaginarni del, imamo podobna vezja in izpeljave, kot pri delovni moči.

Merjenje z **varmetri**:

$$Q = \frac{1}{2} \operatorname{Im} \{ \underline{U}_A \underline{I}_1^* + \underline{U}_B \underline{I}_2^* + \underline{U}_C \underline{I}_3^* \}$$

Merjenje z **vatmetri**:

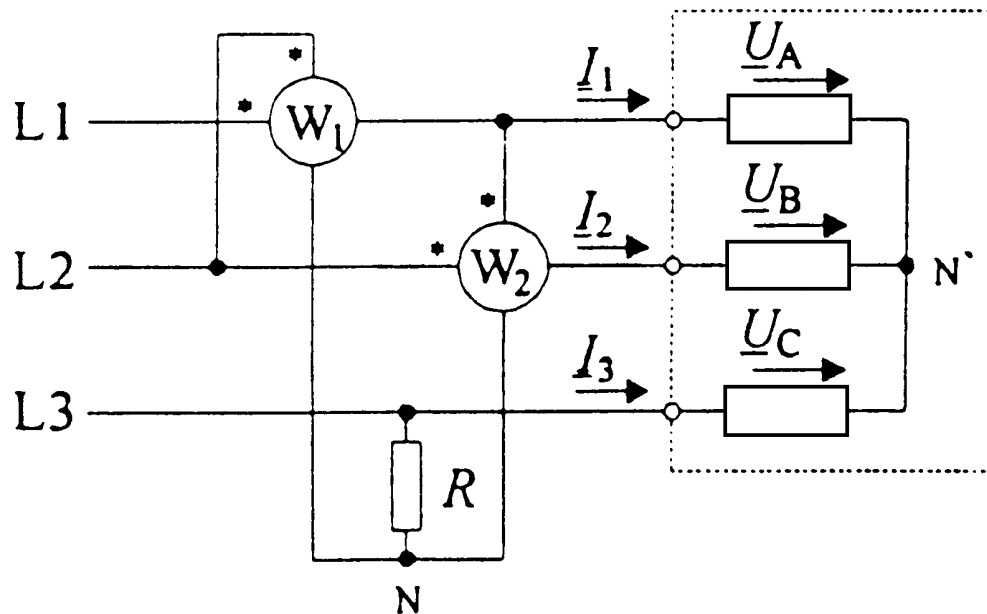
- Napetostne veje moramo priključiti na napetosti, ki **za 90° zaostajajo** za napetostmi pri delovni moči.
 - to je možno le **pri uravnovešenih virih !**
 - **breme ni nujno simetrično.**



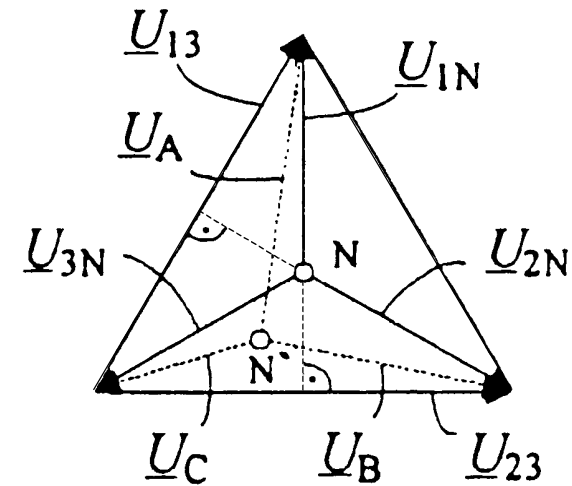
3.2.5.1 Merjenje jalove moči v trifaznem trivodnem sistemu



Primer merjenja jalove moči z dvema vatmetroma:



a)



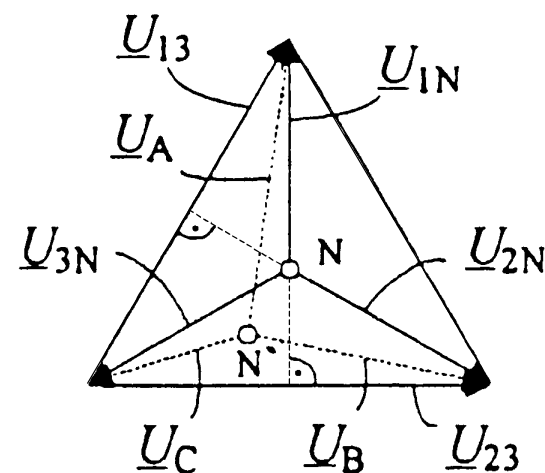
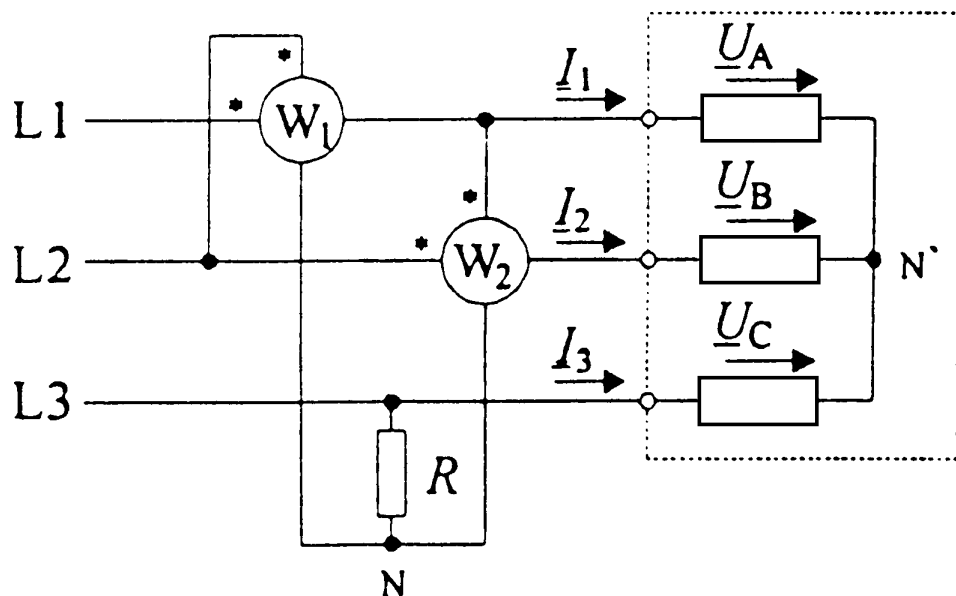
b)

Slika 3.23 Merjenje jalove moči z dvema vatmetroma

Zaradi **vsote tokov nič**, zapišemo:

$$Q = \frac{1}{2} \text{Im} \left\{ (\underline{U}_A - \underline{U}_C) \underline{I}_1^* + (\underline{U}_B - \underline{U}_C) \underline{I}_2^* \right\}$$





Slika 3.23
$$Q = \frac{1}{2} \text{Im} \left\{ (\underline{U}_A - \underline{U}_C) \underline{I}_1^* + (\underline{U}_B - \underline{U}_C) \underline{I}_2^* \right\}$$

Iz fazorskega diagrama (b):
$$\underline{U}_A - \underline{U}_C = \underline{U}_{13} = \sqrt{3} \underline{U}_{2N} e^{j90^\circ}$$

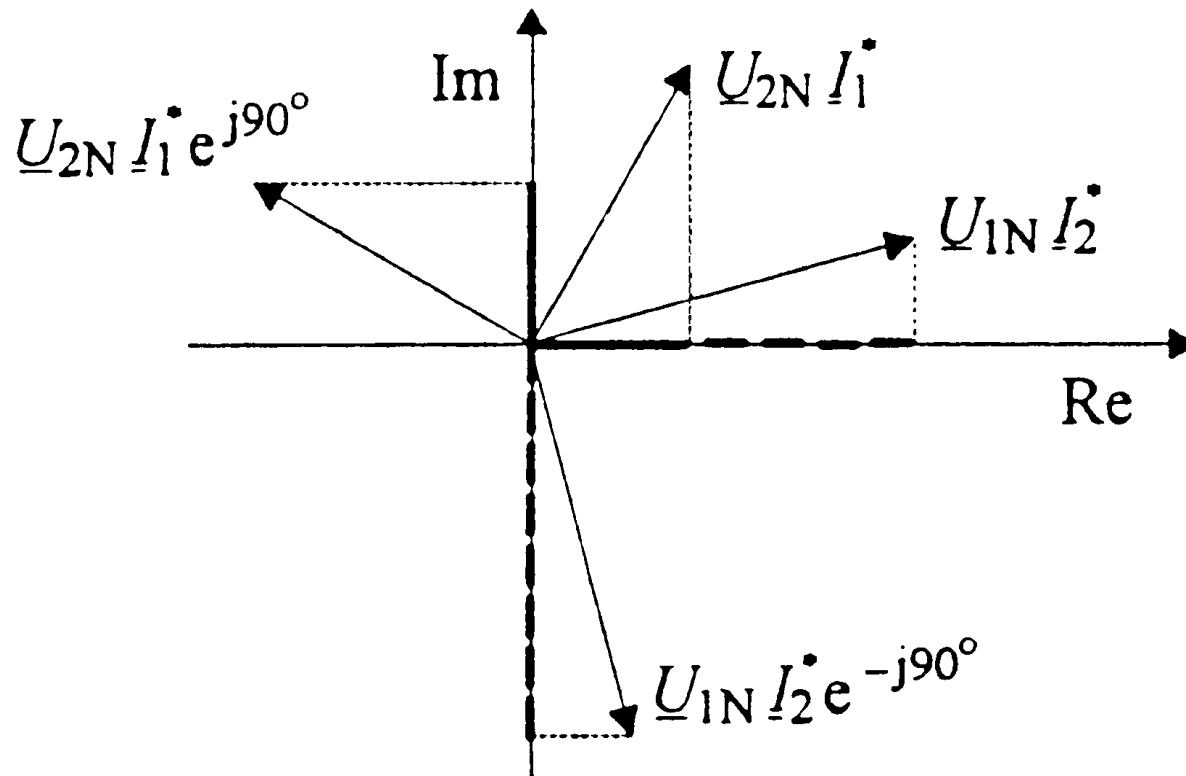
$$\underline{U}_B - \underline{U}_C = \underline{U}_{23} = \sqrt{3} \underline{U}_{1N} e^{-j90^\circ}$$

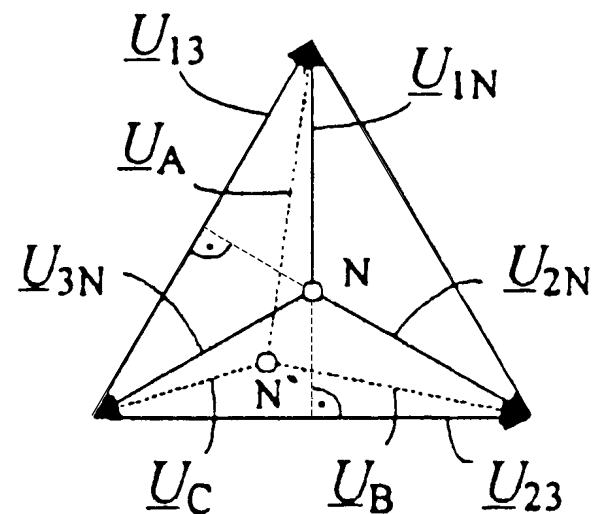
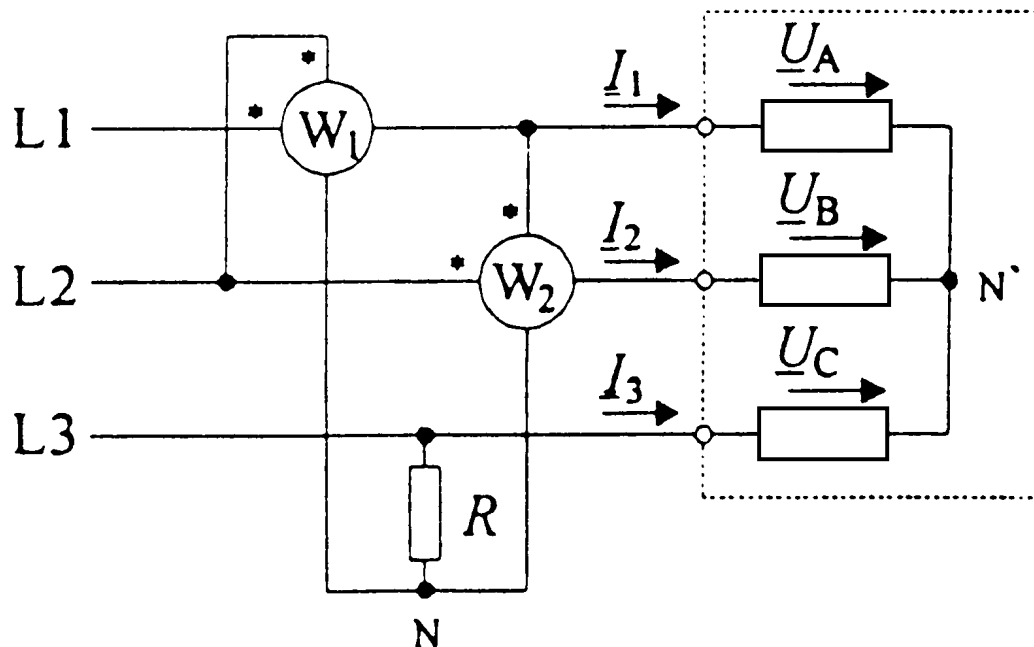
Preoblikujemo v
$$Q = \frac{1}{2} \text{Im} \left\{ \sqrt{3} \underline{U}_{2N} \underline{I}_1^* e^{j90^\circ} + \sqrt{3} \underline{U}_{1N} \underline{I}_2^* e^{-j90^\circ} \right\}$$





$$Q = \sqrt{3} \left[\frac{1}{2} \operatorname{Im} \{ \underline{U}_{2N} \underline{I}_1^* e^{j90^\circ} \} + \frac{1}{2} \operatorname{Im} \{ \underline{U}_{1N} \underline{I}_2^* e^{-j90^\circ} \} \right]$$
$$Q \downarrow = \sqrt{3} \left[\frac{1}{2} \operatorname{Re} \{ \underline{U}_{2N} \underline{I}_1^* \} - \frac{1}{2} \operatorname{Re} \{ \underline{U}_{1N} \underline{I}_2^* \} \right]$$





Če so **upornosti** napetostnih vej vatmetrov in R **enake**,

- umetno določimo točko N
- je napetostna veja W_1 priključena na \underline{U}_{2N}
- in napetostna veja W_2 priključena na \underline{U}_{1N} .

$$Q = \sqrt{3} \left[\frac{1}{2} \operatorname{Re} \{ \underline{U}_{2N} \underline{I}_1^* \} - \frac{1}{2} \operatorname{Re} \{ \underline{U}_{1N} \underline{I}_2^* \} \right]$$

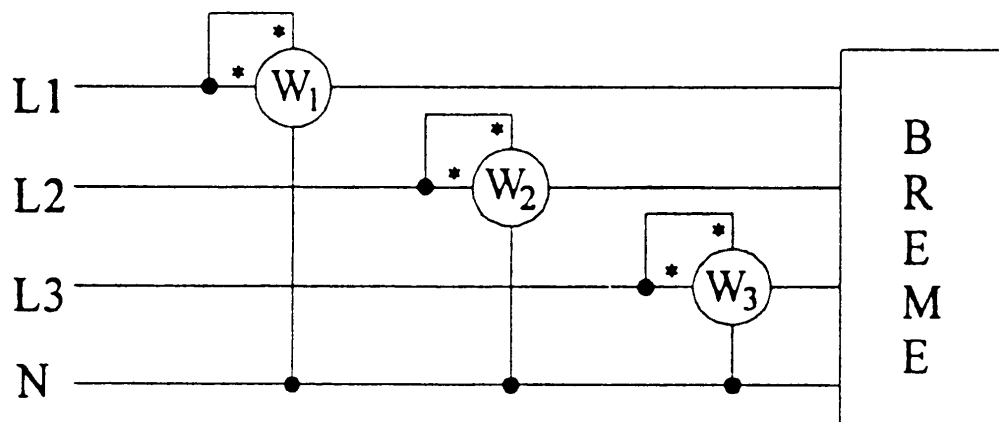
$$Q = \sqrt{3} (P_{W1} - P_{W2})$$



3.2.5.2 Merjenje jalove moči v štirivodnem sistemu



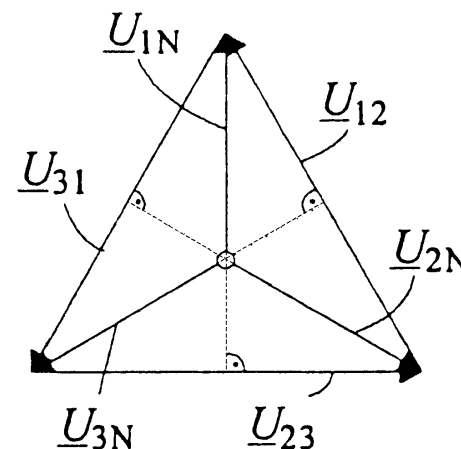
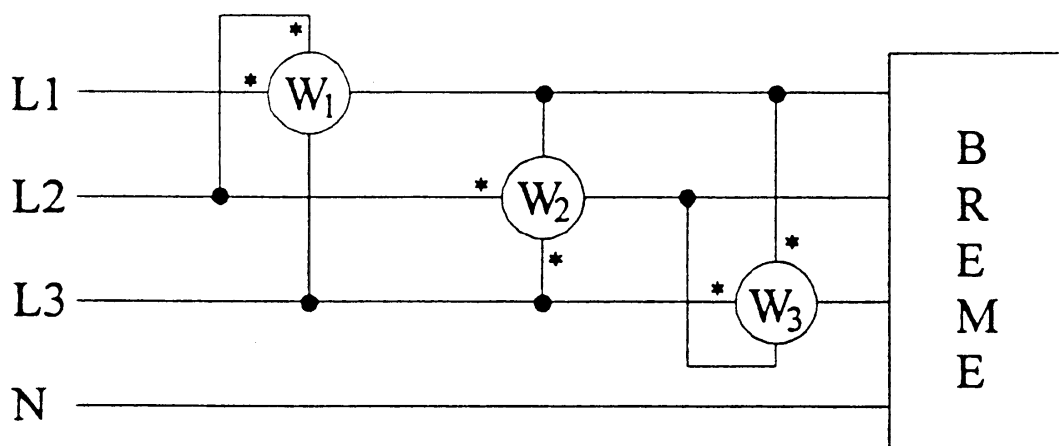
Primer merjenja jalove moči s **tremi vatmetri**



- napetosti so za $\sqrt{3}$ -krat večje,
- zaostajajo za 90° .

Slika 3.22 Merjenje delovne moči v štirivodnem sistemu

↕ - primerjava



Slika 3.25 Merjenje jalove moči s tremi vatmetri





Jalova moč je:
$$Q = \frac{1}{\sqrt{3}} (P_{W1} + P_{W2} + P_{W3})$$

Pozorni moramo biti na **pravilno priključitev** vhodnih (označene z *) in izhodnih sponk,

- še posebej **pri jalovi moči**,
 - induktivni značaj $Q > 0$,
 - kapacitivni značaj $Q < 0$.

Če signali **niso sinusni** moramo določiti jalovo moč **preko delovne in navidezne moči!**





3.3 Merjenje upornosti

Meritve upornosti $R = \frac{u(t)}{i(t)}$ praviloma izvajamo:

- pri **enosmernem** (konstantnem) toku in napetosti,
 - če nas zanima realna komponenta upora,
- pri **sinusnem** toku in napetosti,
 - če želimo določiti še **kapacitivnost in induktivnost** upora.





Pri merjenju se **električna energija** ($u_R \cdot i_R$) pretvori v **toplotno**
→ **spremeni se upornost**

- sistematični vpliv
 - pri **bakru** in ostalih kovinah je temperaturni koeficient:

$$\text{ca. } +0,4\%/K$$

- zlitina **manganin** ima temperaturni koeficient zelo majhen:

$$\text{ca. } +10^{-5}/K$$





Upornost je lahko **odvisna od:**

- **napetosti** (varistor),
- **zunanje temperature** (termistor),
- **osvetljenosti** (fotoupor),
- **magnetne indukcije** (uporovna magnetna sonda),
- **frekvence** (kožni pojav),
- **specifične upornosti** (materialna lastnost),
- **dimenzij** itn.

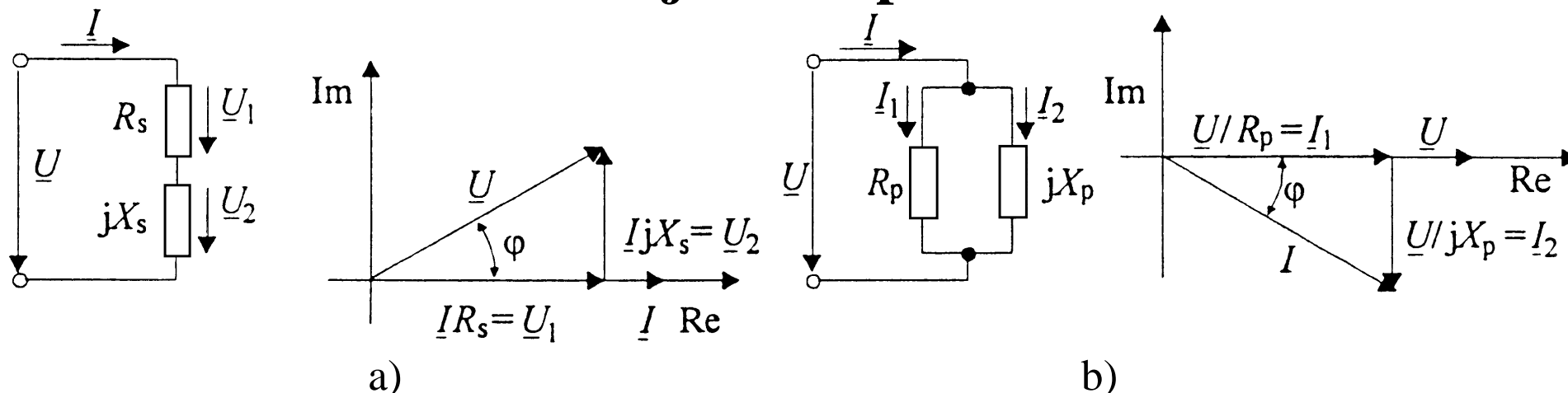
Kadar ima upornost tudi **elektrolitičen značaj** (upornost tekočin, ozemljitvene upornosti itn.), jo merimo **z izmeničnim sinusnim tokom** (polarizacija elektrod).





3.3.1 Nadomestno vezje pasivnega dvopola

- Upornost sestavljata:
- realna ohmska komponenta,
 - in jalova upornost ali reaktanca.



Slika 3.26 Nadomestni vezji pasivnega dvopola

Realno in imaginarno upornost povežemo v:

- **zaporedno** nadomestno vezavo (a):

$$U_1 = U \cos \varphi = IR_s \Rightarrow R_s = \frac{U \cos \varphi}{I} - \text{razmerje delovne}$$

- **vzporedno** nadomestno vezavo (b):

$$I_1 = I \cos \varphi = U/R_p \Rightarrow R_p = \frac{U}{I \cos \varphi}$$

komponente napetosti in toka.

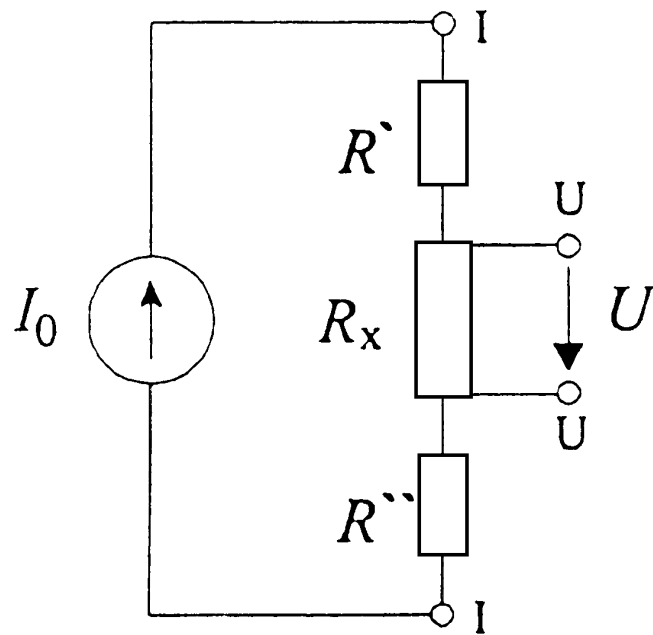


3.3.2 Posebnosti pri merjenju majhnih in velikih upornosti

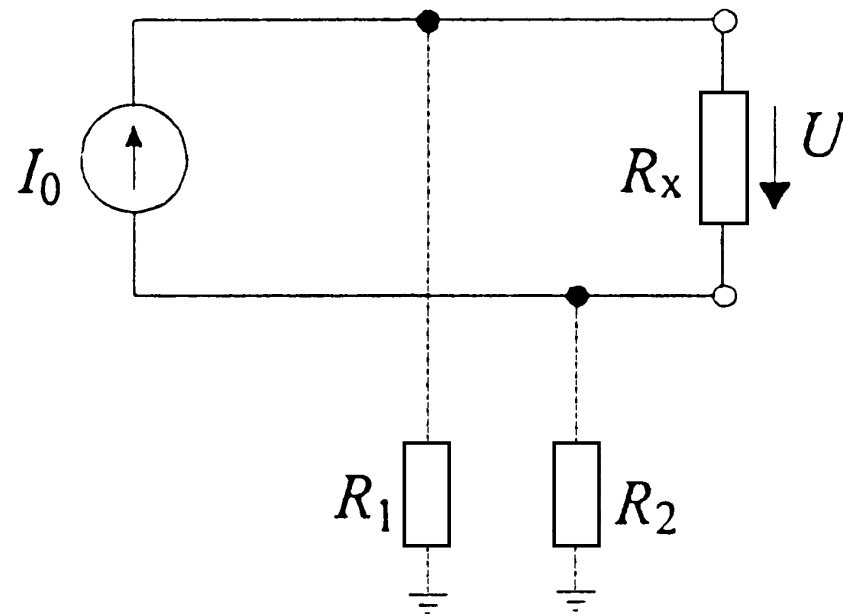


Pri merjenju (**majhnih!**) upornosti moramo biti pozorni na **upornost priključkov**:

- priključni vodniki,
 - prehodne upornosti stikov.
- Uporabljamo **tokovne in napetostne sponke**.
 - če ne uporabimo napetostnih sponk: $R_x + R' + R''$



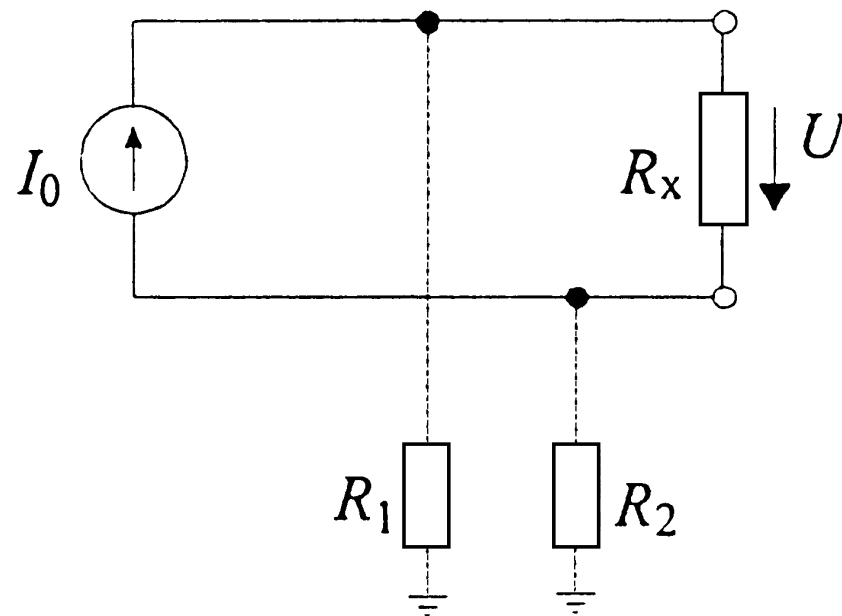
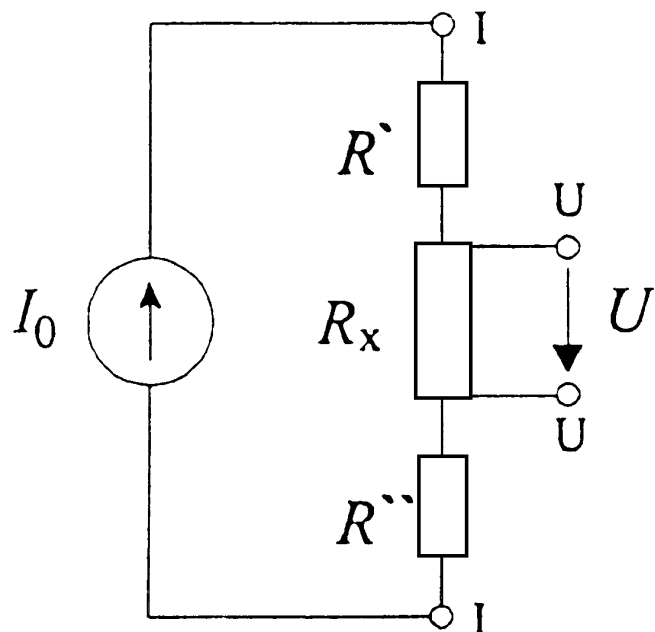
a)



b)

Slika 3.27 Posebnosti pri merjenju majhnih in velikih upornosti





Pri merjenju **velikih upornosti** moramo imeti dobro **galvansko ločitev od okolice** (zemlje).

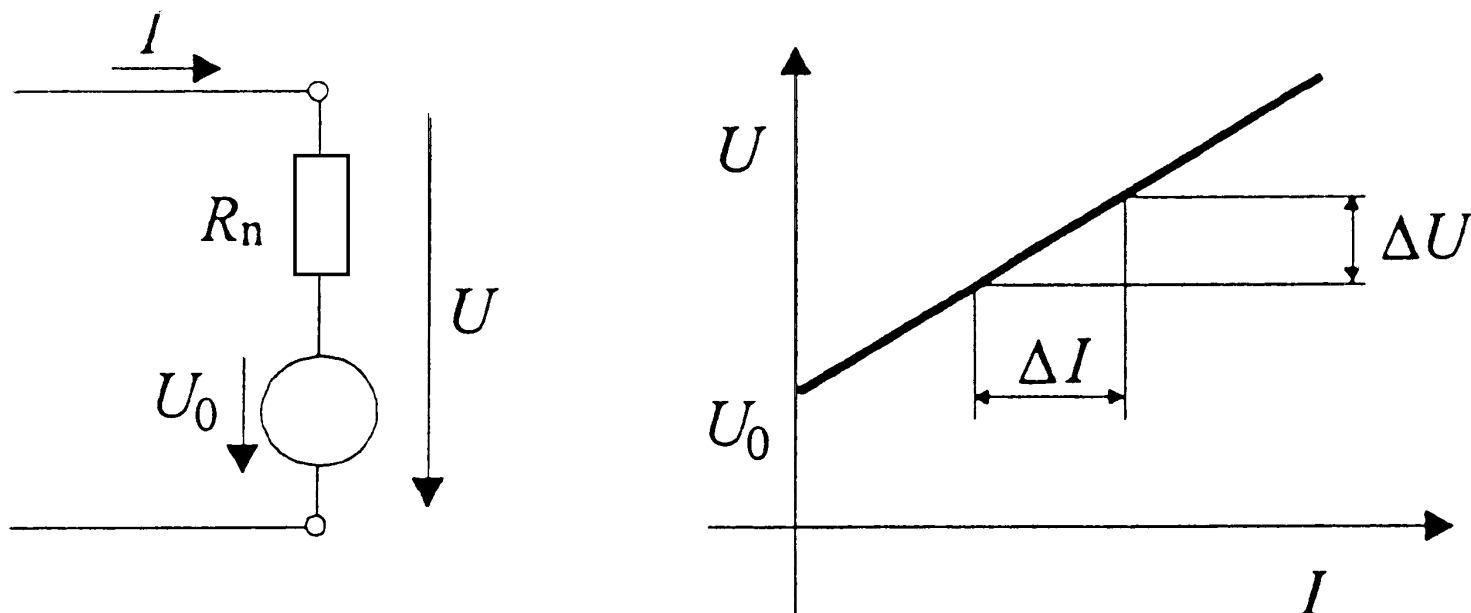
- velika izolacijska upornost $R_1, R_2 \gg 1$,
- izolacijska upornost $R_1 + R_2$ je vezana vzporedno k merjeni R_x .





3.3.3 Notranja upornost aktivnega dvopola je razmerje med:

- spremembo napetosti na sponkah,
- in pripadajočo spremembo toka.



Slika 3.28 Notranja upornost aktivnega dvopola

Za aktivni dvopol velja: $U = U_0 + IR_n \Rightarrow dU = R_n dI$

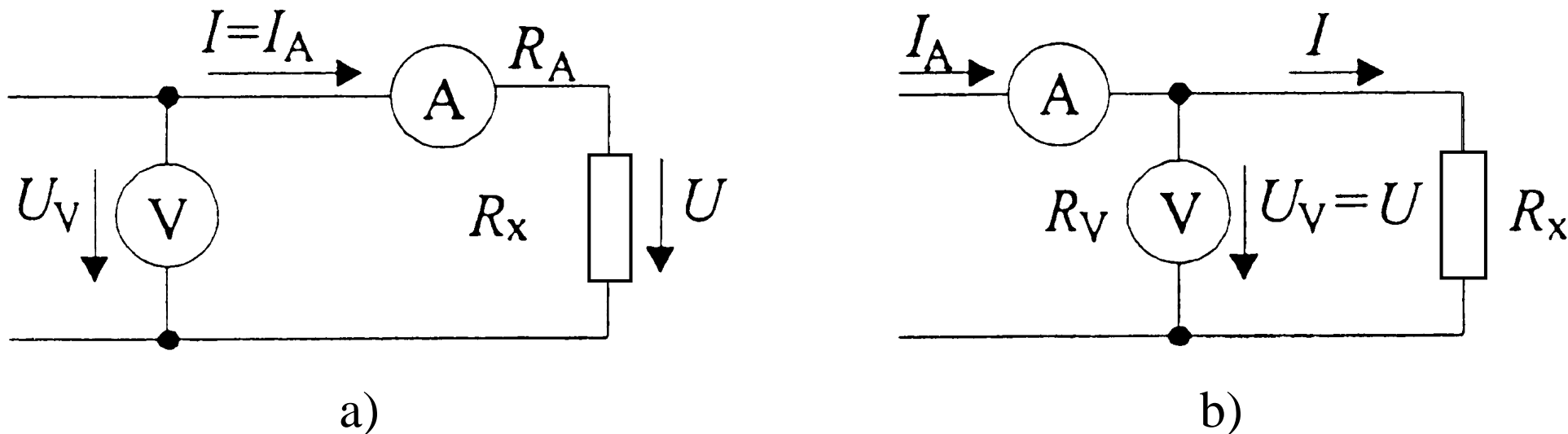
Notranja upornost: $R_n = \frac{\Delta U}{\Delta I}$



3.3.4 Metode merjenja upornosti



3.3.4.1 U-I metoda merjenja upornosti



Slika 3.29 U-I metoda merjenja upornosti

Varianta a:

- tok je pravilen: $I_A = I$,
- napetost je prevelika: $U_V = U + IR_A$

Razmerje je **večje** kot R_x : $\frac{U_V}{I_A} = \frac{U + IR_A}{I} = R_x + R_A$





$$\frac{U_V}{I_A} = \frac{U + IR_A}{I} = R_x + R_A$$

- če upoštevamo samo U_V in I_A , je **sistematični pogrešek**:

$$R_i = \frac{U_V}{I_A} \Rightarrow e = \frac{U_V/I_A - R_x}{R_x} = \frac{R_A}{R_x}$$

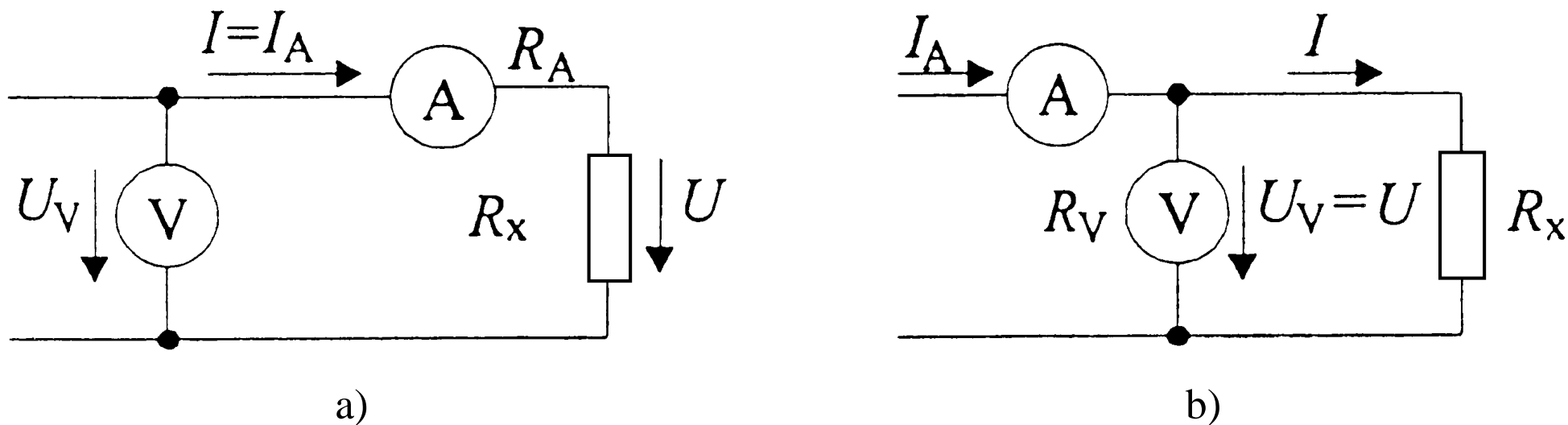
Ta metoda se uporablja **za merjenje velikih upornosti**,

- pogrešek (R_A) je zanemarljiv.

Pri **zelo velikih upornostih** moramo upoštevati **dopustno obremenitev** $I^2 R_x$.

Merilna negotovost je odvisna od negotovosti pri merjenju napetosti in toka.





Slika 3.29 U - I metoda merjenja upornosti

Varianta b:

- napetost je pravilna: $U_V = U$,
- tok je prevelik: $I_A = I + U_V / R_V$,

Razmerje je **manjše** kot R_x :
$$\frac{U_V}{I_A} = \frac{R_x R_V}{R_x + R_V}$$





$$\frac{U_V}{I_A} = \frac{R_x R_V}{R_x + R_V}$$

- če upoštevamo samo U_V in I_A , je **sistematični pogrešek**:

$$R_i = \frac{U_V}{I_A} \Rightarrow e = \frac{U_V/I_A - R_x}{R_x} = -\frac{R_x}{R_x + R_V} \approx -\frac{R_x}{R_V}$$

Ta metoda se uporablja za **merjenje majhnih upornosti**,

- upornost R_V je praviloma dosti večja od R_x .

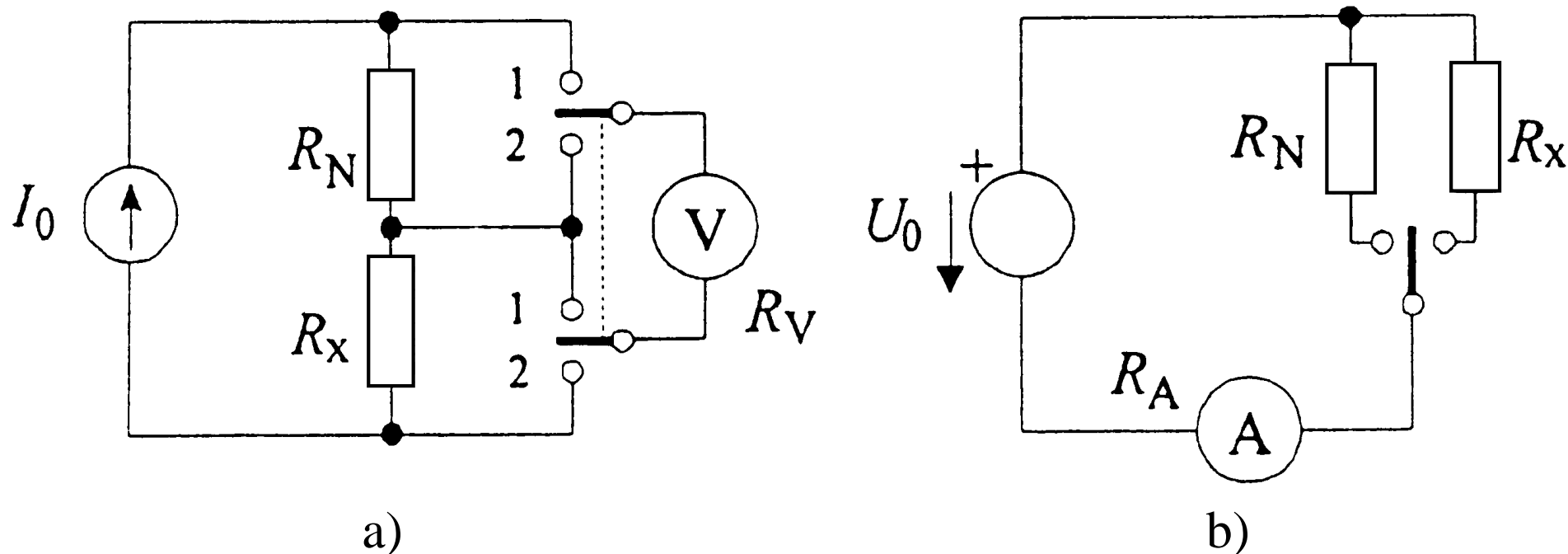
Pri **zelo majhnih upornostih** moramo upoštevati **dopustno obremenitev** U^2/R_x .

Merilna negotovost je odvisna od negotovosti pri merjenju napetosti in toka.





3.3.4.2 Primerjalna metoda



Slika 3.30 Napetostna in tokovna primerjalna metoda

Napetostna primerjalna metoda (a)

- Položaj 1-1: $U_N = I_0 \frac{R_N R_V}{R_N + R_V}$,
- Položaj 2-2: $U_x = I_0 \frac{R_x R_V}{R_x + R_V}$.





Pri konstantnem I_0 :
$$R_x = R_N \frac{U_x}{U_N} \cdot \frac{1}{1 + (1 - U_x/U_N) R_N/R_V}$$

Če uporabimo izraz $R_i = R_N \frac{U_x}{U_N}$, 'pridelamo' sistematični pogrešek:

$$e = \frac{R_i - R_x}{R_x} \quad \text{oz.} \quad e = \frac{R_N}{R_V} \left(1 - \frac{U_x}{U_N} \right)$$

$$\text{oz.} \quad e = \frac{R_N - R_x}{R_x + R_V} = \frac{R_N - R_x}{R_V}$$

- odločilno je razmerje razlike upornosti $R_N - R_x$ proti upornosti voltmetra R_V .
 - primerna za **merjenje majhnih upornosti**.





Merilna negotovost napetostne primerjalne metode

Če izvedemo primerjavo **z istim voltmetrom**, lastni **pogrešek E ne vpliva na negotovost**, kadar sta upornosti (napetosti) blizu skupaj:

$$R_N \approx R_x \quad \Leftrightarrow \quad U_x / U_N - 1 \approx 0,01$$

Pogreška voltmetra E ne poznamo, vendar se v kvocientu njegov vpliv izloči:

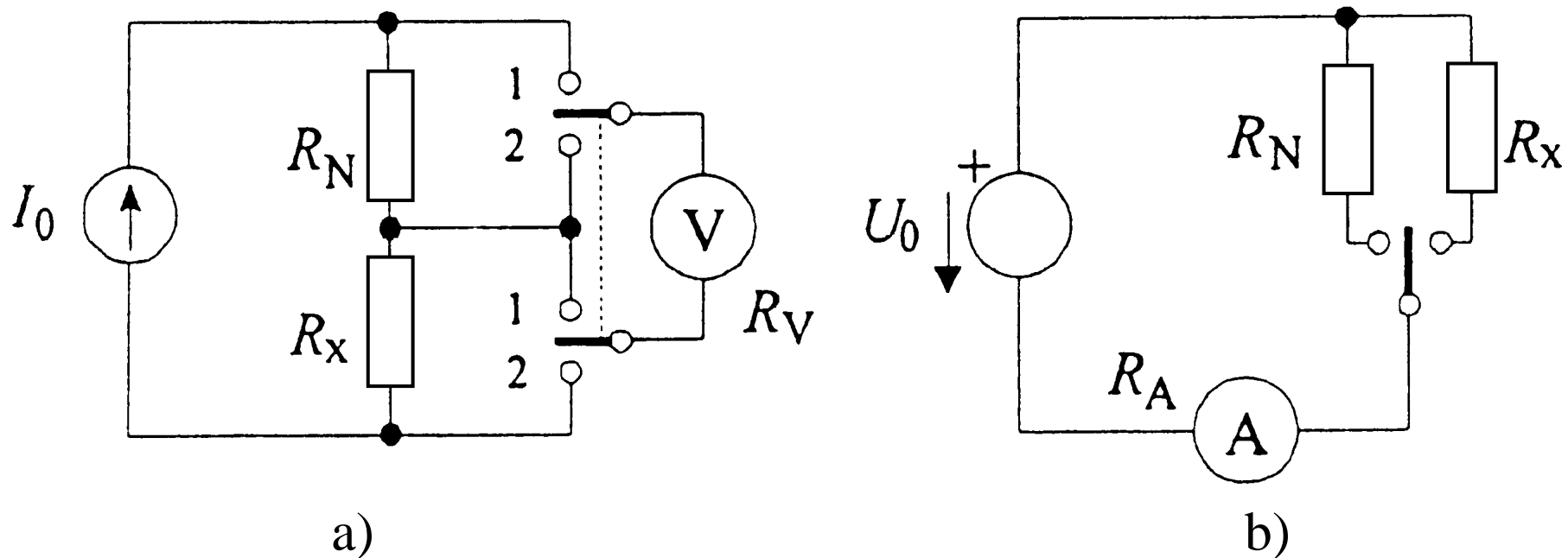
$$R_i = R_N \frac{U_x - E}{U_N - E} = R_N \frac{U_x}{U_N} \cdot \frac{1 - E/U_x}{1 - E/U_N} \approx R_N \frac{U_x}{U_N}$$

Primer: $U_x = 1,025 \text{ V}$ in $U_N = 1,018 \text{ V}$, $E = 0,015 \text{ V}$

$$\frac{U_x - E}{U_N - E} = \frac{1,025 \text{ V} - 0,015 \text{ V}}{1,018 \text{ V} - 0,015 \text{ V}} = 1,0070$$

$$\frac{U_x}{U_N} = \frac{1,025 \text{ V}}{1,018 \text{ V}} = 1,0069 \quad - \text{ samo za } 0,01\% \text{ manj!} \quad \Leftrightarrow \quad e = 1,5\%$$





Slika 3.30 Napetostna in tokovna primerjalna metoda

Tokovna primerjalna metoda (b)

- čez upor R_N teče tok:
$$I_N = \frac{U_0}{R_N + R_A}$$
- čez upor R_x teče tok:
$$I_x = \frac{U_0}{R_x + R_A}$$





Pri konstantni napetosti U_0 : $R_x = R_N \frac{I_N}{I_x} \left[1 + \frac{R_A}{R_N} \left(1 - \frac{I_x}{I_N} \right) \right]$

Če uporabimo izraz: $R_i = R_N \frac{I_N}{I_x}$,

- ‘pridelamo’istematični pogrešek:

$$e = \frac{G_x - G_N}{G_A + G_N} \approx \frac{G_x - G_N}{G_A}$$

Primerjanje je tem bolj točno, čim bliže sta si merjeni veličini!

Če je etalon R_N spremenljiv in vzpostavimo $I_x = I_N$, se metoda spremeni **zamenjalno** (R_A nepomembna)!

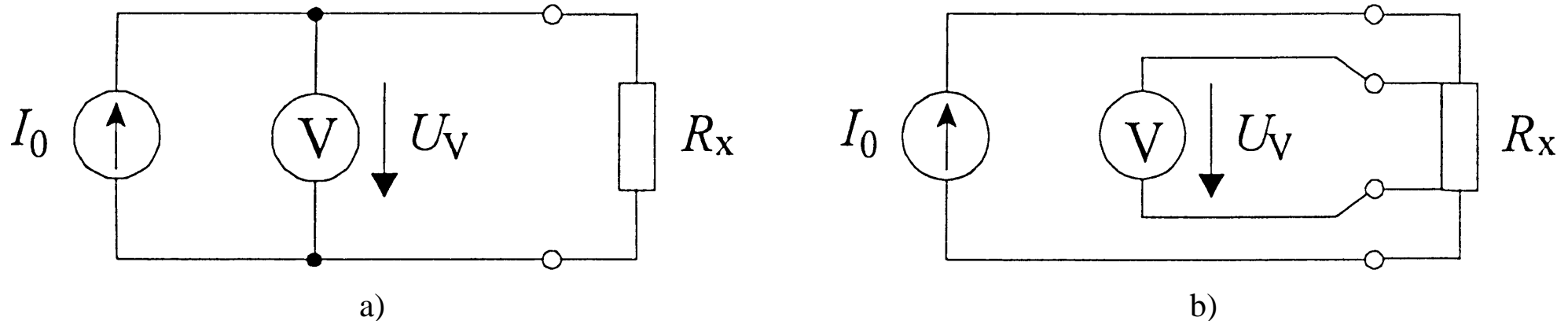


3.3.4.3 Merjenje upornosti z voltmetrom in tokovnim virom



Uporablja se pri digitalnih multimetrih ($R_V > R_x$):

$$U_V = I_0 \frac{R_x R_V}{R_x + R_V} = I_0 R_x \frac{1}{1 + R_x/R_V} \approx I_0 R_x$$



Slika 3.31 Dvovodna in štirivodna priključitev ohmmeta s tokovnim virom

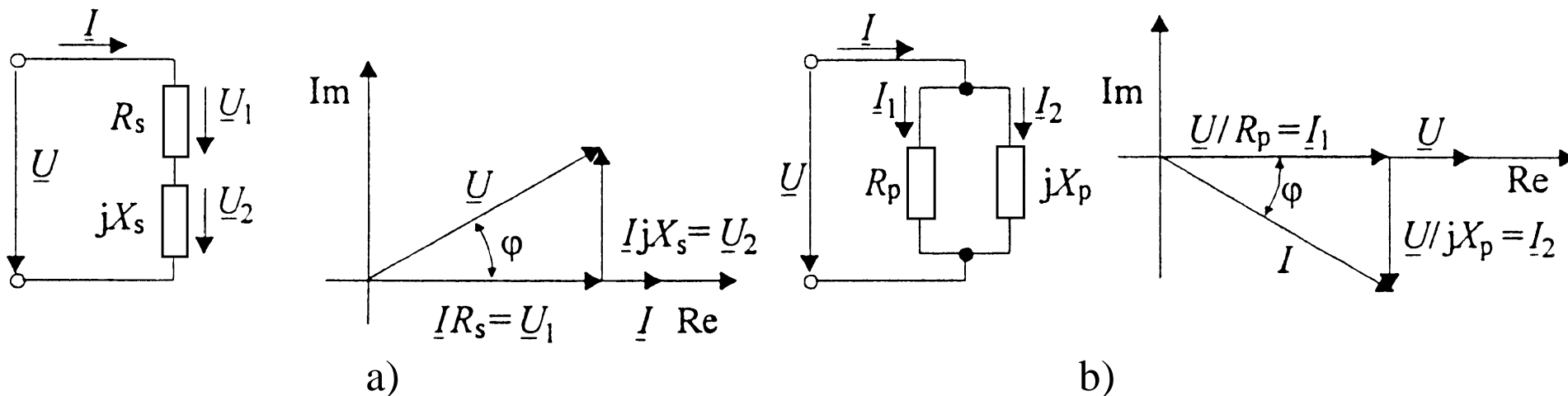
Območje ohmetra se spreminja s tokom I_0 :

- npr.: merilno območje voltmetra je $(0 \div 200) \text{ mV}$;
 - pri $I_0 = 1 \mu\text{A}$ je merilno območje $(0 \div 200) \text{ k}\Omega$,
 - pri $I_0 = 10 \mu\text{A}$ je merilno območje $(0 \div 20) \text{ k}\Omega$,





3.3.4.4 Merjenje upornosti preko moči



Slika 3.26 Nadomestni vezji pasivnega dvopola

$$a) R_s = \frac{U \cos \varphi}{I} \cdot \frac{I}{I} = \frac{P}{I^2}$$

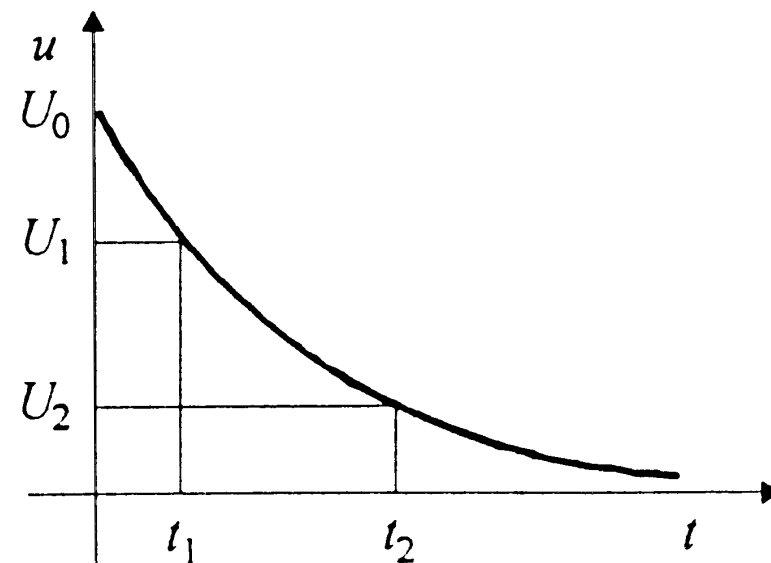
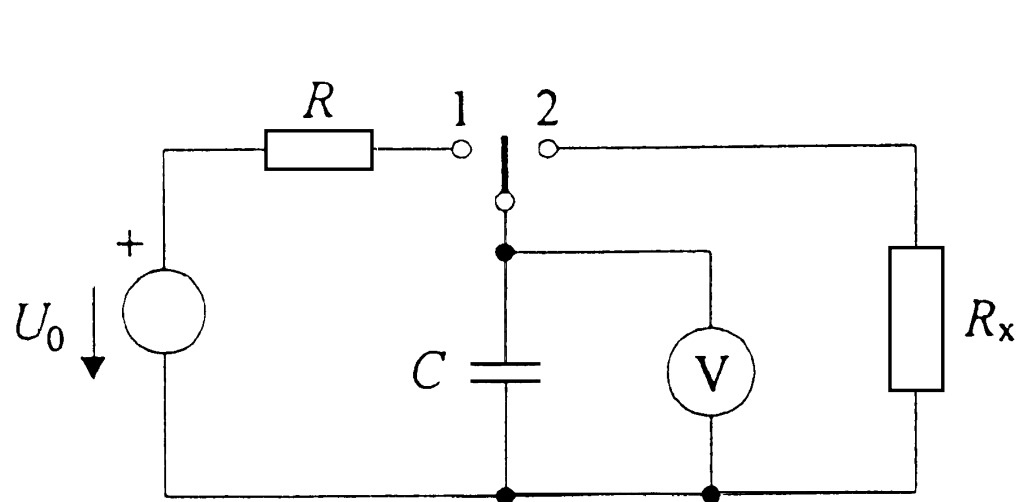
$$b) R_p = \frac{U}{I \cos \varphi} \cdot \frac{U}{U} = \frac{U^2}{P}$$





3.3.4.5 Metoda praznenja kondenzatorja

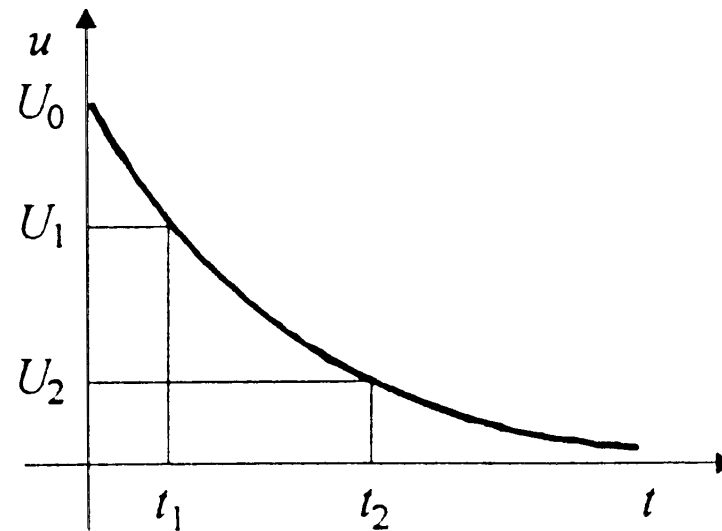
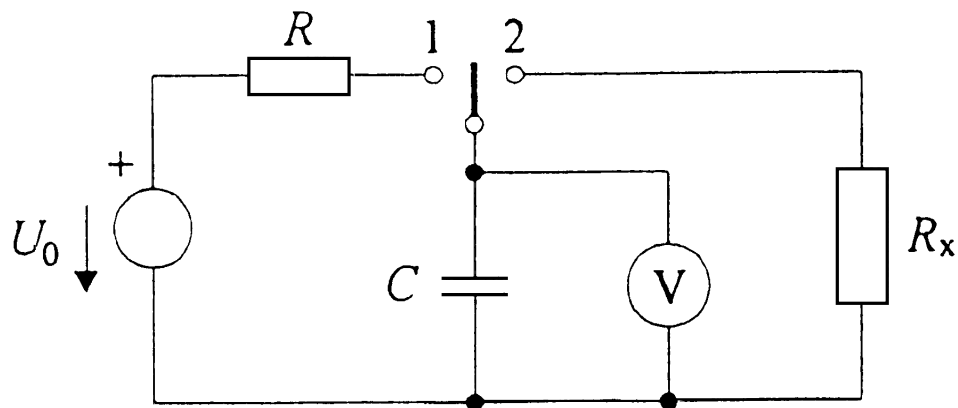
Primerna za velike upornosti.



Slika 3.32 Metoda praznenja kondenzatorja

- položaj 1: kondenzator **se nabije** na napetost U_0 .
- položaj 2: kondenzator **se začne prazniti** pretežno preko R_x (izolacijska upornost in R_V zelo veliki).
 - v času t_1 : $U_1 = U_0 e^{-t_1/R_x C}$;
 - v času t_2 : $U_2 = U_0 e^{-t_2/R_x C}$





Neznana upornost je:
$$R_x = \frac{t_2 - t_1}{C \ln U_1 / U_2} \quad \Leftrightarrow \quad \begin{aligned} U_1 &= U_0 e^{-t_1 / R_x C} \\ U_2 &= U_0 e^{-t_2 / R_x C} \end{aligned}$$

Če izolacijske upornosti in R_V **ne moremo zanemariti:**

- prva meritev brez R_x : $R_1 = R_i \parallel R_V$,
- druga meritev z R_x : $R_2 = R_1 \parallel R_x$,
- **neznana upornost je:**
$$R_x = \frac{R_1 R_2}{R_1 - R_2}.$$

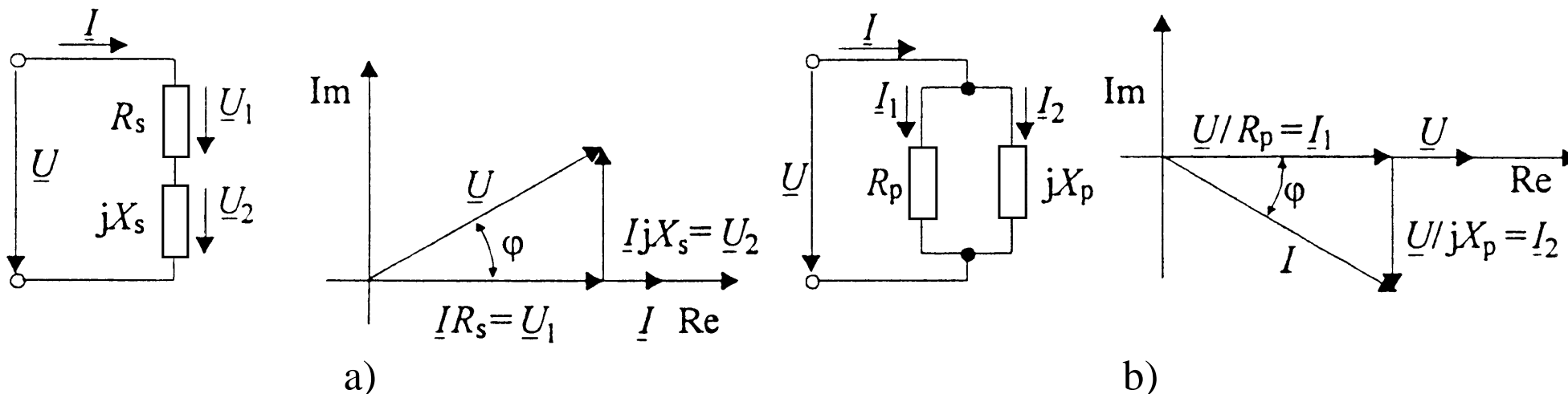




3.4 Merjenje induktivnosti

Induktivnost (idealne tuljave) je **razmerje med napetostjo in časovnim odvodom toka**.

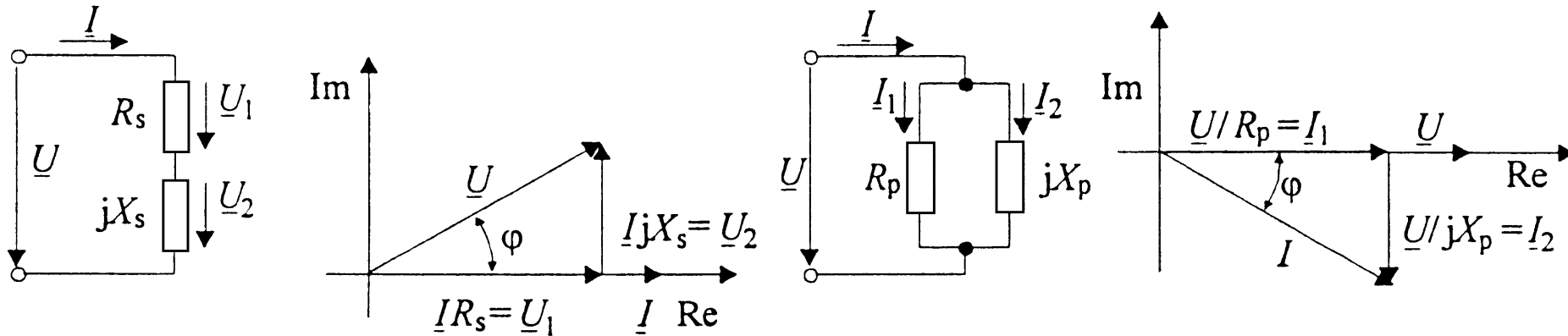
- Meritve izvajamo **pri sinusni obliki toka**.
- Določimo jo **iz reaktance**, ker je realno vedno prisotna še ohmska upornost.



Slika 3.26 Nadomestni vezji pasivnega dvopola



3.4.1 Nadomestno vezje realne tuljave



Serijsko nadomestno vezje (a):

$$U_2 = U \sin \varphi = IX_s = I\omega L_s \quad \Rightarrow \quad L_s = \frac{U \sin \varphi}{\omega I}$$

- izmerimo **jalovo** komponento **napetosti**, tok in frekvenco.

Paralelno nadomestno vezje (b):

$$I_2 = I \sin \varphi = \frac{U}{X_p} = \frac{U}{\omega L_p} \quad \Rightarrow \quad L_p = \frac{U}{\omega I \sin \varphi}$$

- izmerimo napetost, **jalovo** komponento **toka** in frekvenco.





3.4.1 Faktor kvalitete tuljave

Faktor kvalitete Q tuljave je razmerje jalove moči z delovno.

- **serijsko** nadomestno vezje: $Q = \frac{I^2 \omega L_s}{I^2 R_s} = \frac{\omega L_s}{R_s}$
- **paralelno** nadomestno vezje: $Q = \frac{U^2 / \omega L_p}{U^2 / R_p} = \frac{R_p}{\omega L_p}$

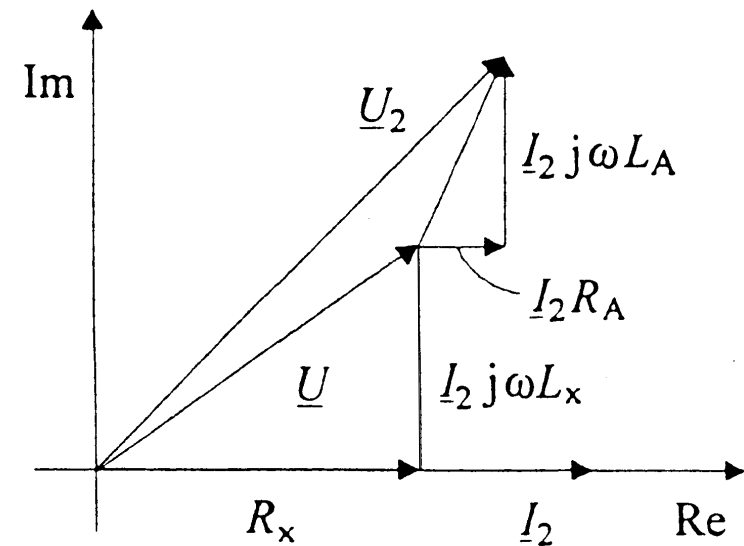
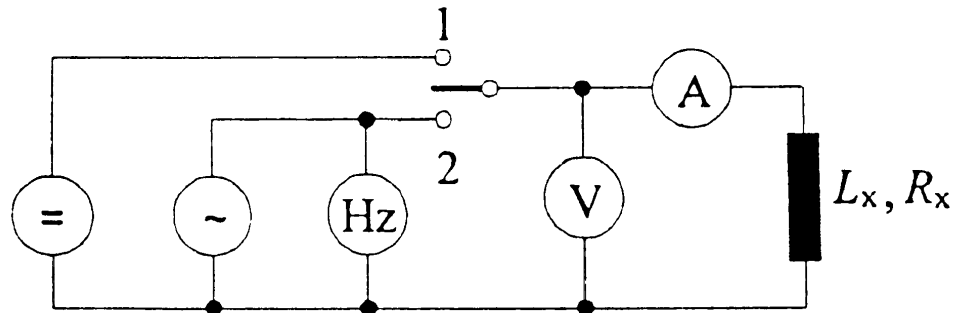
V praksi prevladuje **serijsko nadomestno vezje!**



3.4.3 Metode merjenja induktivnosti



3.4.3.1 U-I metoda merjenja indukt. brez feromagnetnega jedra



Slika 3.33 U-I metoda merjenja induktivnosti

- v položaju **1** merimo z **enosmernim virom** $\rightarrow U_1, I_1$:

$$\frac{U_1}{I_1} = R_x + R_A,$$

- v položaju **2** merimo s **sinusnim virom** $\rightarrow U_2, I_2$:

$$\frac{U_2}{I_2} = (R_x + R_A) + j\omega(L_x + L_A)$$





$$\frac{U_1}{I_1} = R_x + R_A \quad \frac{U_2}{I_2} = (R_x + R_A) + j\omega(L_x + L_A)$$

Razmerje amplitud: $\frac{U_2}{I_2} = Z = \sqrt{(R_x + R_A)^2 + \omega^2(L_x + L_A)^2}$

Potrdimo enačbo $L_s = \frac{1}{\omega} \sqrt{\left(\frac{U}{I}\right)^2 - R_s^2}$:

$$L_x = \frac{1}{\omega} \sqrt{\left(\frac{U_2}{I_2}\right)^2 - \left(\frac{U_1}{I_1}\right)^2} - L_A$$

- induktivnost ampermetra L_A je ponavadi zanemarljiva
- če je $R_v \gg R_x$, priklopimo **voltmeter neposredno**.

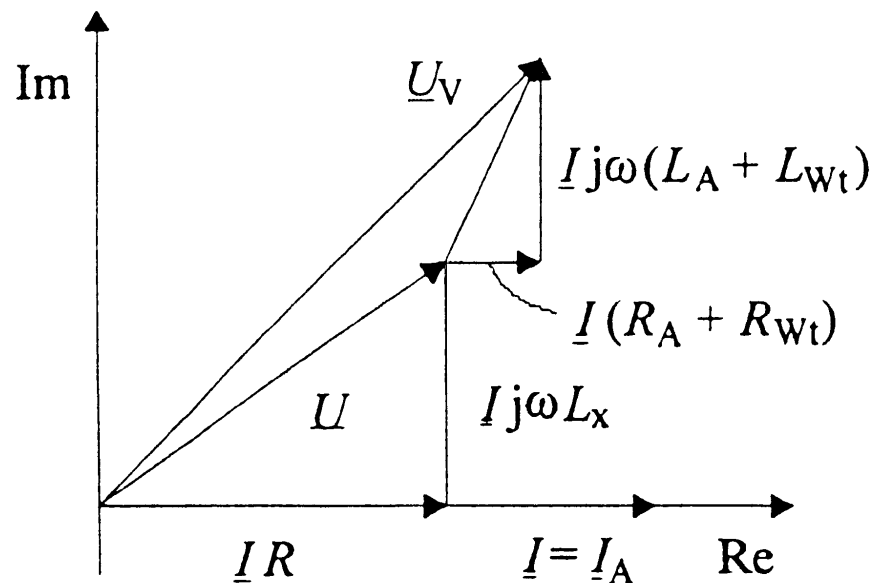
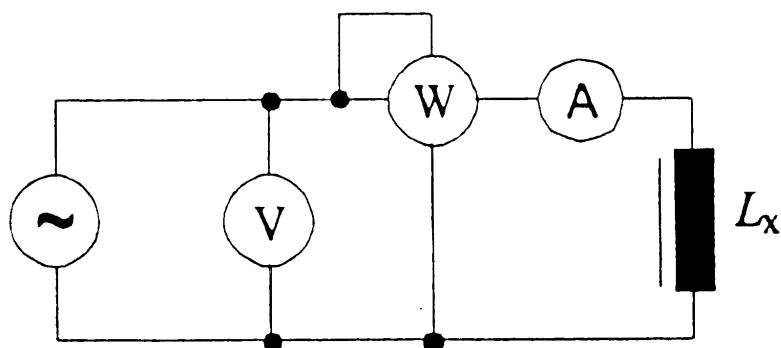




3.4.3.2 *P-U-I* metoda merjenja induktivnosti s feromagnetnim jedrom

Del upornosti, ki ponazarja izgube v feromagnetiku pri izmeničnem magnetenju, merimo preko moči:

$$L_s = \frac{\sqrt{(UI)^2 - P^2}}{\omega I^2}$$



Slika 3.34 *P-U-I* metoda merjenja induktivnosti

$$L_x = \frac{\sqrt{(U_V I_A)^2 - P_W^2}}{\omega I_A^2} - (L_A + L_{Wt})$$





$$L_x = \frac{\sqrt{(U_V I_A)^2 - P_W^2}}{\omega I_A^2} - (L_A + L_{Wt})$$

- $L_A + L_{Wt}$ sta vezana zaporedno k L_x

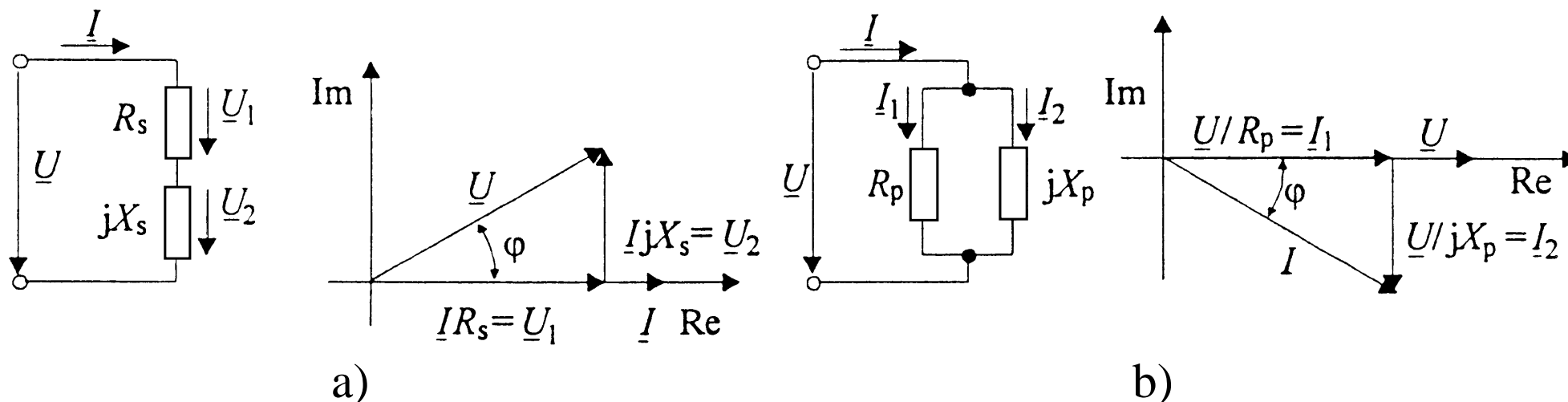
Ker **permeabilnost ni stalna** (nelinearen odnos med B in H), je induktivnost tuljave **odvisna od vrednosti toka**.

- Pri merjenju induktivnosti s **feromagnetnim jedrom moramo biti pozorni na obliko in velikost toka!**





3.4.3.3 Merjenje induktivnosti preko moči



Slika 3.26 Nadomestni vezji pasivnega dvopola

Iz **vzporedne** nadomestne vezave (b) z $L_p = \frac{U}{\omega I \sin \varphi}$ dobimo:

$$L_p = \frac{U}{\omega I \sin \varphi} \cdot \frac{U}{U} = \frac{U^2}{\omega Q} = \frac{U^2}{\omega \sqrt{(UI)^2 - P^2}}$$

- izmerimo **jalovo moč**, napetost in frekvenco,
- izmerimo **delovno moč**, tok, napetost in frekvenco,





Iz **zaporedne** nadomestne vezave (a) z $L_s = \frac{U \sin \varphi}{\omega I}$ dobimo:

$$L_s = \frac{U \sin \varphi}{\omega I} \cdot \frac{I}{I} = \frac{Q}{\omega I^2} = \frac{\sqrt{(UI)^2 - P^2}}{\omega I^2}$$

- izmerimo **jalovo moč**, tok in frekvenco,
- izmerimo **delovno moč**, tok, napetost in frekvenco,

Če poznamo upornost pri **serijski** vezavi:

- izmerimo **delovno moč**, tok, napetost in frekvenco,

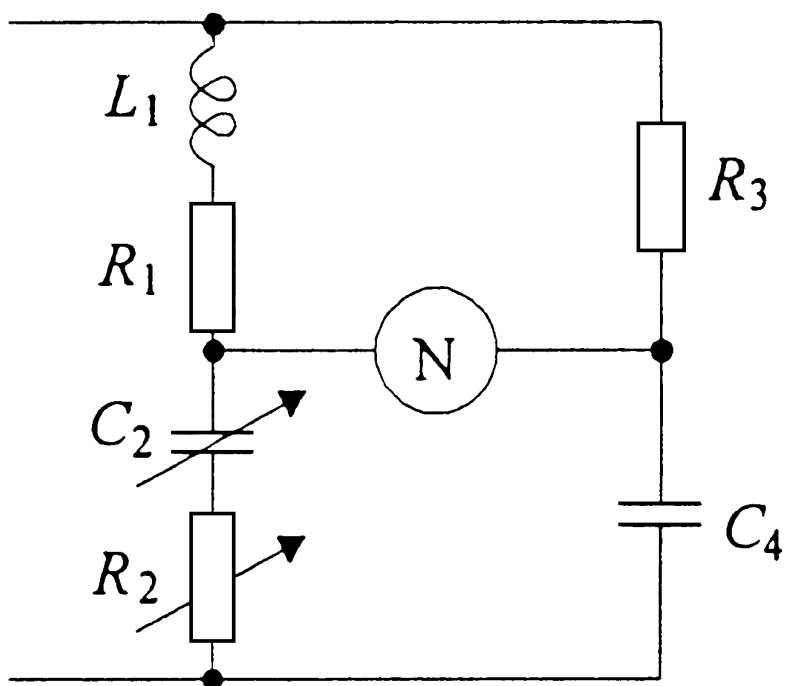
$$L_s = \frac{1}{\omega} \sqrt{\left(\frac{U}{I}\right)^2 - \left(\frac{P}{I^2}\right)^2} = \frac{1}{\omega} \sqrt{\left(\frac{U}{I}\right)^2 - R_s^2}$$

- izmerimo neposredno **napetost, tok**, frekvenco,
- R_s zmerimo **po U-I metodi**, če ni feromagnetnega **jedra**.

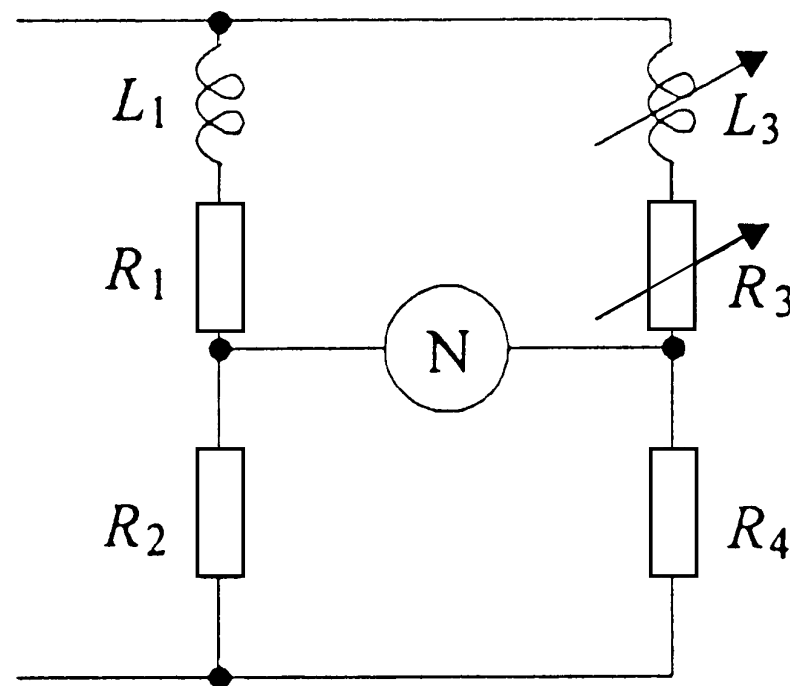




3.4.3.4 Mostična merjenja induktivnosti



a)



b)

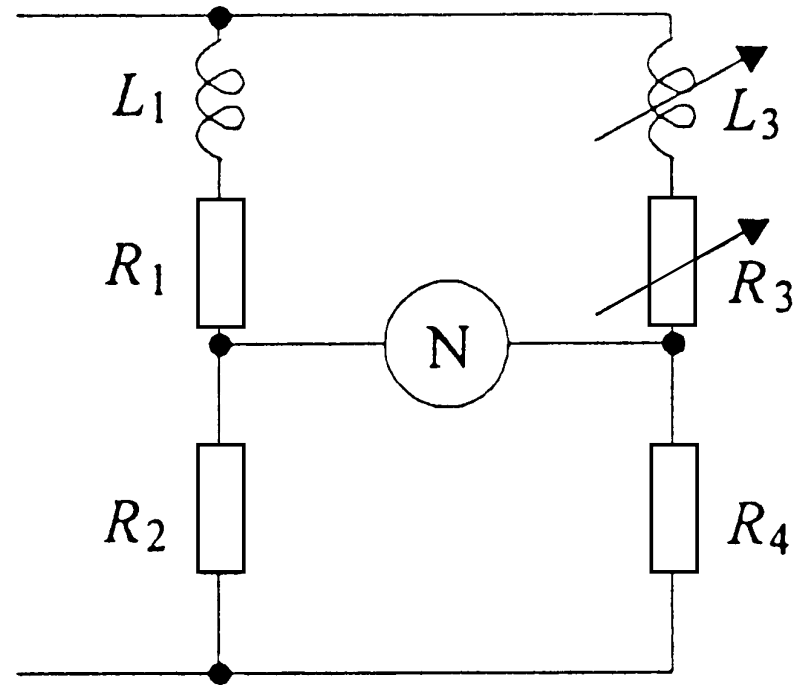
Owens in Maxwellov mostič

Owens mostič (a): $\underline{Z}_1 = R_x + j\omega L_x$

- ravnovesna enačba: $R_x + j\omega L_x = j\omega R_3 C_4 \left(R_2 + \frac{1}{j\omega C_2} \right)$

$$R_x = R_3 C_4 / C_2, \quad L_x = R_2 R_3 C_4, \quad Q = \omega R_2 C_2$$



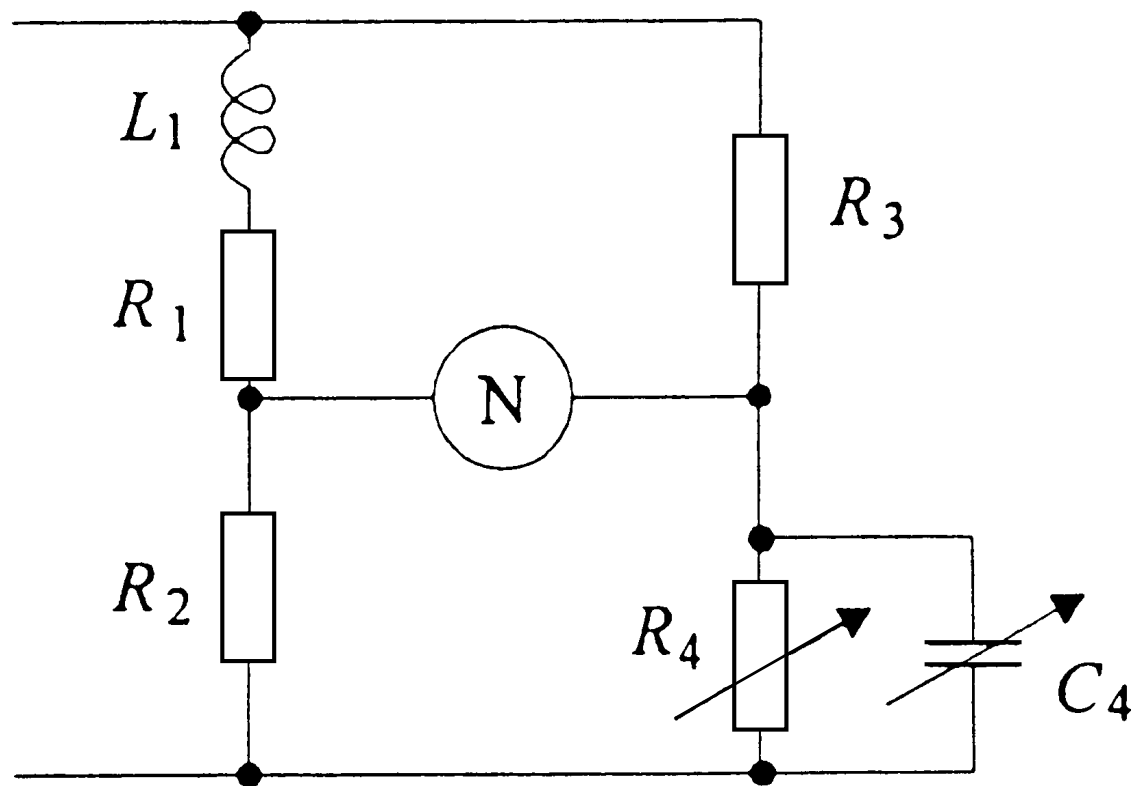


Maxwellov mostič (b): $\underline{Z}_1 = R_x + j\omega L_x$

- **ravnovesna enačba:** $R_x + j\omega L_x = \frac{R_2}{R_4} (R_3 + j\omega L_3)$

$$R_x = R_2 R_3 / R_4, \quad L_x = L_3 R_2 / R_4, \quad Q = \omega L_3 / R_3$$





Maxwell-Wienov mostič

Maxwell-Wienov mostič: $\underline{Z}_1 = R_x + j\omega L_x$

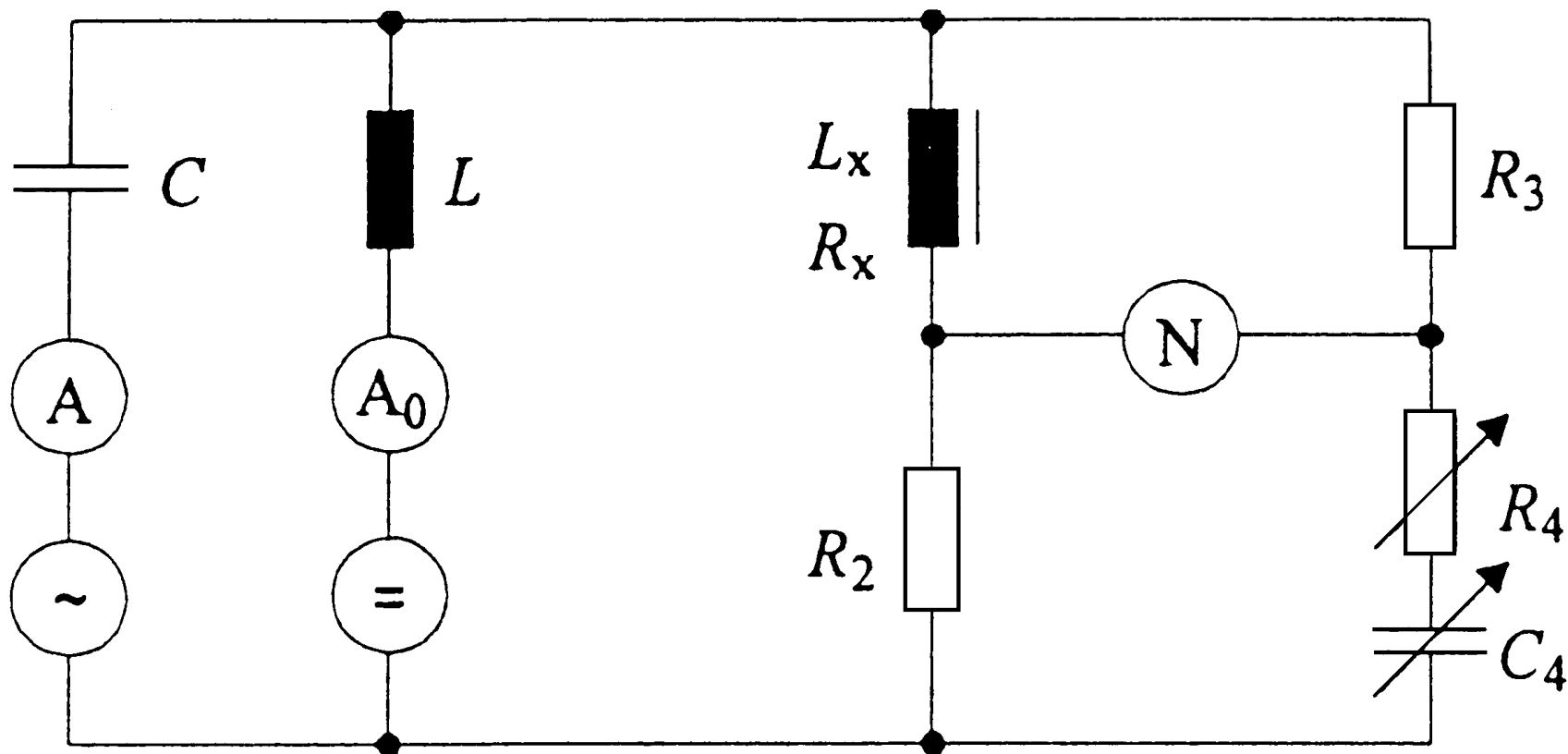
- ravnovesna enačba: $R_x + j\omega L_x = R_2 R_3 (1/R_4 + j\omega C_4)$

$$R_x = R_2 R_3 / R_4, \quad L_x = R_2 R_3 C_4, \quad Q = \omega R_4 C_4$$





Hayev mostič se uporablja za merjenje induktivnosti s feromagnetnim jedrom pri pulzirajočem toku.



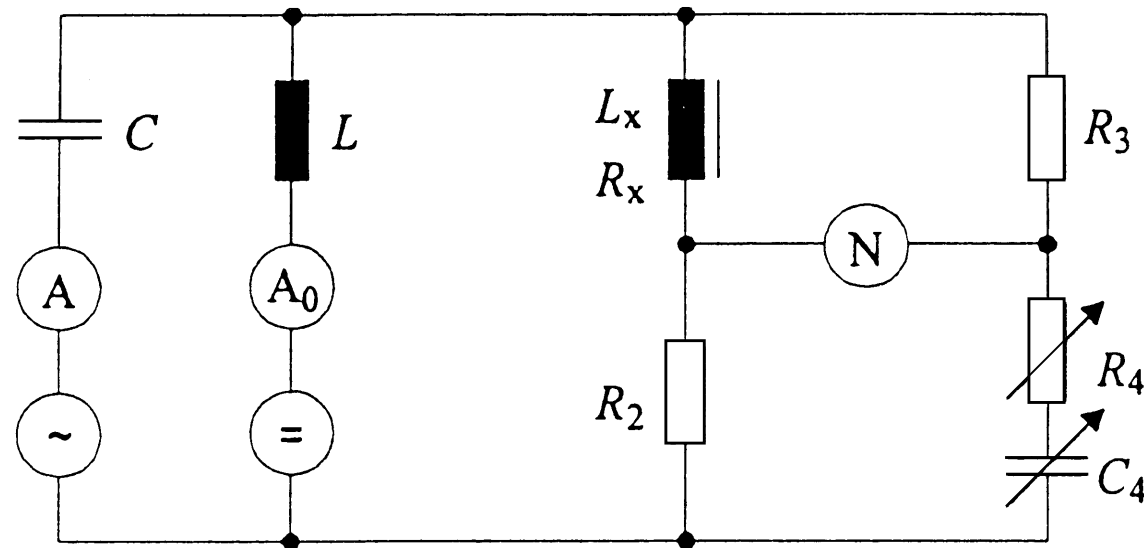
Slika 3.35 Hayev mostič za merjenje superpozicijske induktivnosti

Impedance v vejah mostiča:

$$\underline{Z}_1 = R_x + j\omega L_x, \quad \underline{Z}_3 = R_3$$

$$\underline{Z}_2 = R_2, \quad \underline{Z}_4 = R_4 + 1/j\omega C_4$$





Iz ravnovesne enačbe:

$$L_x = \frac{R_2 R_3 C_4}{1 + (\omega R_4 C_4)^2}, \quad R_x = \frac{R_2 R_3}{R_4} \frac{(\omega R_4 C_4)^2}{1 + (\omega R_4 C_4)^2}$$

- Hayev mostič je **frekvenčno odvisen**.

Če merimo induktivnosti **z velikim faktorjem kvalitete**

$$Q = \frac{\omega L_x}{R_x} = \frac{1}{\omega R_4 C_4}, \text{ je induktivnost: } L_x = \frac{R_2 R_3 C_4}{1 + 1/Q^2} \approx R_2 R_3 C_4$$

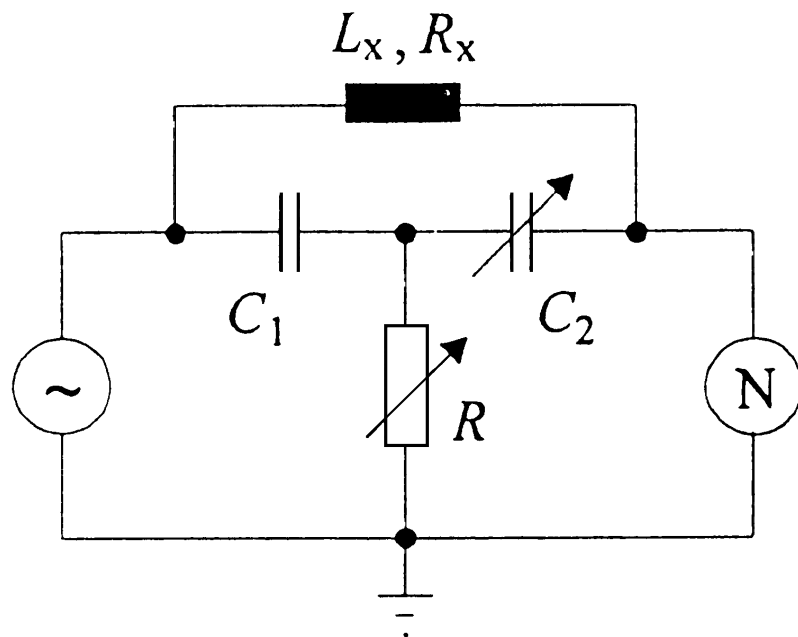
- v tem primeru nam frekvence ni potrebno upoštevati!



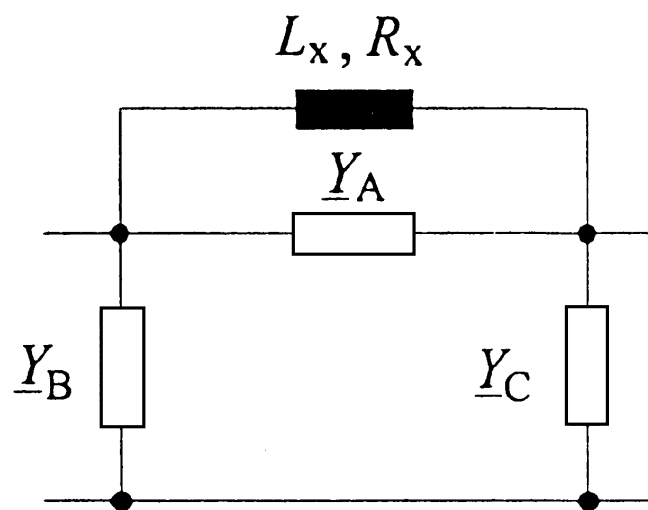


3.4.3.5 Premoščeno T-vezje

- ni problema **ozemljenosti!**



a)



b)

Slika 3.36 Merjenje induktivnosti s premoščnim T-vezjem

Ničelni indikator bo ostal brez odklona, ko bo $\underline{Y}_A + \underline{Y}_x = 0$:

$$\frac{j\omega C_1 \cdot j\omega C_2}{j\omega C_1 + j\omega C_2 + 1/R} + \frac{1}{R_x + j\omega L_x} = 0$$





$$\frac{j\omega C_1 \cdot j\omega C_2}{j\omega C_1 + j\omega C_2 + 1/R} + \frac{1}{R_x + j\omega L_x} = 0$$

- od tod dobimo:

$$L_x = \frac{1}{\omega^2} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right), \quad R_x = \frac{1}{\omega^2 R C_1 C_2}, \quad Q = \omega R (C_1 + C_2)$$

- vpliv parazitnih kapacitivnosti je manjši,
- uporablja se **v radiofrekvenčnem območju.**





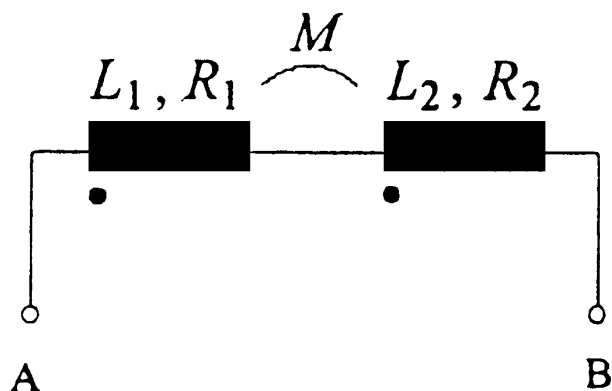
3.5 Merjenje medsebojne induktivnosti

Medsebojna induktivnost med dvema **magnetno sklopljenima** krogoma je **razmerje** med:

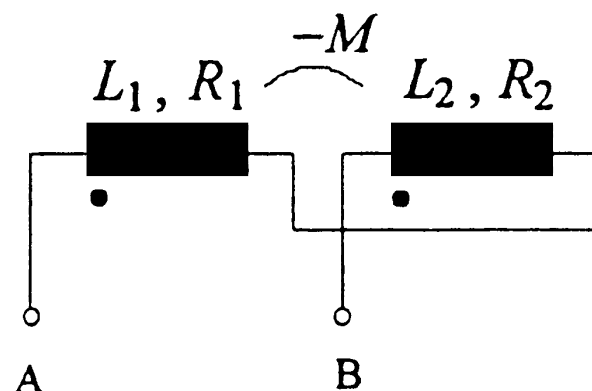
- **inducirano napetostjo** v enem krogu
- in **časovnim odvodom toka** v drugem krogu.

Magnetna pretoka se lahko **podpirata** $+M$ ali **nasprotujeta** $-M$:

- magnetna pretoka se podpirata (a): $L' = L_1 + L_2 + 2M$
- magnetna pretoka si nasprotujeta (b): $L'' = L_1 + L_2 - 2M$



a)



b)

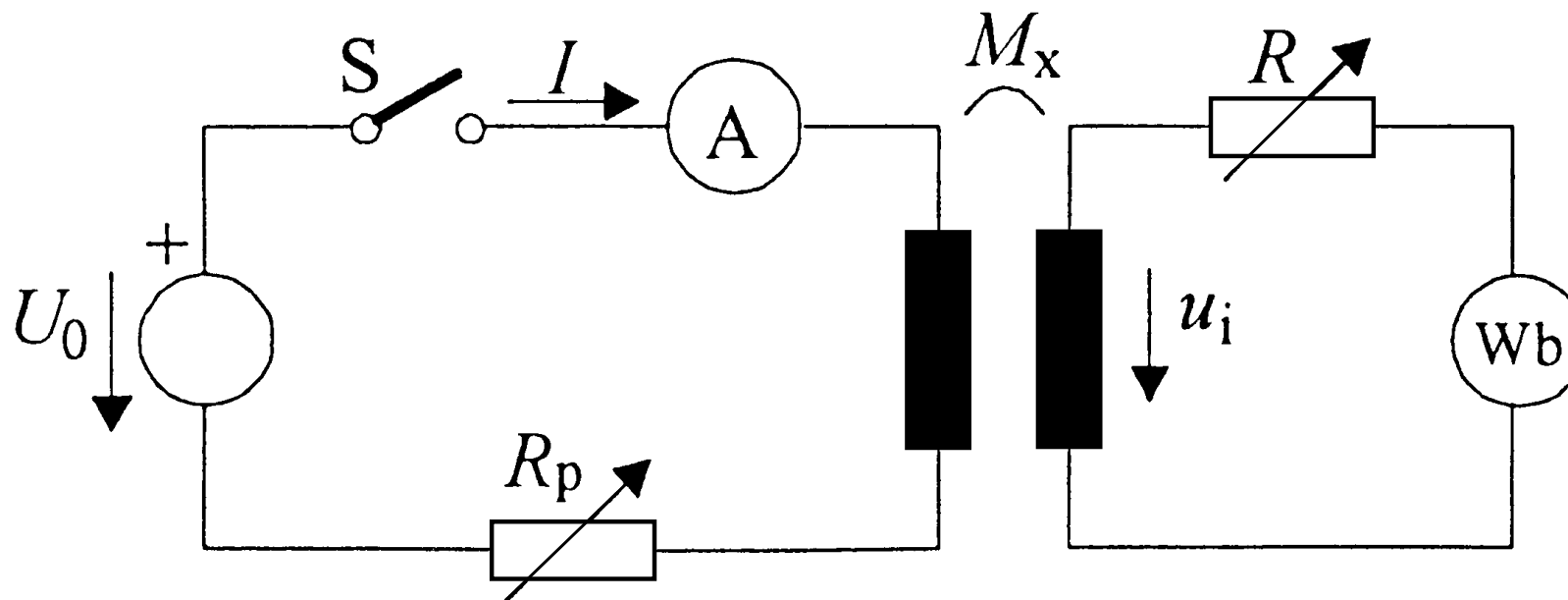
Slika 3.37 Določanje medsebojne induk. z merjenjem dveh induk.

L' , L'' merimo na znan način in izračunamo: $M = (L' - L'')/4$



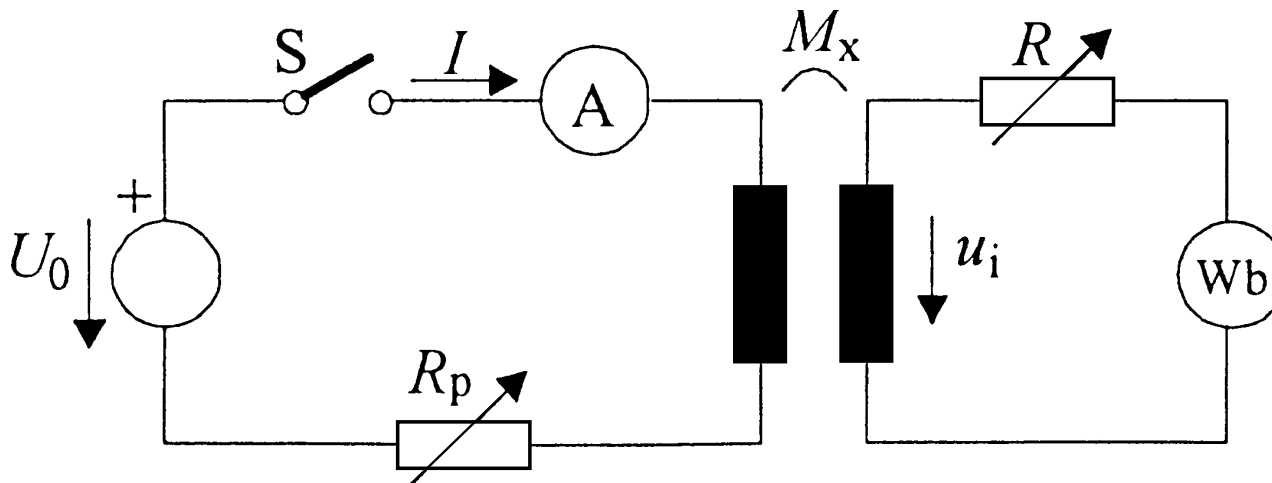
3.5.1 Metode merjenja medsebojne induktivnosti

3.5.1.1 Neposredno merjenje medsebojne induktivnosti



Slika 3.38 Merjenje medsebojne induktivnosti s fluksmetrom

- vezje napajamo z **enosmernim tokom** (primar),
- ker je napetost na sekundarju odvisna le **od spremembe toka**, se **inducira napetost le ob preklopu stikala**.



- napetostni impulz merimo s fluksmetrom ($k_F y = \int u_i dt$):

$$u_i = M_x \frac{di}{dt} \Rightarrow \int_{t_1}^{t_2} u_i dt = M_x \int_0^I di \Rightarrow M_x I = k_F y$$

Medsebojna induktivnost je: $M_x = \frac{k_F y}{I}$

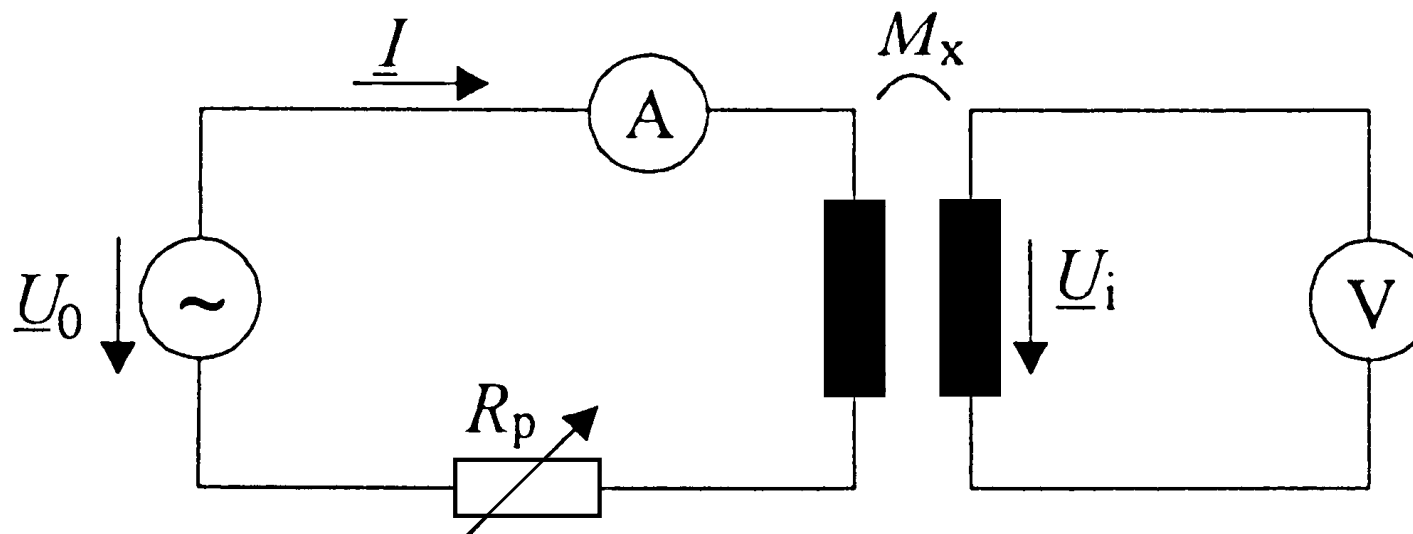
Merilno **točnost** lahko **izboljšamo** s **substitucijsko metodo**:

- uporabljamo **spremenljivi etalon medsebojne induktivnosti**,
- fluksmeter ima **enak odklon**: $M_x \cong M_N$





3.5.1.2 Merjenje medsebojne ind. s sinusnim signalom



Slika 3.39 Merjenje M_x z ampermetrom in voltmetrom

Inducirana napetost na sekundarni strani pri sinusnem toku:

$$U_i = M_x \frac{dI}{dt} = j\omega M_x I$$

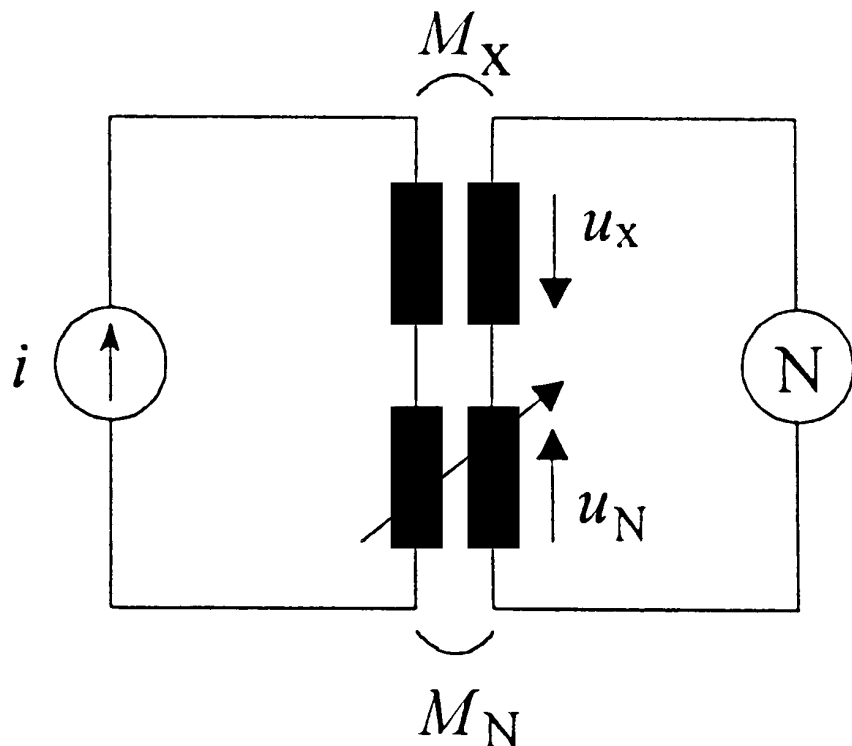
- če je $R_V \gg 1$, je $U_V \approx U_i$ in dobimo: $M_x = \frac{U_V}{\omega I}$





3.5.1.3 Metoda opozicije

Potrebujemo **etalon spremenljive medsebojne induktivnosti**.



Slika 3.40 Metoda opozicije

Skozi primarni navitji teče isti izmenični tok,

- **ni nujno sinusne oblike!**

Na sekundarnih straneh se inducirata napetosti:

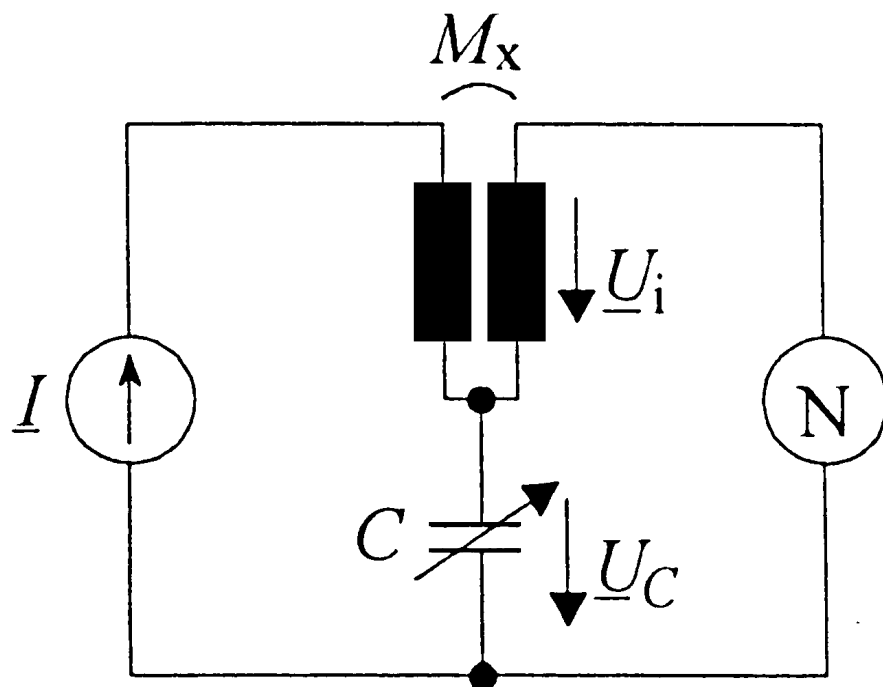
$$u_x = M_x \frac{di}{dt}, \quad u_N = M_N \frac{di}{dt}$$

- če sekundarja vežemo v **protistik** in je ničelni indikator **brez odklona**: $M_x = M_N$





3.5.1.4 Campbellovo vezje



Slika 3.41 Campbellovo vezje

Tok skozi primarno navitje in kondenzator **mora biti sinusne oblike**,

- **inducirana napetost** na sekundarju M_x :

$$\underline{U}_i = j\omega M_x \underline{I}$$

- **napetost na kondenzatorju:**

$$\underline{U}_C = \underline{I} \frac{1}{j\omega C}$$

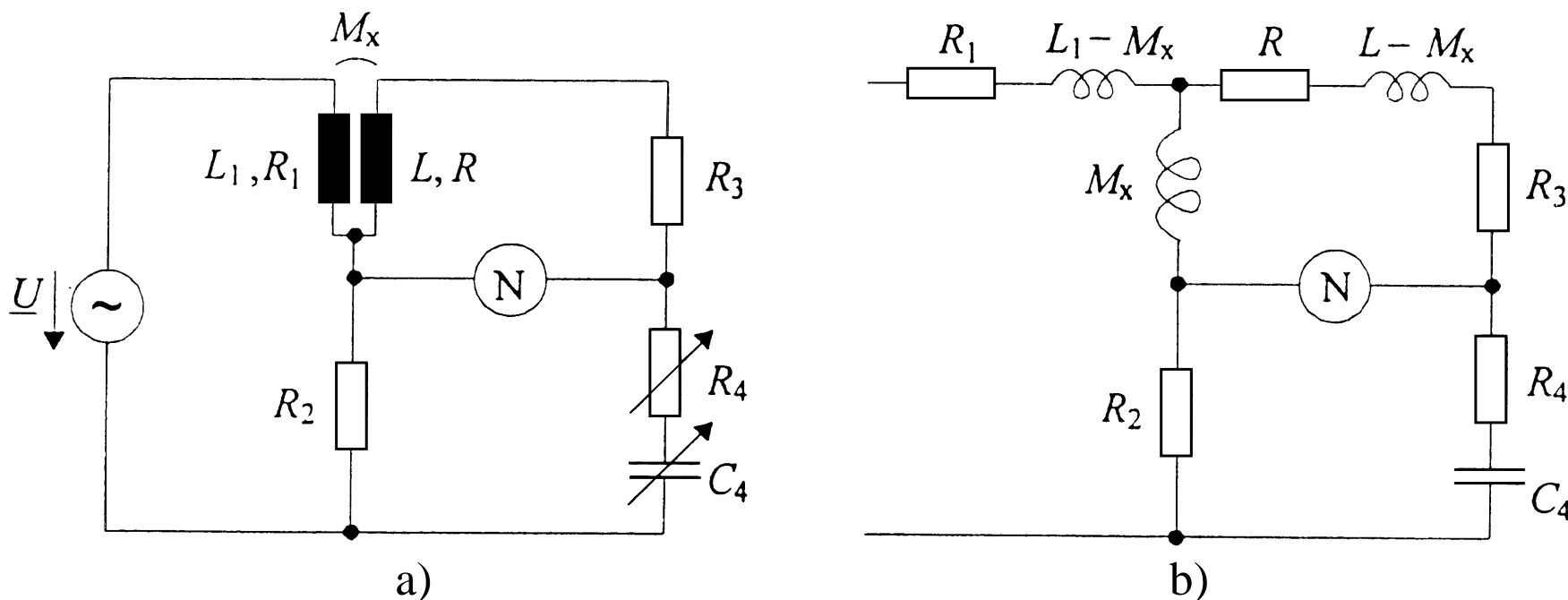
Če se **napetosti odštejeta** in je ničelni indikator **brez odklona**, imamo: $j\omega M_x \underline{I} + \underline{I} \frac{1}{j\omega C} = 0$

- medsebojna induktivnost: $M_x = \frac{1}{\omega^2 C}$





3.5.1.5 Carey-Fosterjev mostič



Slika 3.42 Carey-Fosterjev mostič in nadomestno vezje

Če nadomestimo magnetno sklopljeni tuljavi z ekvivalentnim **T-vezjem**, dobimo **izmenični Wheatstonov mostič**:

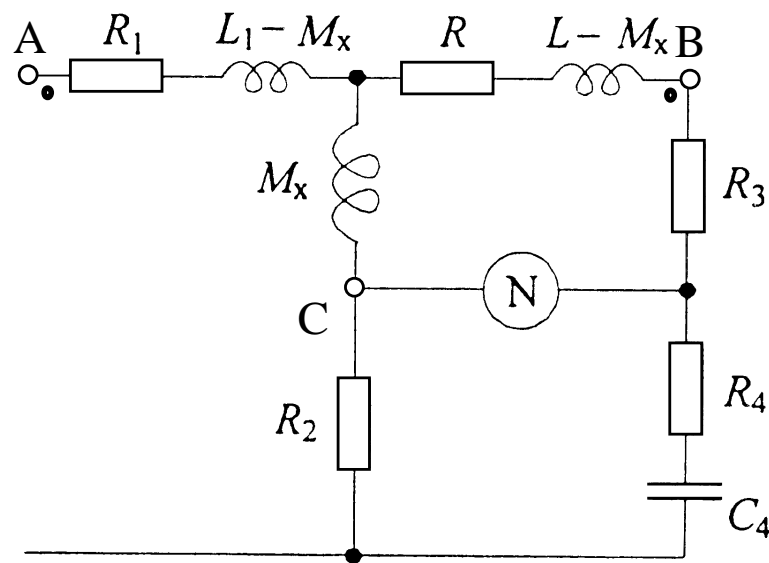
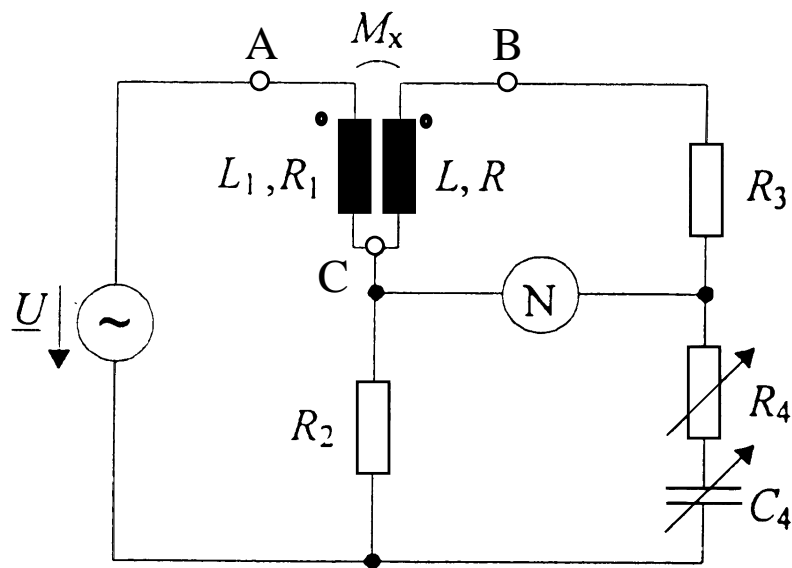
$$\underline{Z}_1 = j\omega M_x, \quad \underline{Z}_3 = (R + R_3) + j\omega(L - M_x)$$

$$\underline{Z}_2 = R_2, \quad \underline{Z}_4 = R_4 + 1/j\omega C_4$$

- iz ravnovesne enačbe dobimo:

$$M_x = R_2(R + R_3)C_4, \quad L = (R + R_3)(R_2 + R_4)C_4$$





Magnetna pretoka si **nasprotujeta** ($-M$):

1. Med točkama A-B : $L_{AB} = L_1 + L - 2M_x$

$$L_A = L_1 - M_x, \quad L_B = L - M_x$$

2. Med točkama A-C: $L_A = L_1 - M_x, \quad L_{AC} = L_1$

$$\Rightarrow L_C = L_{AC} - L_A = M_x$$

Induktivnost sekundarne tuljave L je večja od medsebojne induktivnosti $M_x \leq L$. Dokaz:

• **kota v nasprotnih vejah** sta: $\varphi_1 = +90^\circ, \quad -90^\circ \leq \varphi_4 \leq 0^\circ$

• ker je $\varphi_1 + \varphi_4 \geq 0^\circ$ in $\varphi_2 = 0^\circ$, bo tudi:

$$\varphi_2 + \varphi_3 \geq 0^\circ \text{ - samo pri } (L - M_x) > 0$$





3.6 Merjenje kapacitivnosti

Kapacitivnost (idealnega) kondenzatorja je **razmerje** med **tokom** in časovnim **odvodom napetosti**.

- Meritve izvajamo **pri sinusni obliki** toka
- ali preko **praznenja** (polnenja) kondenzatorja.

3.6.1 Realni kondenzator

Realni kondenzator je poenostavljeno sestavljen iz:

- **idealnega kondenzatorja** in
- **upora**
 - **ponazarja izgube v dielektriku.**





Pri **serijskem** nadomestnem vezju lahko **izgube** ponazorimo s **tangensom izgubnega kota** δ :

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{IR_s}{I(1/\omega C_s)} = \omega R_s C_s$$

Pri **paralelnem** nadomestnem vezju je **tangens izgubnega kota** δ enak razmerju tokov I_{R_p} / I_{C_p} :

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{U/R_p}{U/(1/\omega C_p)} = \frac{1}{\omega R_p C_p}$$

Če napetost in tok **nista sinusne oblike**, izražamo izgube s **faktorjem izgub** d (faktor disipacije) preko moči:

$$d = \frac{P}{\sqrt{S^2 - P^2}} \quad - \quad \text{splošna oblika!}$$

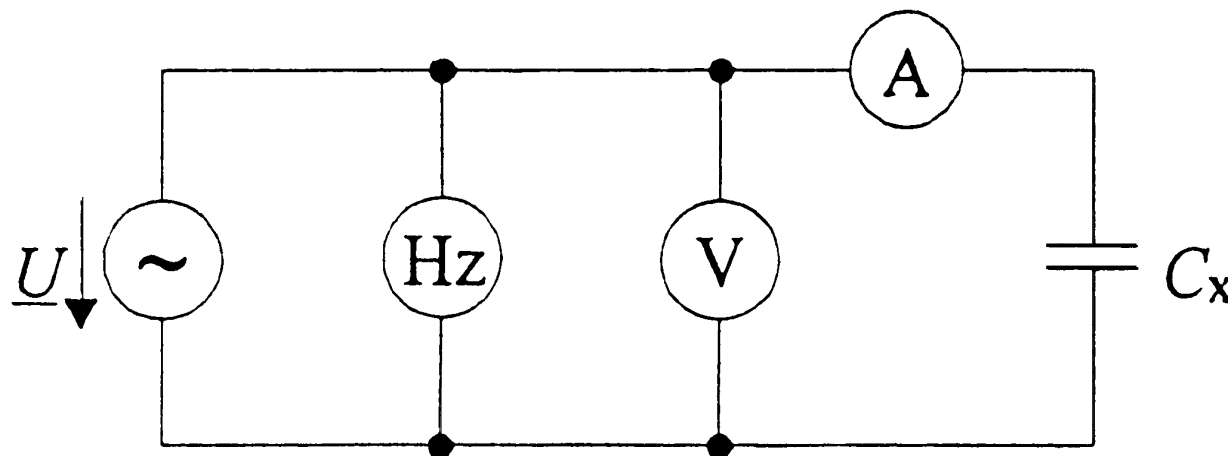




3.6.2 Metode merjenja kapacitivnosti

3.6.2.1 U-I metoda merjenja kapacitivnosti

- uporabna v **nizkofrekvenčnem** območju,
- manjša točnost.



Slika 3.43 U-I metoda merjenja kapacitivnosti

Razmerje napetosti in toka je:

$$\frac{U}{I} = Z = \sqrt{R^2 + 1/(\omega C_x)^2} = \frac{1}{\omega C_x} \sqrt{1 + d^2} \approx \frac{1}{\omega C_x}$$





$$\frac{U}{I} = Z = \sqrt{R^2 + 1/(\omega C_x)^2} = \frac{1}{\omega C_x} \sqrt{1 + d^2} \approx \frac{1}{\omega C_x}$$

- če **zanemarimo** izgube dobimo samo **jalovo** upornost

- iskana kapacitivnost je: $C_x = \frac{I}{\omega U}$

- **padec na ampermetru ni tako pomemben** (ga zanemarimo), ker imamo **zamik** za 90° .

- primer: $U_C = 10 \text{ V}$

$$U_A = 0,3 \text{ V} \Rightarrow U_V = 10,004 \text{ V}$$





Merjeni veličini morata biti **sinusne oblike!**

- **Pogrešek pri dodani tretji harmonski komponenti:**

$$u = \hat{u}_1 \sin \omega t + \hat{u}_3 \sin 3\omega t$$

- tok skozi kondenzator C :

$$i = C \frac{du}{dt} = \omega C \hat{u}_1 \cos \omega t + 3\omega C \hat{u}_3 \cos 3\omega t$$

- če se instrumenta **odzivata na efektivno** vrednost, kažeta:

$$U = \sqrt{\left(\frac{\hat{u}_1}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{\hat{u}_3}{\sqrt{2}}\right)^2}$$
$$I = \sqrt{\left(\frac{\omega C \hat{u}_1}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{3\omega C \hat{u}_3}{\sqrt{2}}\right)^2}$$





$$U = \sqrt{\left(\frac{\hat{u}_1}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{\hat{u}_3}{\sqrt{2}}\right)^2} \quad I = \sqrt{\left(\frac{\omega C \hat{u}_1}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{3\omega C \hat{u}_3}{\sqrt{2}}\right)^2}$$

Razmerje U/I je odvisno od višjih harmonskih k ..

$$\frac{U}{I} = \frac{1}{\omega C} \sqrt{\frac{1 + (\hat{u}_3/\hat{u}_1)^2}{1 + (3\hat{u}_3/\hat{u}_1)^2}}$$

- računana kapacitivnost $C_x = \frac{I}{\omega U}$ je prevelika:
 $\hat{u}_3/\hat{u}_1 = 5\% \Rightarrow e = +1\%$

- če se instrumenta **odzivata na usmerjeno** vrednost, kažeta:

$$U_r = \frac{U_V}{1,11} = \frac{2}{\pi} \left(\hat{u}_1 + \frac{1}{3} \hat{u}_3 \right), \quad I_r = \frac{I_A}{1,11} = \omega C \frac{2}{\pi} (\hat{u}_1 - \hat{u}_3)$$
$$\hat{u}_3/\hat{u}_1 = 5\% \Rightarrow e = -7\%$$

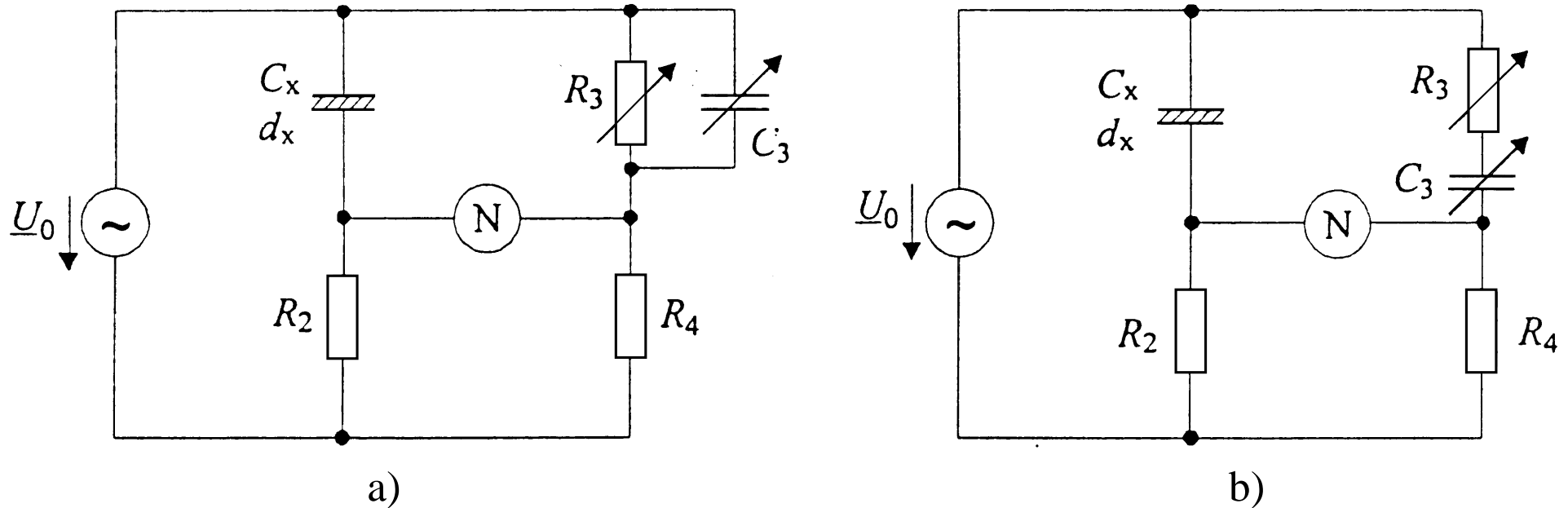
Merilno **točnost** U - I metode **povečamo**
s **substitucijo etalona kapacitivnosti**.



3.6.2.2 Mostična merjenja induktivnosti



Kapacitivni mostič



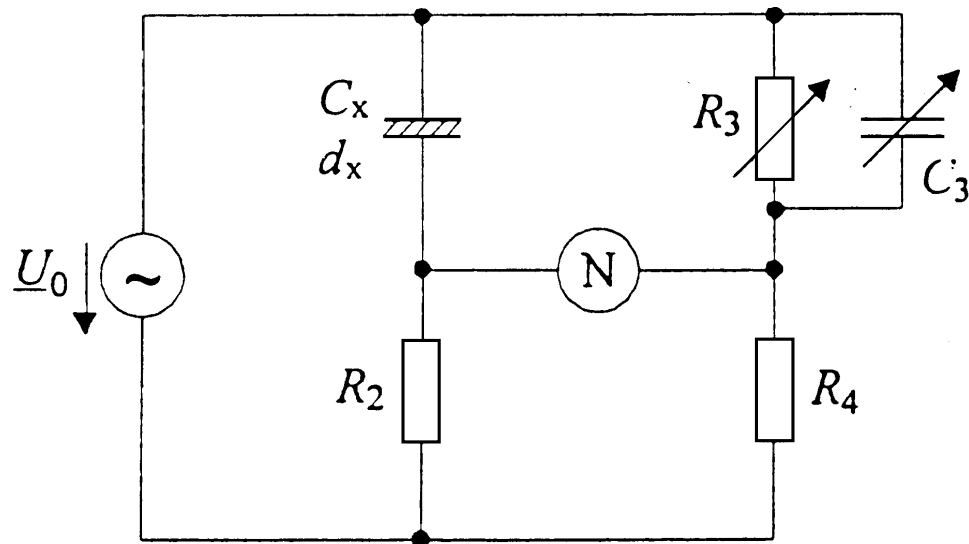
Slika 3.44 Paralelni in serijski kapacitivni mostič

Pri paralelnem kapacitivnem mostiču (a) imamo vzporedno vezavo idealnega kondenzatorja in upora:

$$\underline{Y}_1 = 1/R_x + j\omega C_x, \quad \underline{Y}_3 = 1/R_3 + j\omega C_3$$

$$\underline{Z}_2 = R_2, \quad \underline{Z}_4 = R_4$$





- iz ravnovesne enačbe $\underline{Y}_1 = \frac{\underline{Z}_4}{\underline{Z}_2} \underline{Y}_3$ dobimo:

$$\frac{1}{R_x} + j\omega C_x = \frac{R_4}{R_2} \left(\frac{1}{R_3} + j\omega C_3 \right) \text{ in}$$

$$C_x = C_3 \frac{R_4}{R_2}, \quad R_x = R_3 \frac{R_2}{R_4}$$

$$d_x = \frac{1}{\omega R_3 C_3}$$

- ta varianta je primerna za **velike faktorje izgub.**

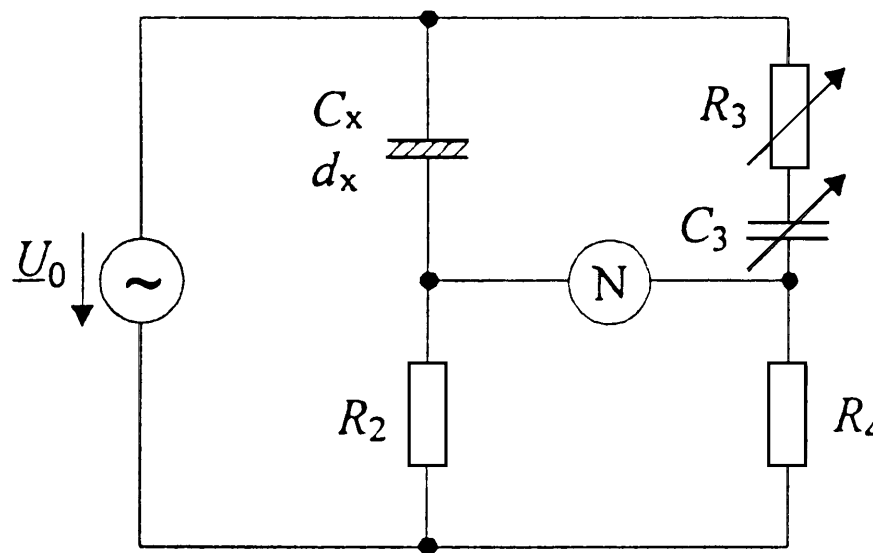




Pri **serijskem** kapacitivnem mostiču imamo zaporedno vezavo idealnega kondenzatorja in upora:

$$\underline{Z}_1 = R_x + 1/j\omega C_x, \quad \underline{Z}_2 = R_2$$

$$\underline{Z}_3 = R_3 + 1/j\omega C_3, \quad \underline{Z}_4 = R_4$$



- iz ravnovesne enačbe $R_x + \frac{1}{j\omega C_x} = \frac{R_2}{R_4} \left(R_3 + \frac{1}{j\omega C_3} \right)$ dobimo:

$$C_x = C_3 \frac{R_4}{R_2}, \quad R_x = R_3 \frac{R_2}{R_4} \quad d_x = \omega R_3 C_3$$

- ta varianta je primerna za **majhne faktorje**

Obe varianti sta **frekvenčno neodvisni**.

Če želimo meriti **elektrolitske kondenzatorje**, vključimo zaporedno sinusnemu generatorju še **enosmerni vir**.

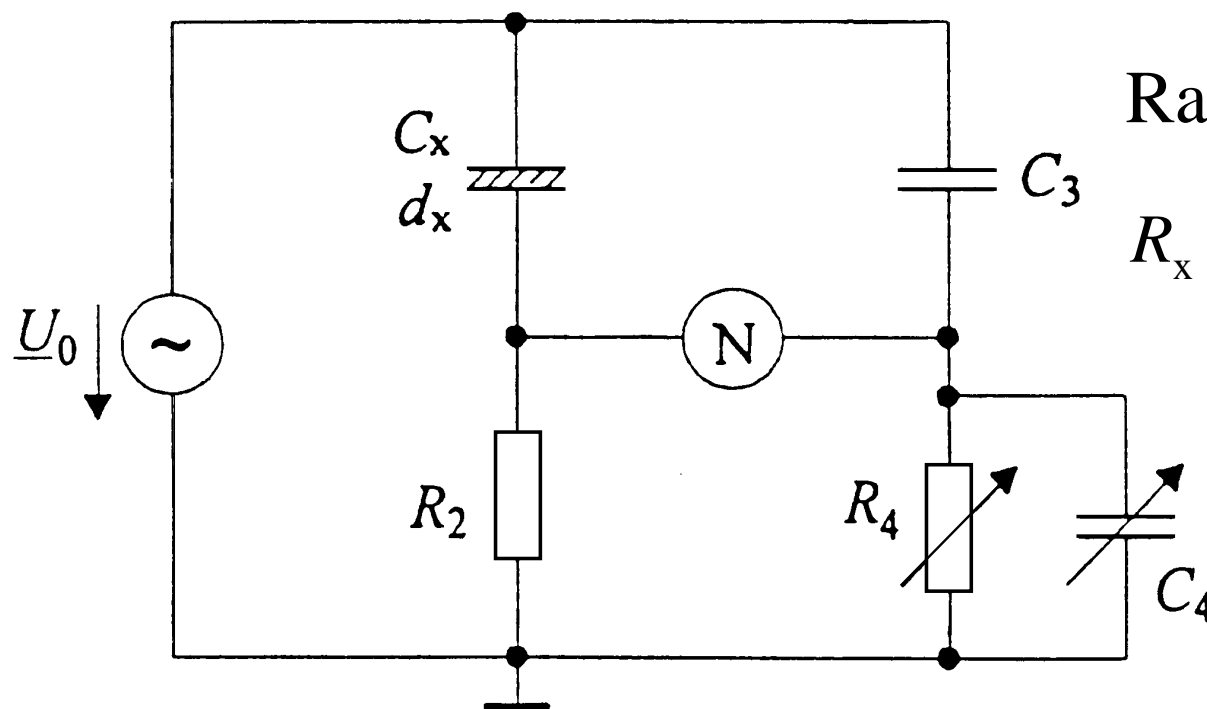




Scheringov mostič

Uporaben je za merjenje dielektričnih izgub pri **visokih napetostih** in **visokih frekvencah** (neodvisen od frekvence).

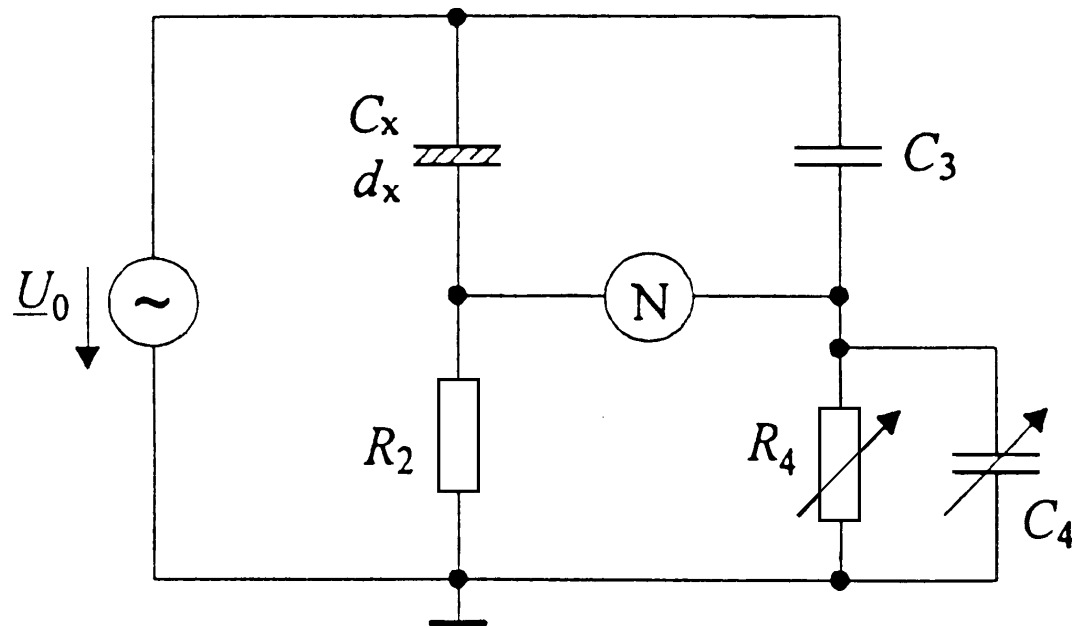
- spada med mostiče produkta: $\underline{Z}_2 \cdot \underline{Z}_3 = \text{konst.}$



Ravnovesna enačba:

$$R_x + \frac{1}{j\omega C_x} = \frac{R_2}{j\omega C_3} \left(\frac{1}{R_4} + j\omega C_4 \right)$$

Slika 3.45 Scheringov mostič



Iz ravnovesne enačbe $R_x + \frac{1}{j\omega C_x} = \frac{R_2}{j\omega C_3} \left(\frac{1}{R_4} + j\omega C_4 \right)$ dobimo:

$$C_x = C_3 \frac{R_4}{R_2}, \quad R_x = R_2 \frac{C_4}{C_3}, \quad d_x = \omega R_4 C_4$$

- pri **visokih napetostih** izberemo elemente tako, da so na elementih R_2 in Z_4 **manjše napetosti**:

$$R_2 \ll Z_1, \quad Z_4 \ll 1/\omega C_3$$

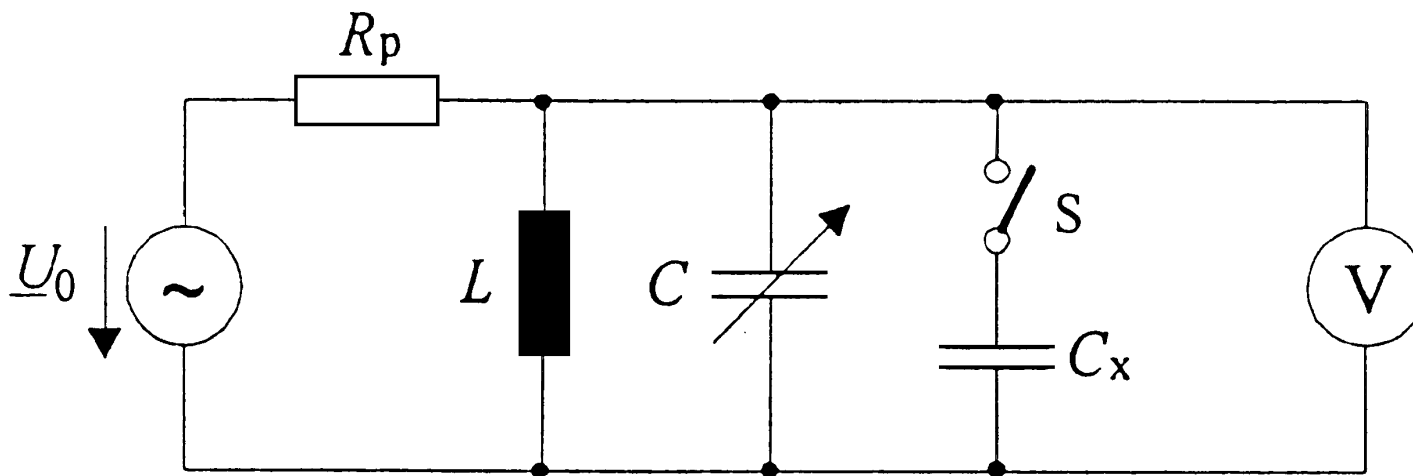




3.6.2.3 Resonančna metoda

Primerna za področje **visokih frekvenc**.

- **vpliv parazitnih kapacitivnosti je mnogo manjši.**



Slika 3.46 Resonančna metoda

Za izrazito resonanco mora imeti voltmeter visoko upornost $R_V \gg 1$.

- pri **odprtem stikalu** poiščemo resonanco s spreminjanjem C :
 $\rightarrow C = C_1$,
- pri **zaprtem stikalu** poiščemo resonanco s spreminjanjem C - **ga zmanjšamo**: $\rightarrow C = C_2$,
- **razlika** je enaka: $C_x = C_1 - C_2$ Negotovost zmanjšamo z zamenjalno metodo





3.7 Merjenje frekvence

Za **periodično veličino** je frekvenca temeljni parameter.

- merimo jo tudi **posredno prek merjenja periode**.

3.7.1 Metode merjenja frekvence

a. Po **digitalnem** postopku jo merimo z **elektronskim števcem**.

b. Po **analognem** načinu jo merimo:

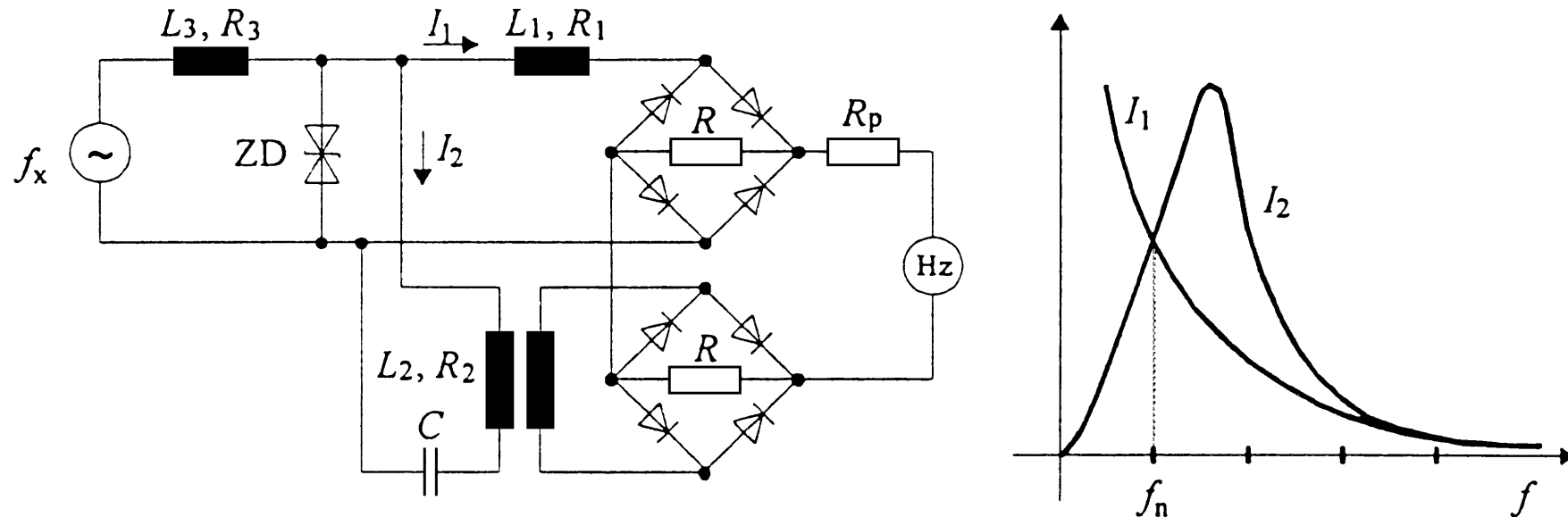
- s **frekvenčno odvisnimi pasivnimi elementi**,
 - ponekod v industrijskih okoljih se še uporablja **frekvencmetre z jezički** (jeklene vzmeti), ki temeljijo na mehanski resonanci.
- s **primerjavo** s signalom z **znano frekvenco**,
- s **pretvorbo v impulzno veličino**.



3.7.1.1 Merjenje frekvence s frekvenčno odvisnimi pasivnimi elementi



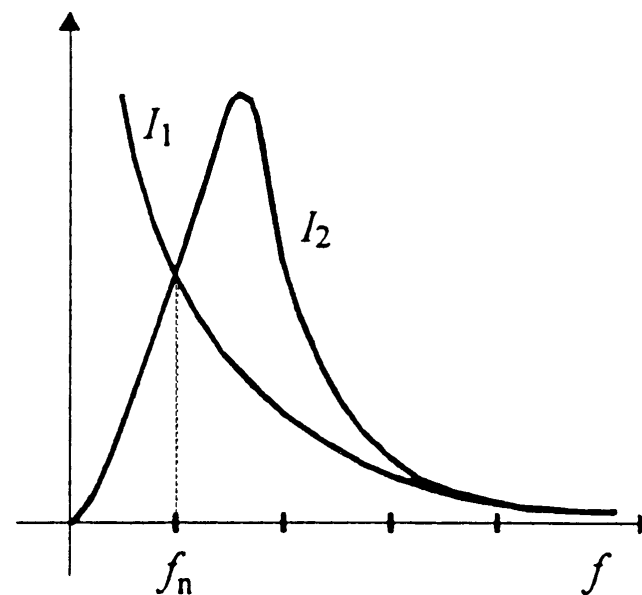
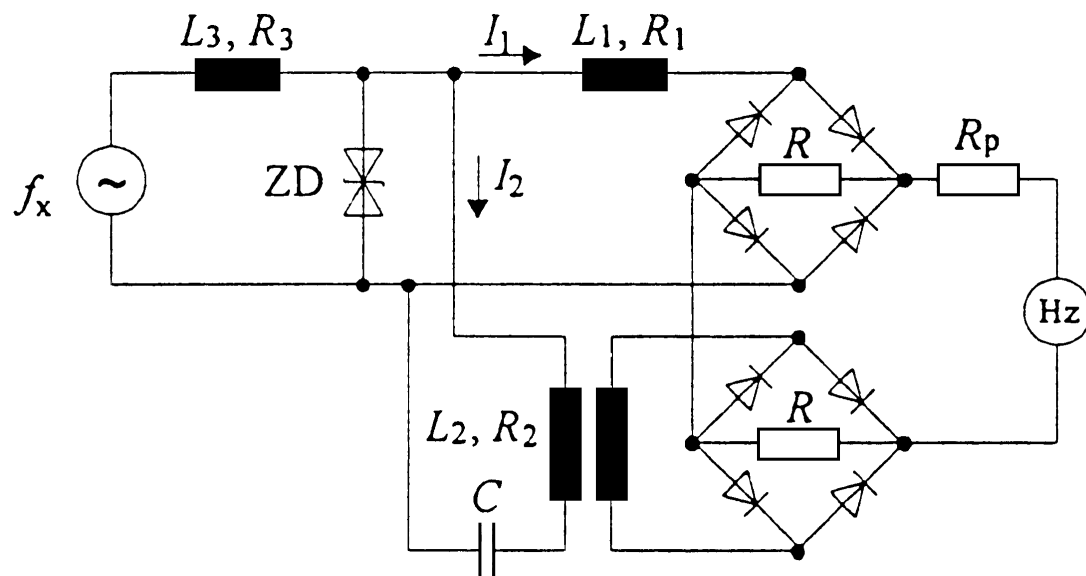
Frekvencmeter z razliko tokov



Slika 3.47 Frekvencmeter

Omejeno napetost (z L_3 , R_3) neznane frekvence f_x priključimo na dva tokokroga:

- v prvem tok zaradi tuljave L_1 s frekvenco pada,
- v drugem zaradi resonance (resonančni krog: C , L_2 , R_2) tok s frekvenco narašča.



Usmerjena tokova (napetosti) sta vezana v protistiku,

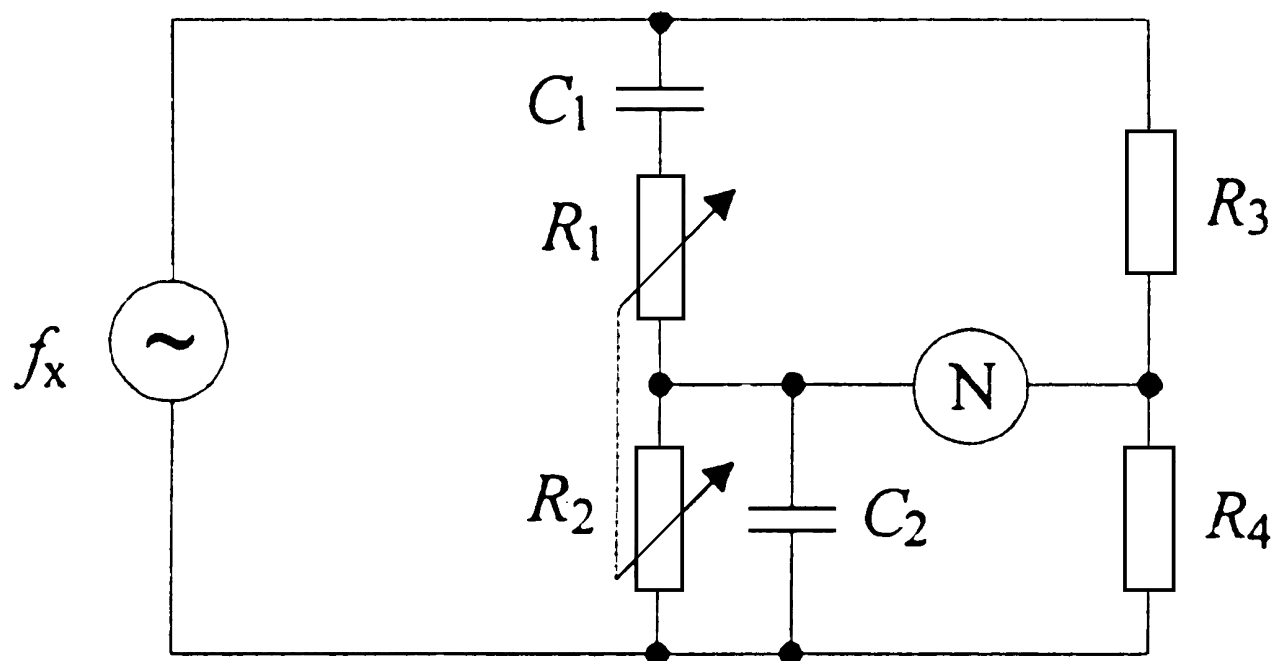
- čez instrument z vrtljivo tuljavico (umerjen v hertzih) teče tok, ki je **odvisen od razlike tokov I_1 in I_2** :
 - npr. merilno območje je od 49,5 Hz do 50,5 Hz:
 - $I = 0 \text{ mA} \Leftrightarrow f = 50 \text{ Hz}$



Wien-Robinsonov mostič

- Ničelna metoda

Zgrajen s **frekvenčno odvisnimi** pasivnimi elementi.



Slika 3.48 Wien-Robinsonov mostič za merjenje frekvence

Immitance mostiča so: $\underline{Z}_1 = R_1 + 1/j\omega C_1$, $\underline{Z}_3 = R_3$
 $\underline{Y}_2 = 1/R_2 + j\omega C_2$, $\underline{Z}_4 = R_4$





Iz ravnovesne enačbe $\underline{Z}_1 \cdot \underline{Y}_2 = \underline{Z}_3 / \underline{Z}_4$ dobimo:

$$\left(R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} \right) \left(\frac{1}{R_2} + j\omega C_2 \right) = \frac{R_3}{R_4} \quad \text{in}$$

$$\frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} = \frac{R_3}{R_4}, \quad \omega^2 = \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}$$

Praktična izvedba: $R_1 = R_2 = R$, $C_1 = C_2 = C \Rightarrow R_3 = 2R_4$

Iskana **frekvenca** je: $f_x = \frac{1}{2\pi RC}$

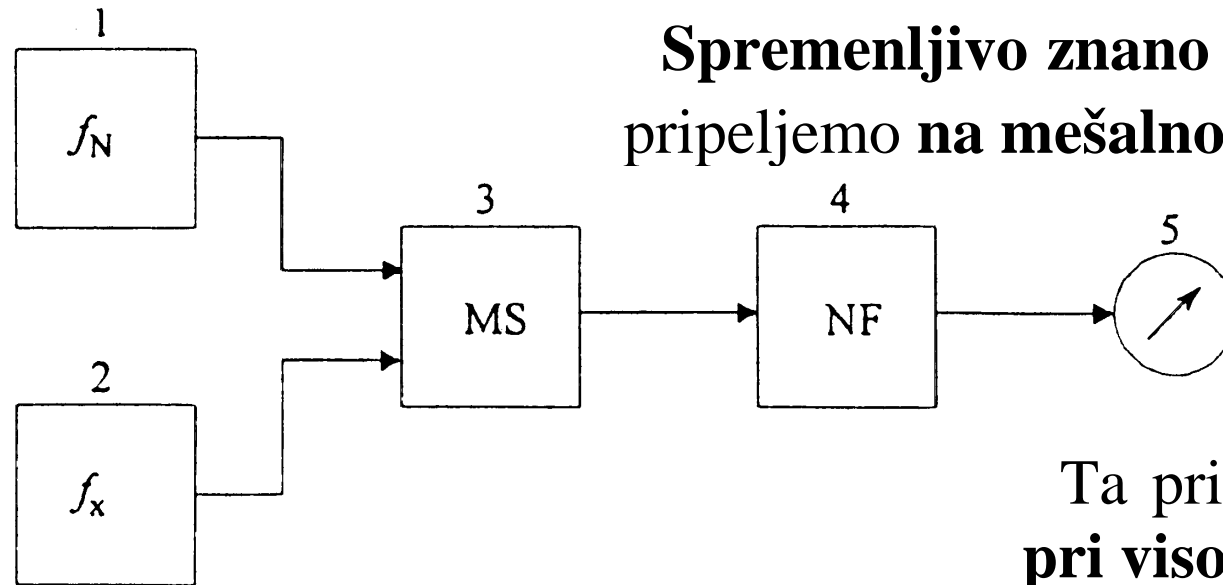
- merilno območje: od nekaj Hz do 100 kHz,
- točnost $\approx 0,1\%$.



3.7.1.2 Primerjava z znano frekvenco



Heterodinski princip



Slika 3.49 Heterodinsko merjenje frekvence

Rezultat **množenja** z neznano frekvenco f_x vsebuje:

- vsoto in razliko frekvenc,
- **nizkoprepustno sito** nam da le razliko: $f_N - f_x$
 - če je izhod enosmerna vrednost ($f_{(5)} = 0$): $f_x = f_N$

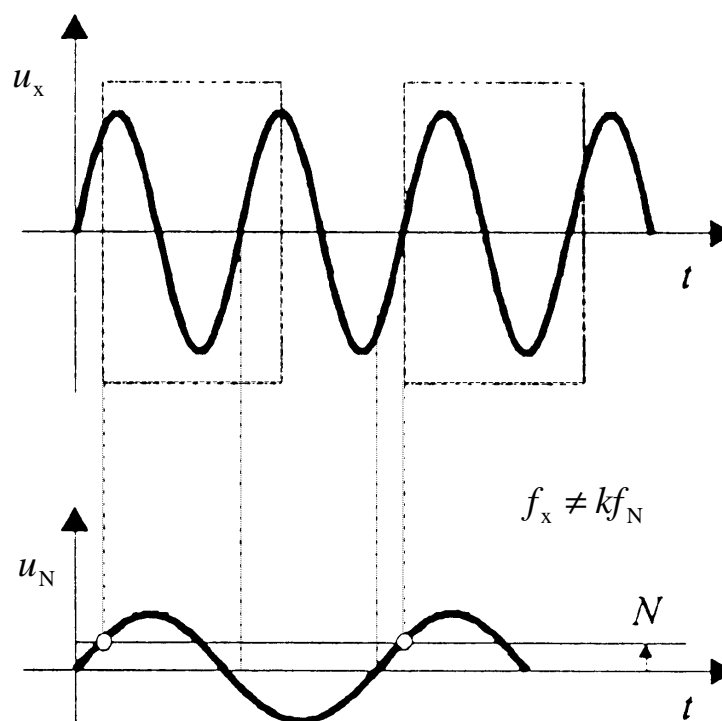
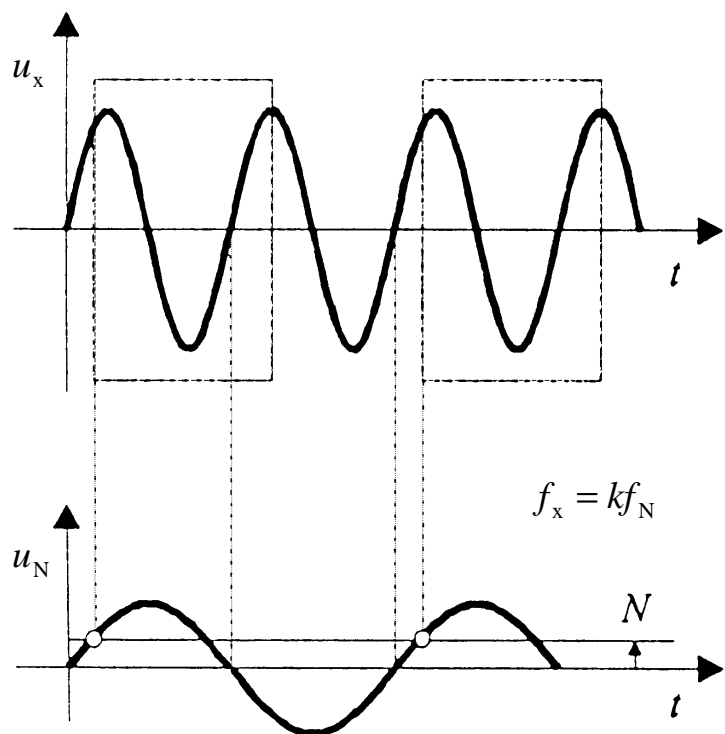


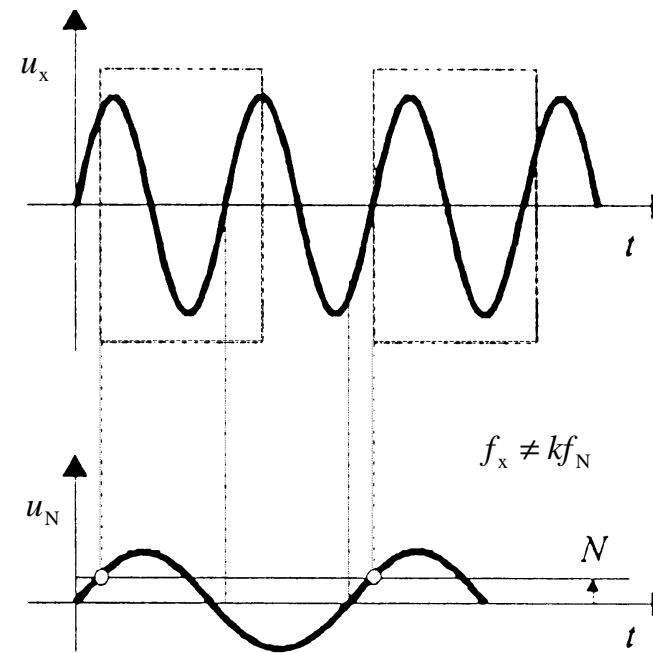
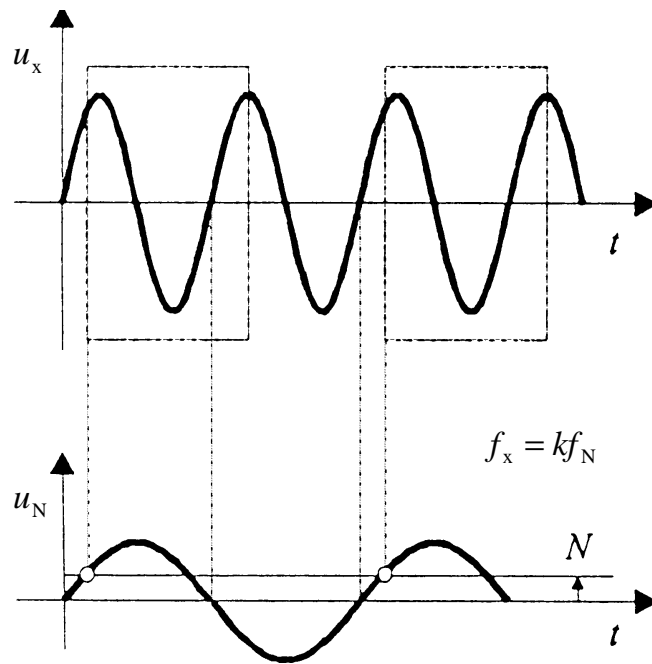
Primerjava frekvenc z osciloskopom

Napetosti z znano in neznano frekvenco pripeljemo na ločena vhoda (y_1 , y_2).

- Če je na zaslonu **število period znane** frekvence N_N in

neznane N_x : $N_N T_N = N_x T_x \Rightarrow f_x = f_N \frac{N_x}{N_N}$





- Če se **frekvenci malo razlikujeta**, se **slika** tistega signala, na katerem ni proženja, **počasi premika** glede na drugega.
 - Iz časa, ko se **slika natančno ponovi**, dobimo:

$$f_x = f_N \pm \frac{1}{t}$$

- **Predznak** je odvisen od **smeri premikanja** in **vira proženja**.





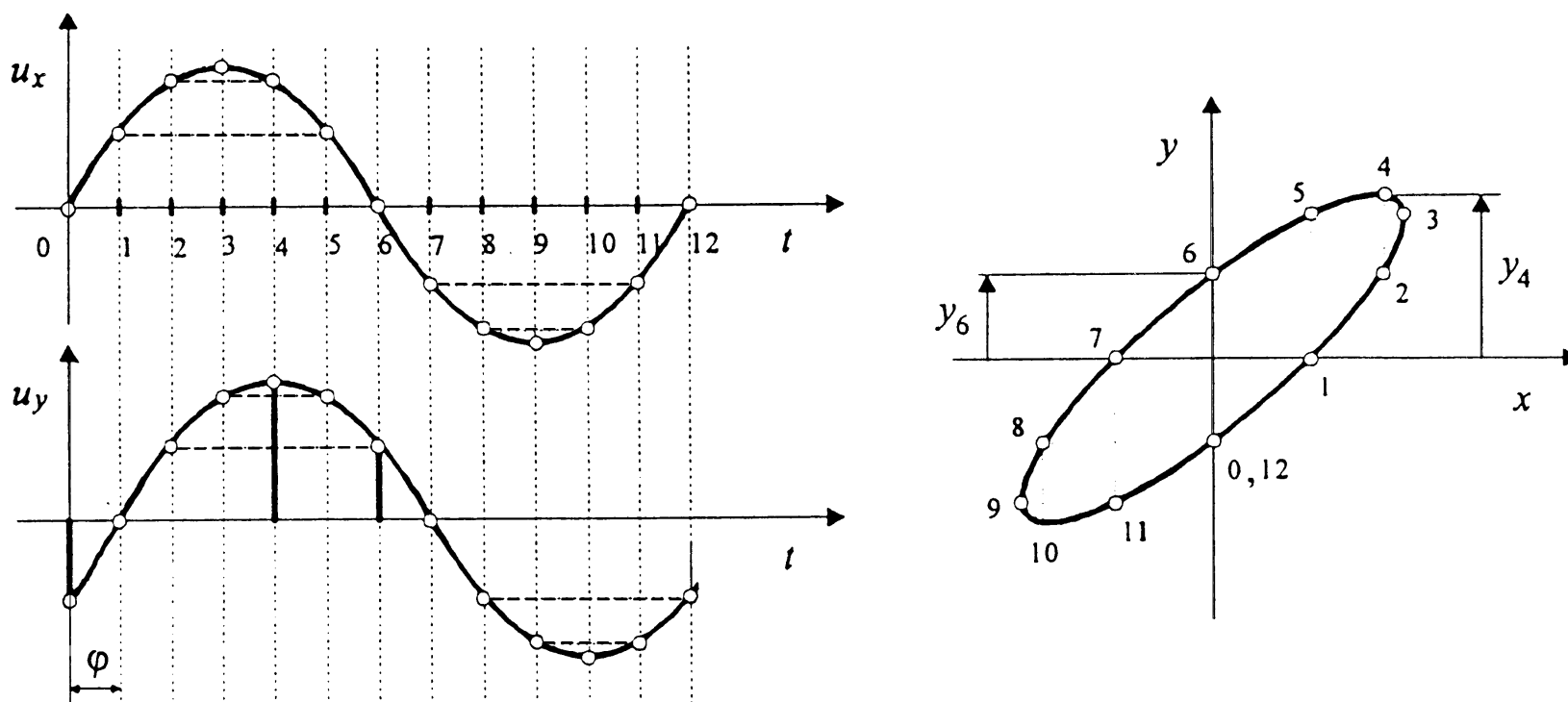
Uporaba svetlobne modulacije

- Napetost **neznane frekvence** pripeljemo na **Y-vhod**,
- Napetost **znane frekvence** pripeljemo na **Z-vhod**.
 - napetost Wehneltovega cilindra se spreminja in s tem **pretok elektronov** (\rightarrow **svetlost slike**)
 - npr.: $f_N = 10 f_x \rightarrow$ deset parov **svetlo-**
temnih odsekov.

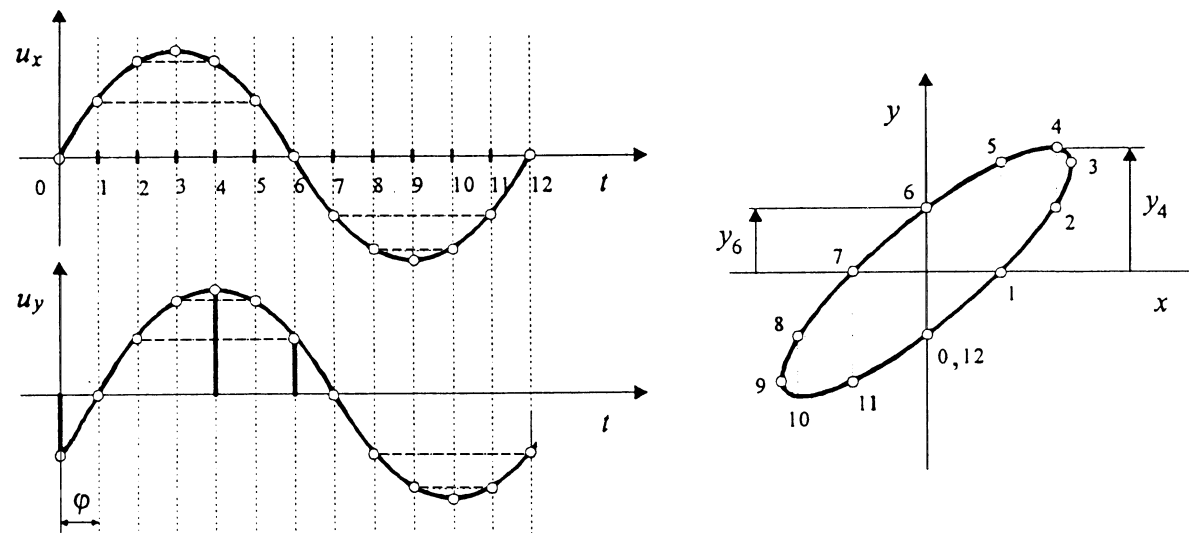


Uporaba Lissajousevih figur

- **horizontalni** odklonski sistem: $u_x = \hat{u}_x \sin \omega t = k_x \cdot x$
- **vertikalni** odklonski sistem: $u_y = \hat{u}_y \sin(\omega t - \varphi) = k_y \cdot y$



Slika 3.50 Napetosti enake frekvence in Lissajouseva figura



Slika je **elipsa**, če sta **frekvenci enaki**.

- odvisna je od faznega kota φ (u_y zaostaja za u_x)

- **elipsa seka y-os pri:** $y_6 = \frac{\hat{u}_y}{k_y} \sin(\omega t_6 - \varphi)$

$$\sin(\omega t_6 - \varphi) = -\sin(\omega t_0 - \varphi) = \sin \varphi$$

- **največji odklon je pri:** $y_4 = \frac{\hat{u}_y}{k_y} \sin(\omega t_4 - \varphi) \quad \sin(\omega t_4 - \varphi) = 1$

$$\frac{y_6}{y_4} = \frac{(\hat{u}_y/k_y) \cdot \sin \varphi}{(\hat{u}_y/k_y) \cdot 1} = \sin \varphi \quad \rightarrow \quad \varphi = \arcsin(y_6/y_4)$$





Kadar **frekvenci nista enaki**, dobimo različne oblike Lissajousevih figure.

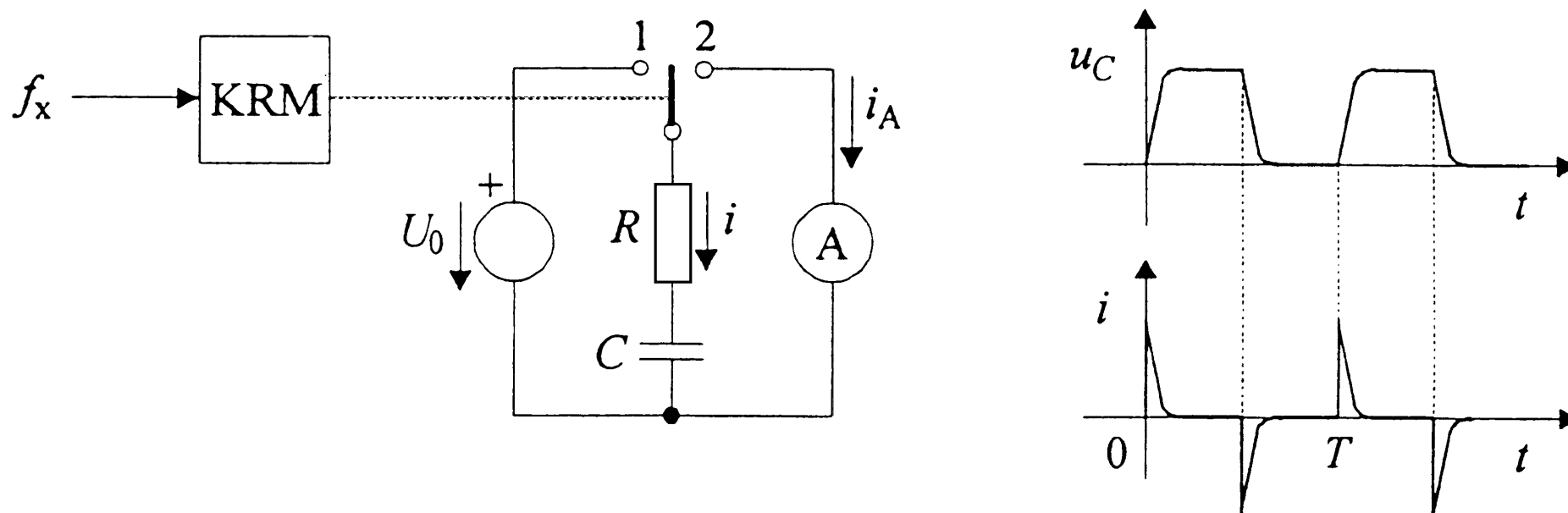
- **slika miruje**, če je razmerje **racionalno število**:

$$\frac{f_x}{f_y} = \frac{m}{n} \quad m, n = (1, 2, 3, \dots)$$

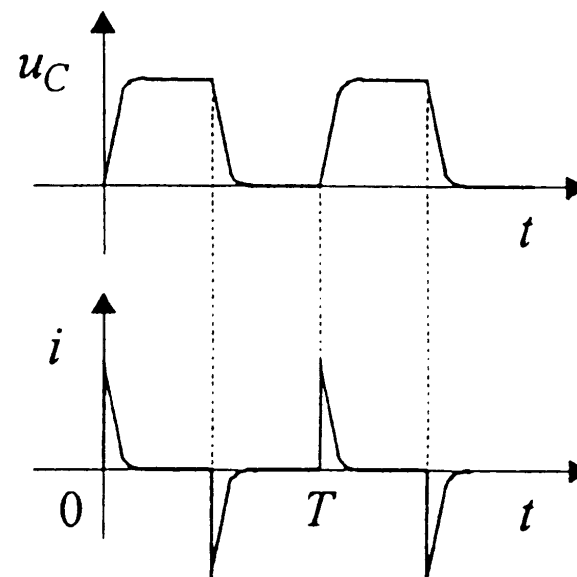
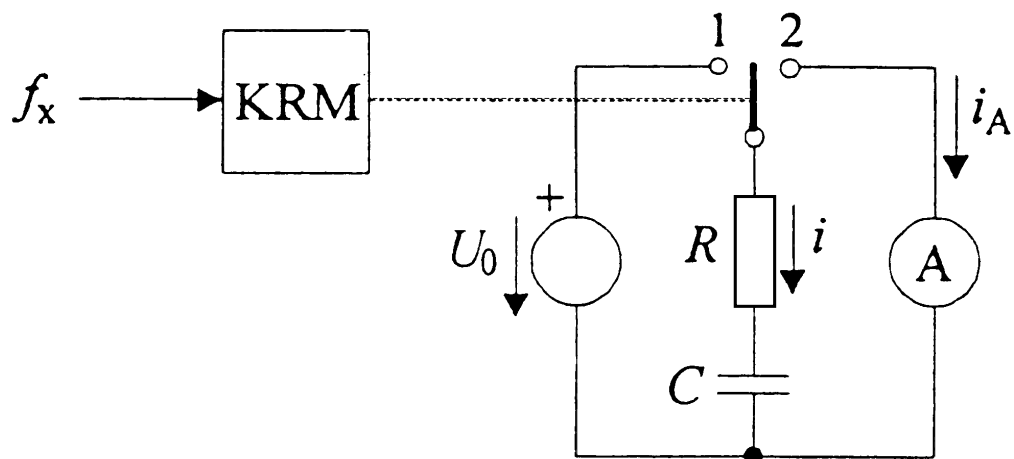


3.7.1.3 Merjenje frekvence s pretvorbo v impulzno veličino

- Frekvenca impulzov je enaka neznani frekvenci f_x ,
- Oblika impulzov naj bo neodvisna od frekvence.



Slika 3.51 Princip pretvorbe v impulzno veličino



Preklopnik se krmili s frekvenco neznanne frekvence:

- v **položaju 1** se kondenzator nabije na U_0 ,
 - steče **naboj** $Q = CU_0$
 - **hitrost** odvisna od $\tau = RC$
- v **položaju 2** se kondenzator prazni čez ampermeter,
- **povprečna vrednost toka** je:

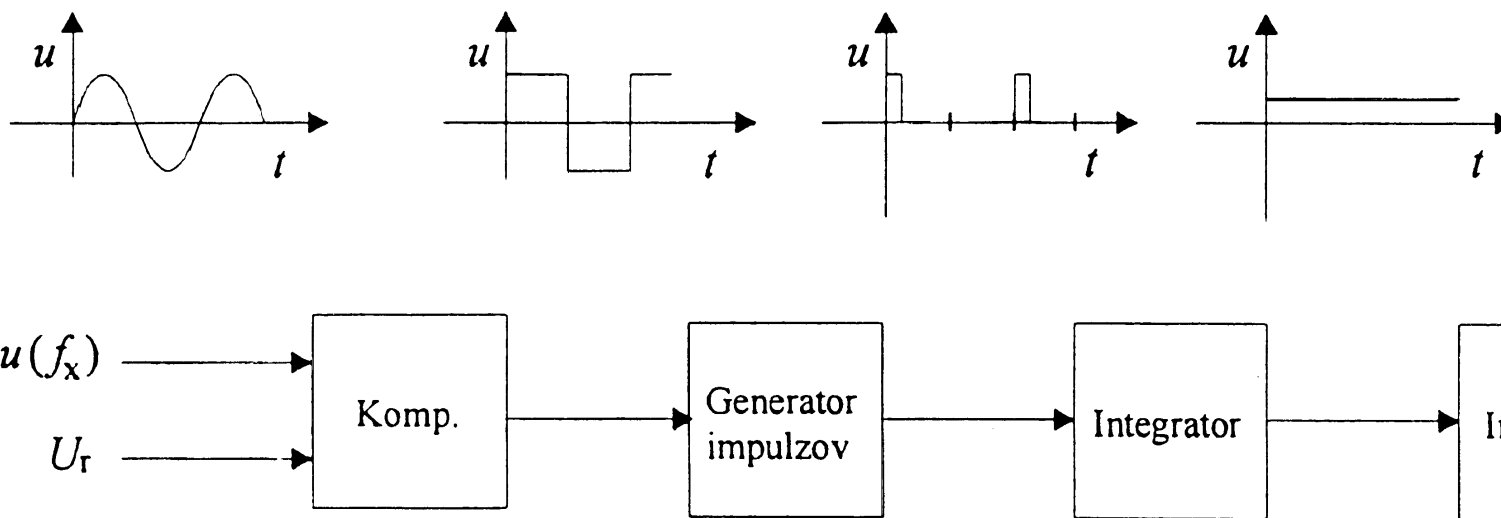
$$I = \frac{1}{T} \int_0^T i_A dt = f_x \cdot Q = f_x \cdot CU_0 \rightarrow f_x = \frac{1}{CU_0}$$





Povprečno vrednost (integral) impulzne veličine dobimo z nizkoprepustnim filtrom ali integratorjem.

- Primer pretvornika frekvence v enosmerno napetost



Slika 3.52 Blokovna shema pretvornika frekvence v enosmerno napetost



3.8 Merjenje magnetnega polja v zraku

Značilnost magnetnega polja je **Coulomb-Lorentzova sila**, ki deluje na **premične nosilce** elektrine:

$$\vec{F} = Q \cdot \vec{v} \times \vec{B}$$

\vec{B} - **magnetna indukcija** (gostota magnetenega pretoka)

- označuje **magnetno polje** v točki prostora,
- enota je **tesla (T)**
 - tolikšno magnetno indukcijo **ima polje**, ki deluje na **vodnik (dolžina = 1m)** po katerem teče **tok 1A** s **silo 1N**.





Merjenje magnetnega polja pogosto temelji na **Faradeyevem zakonu**:

$$u_i = -N \frac{d\phi}{dt}$$

- napetost v **tuljavici** z N ovoji se inducira pri **spremembi magnetnega pretoka**

Ločimo dva načina **poteka magnetnega pretoka**:

- **pretok je stalen**
 - **spremebo** dosežemo
 - z zasukom tuljavice,
 - tuljavico potegnemo iz polja ,
 - tuljavico v polje potisnemo,
 - polje vklopimo, izklopimo ali komutiramo.
- **pretok je izmeničen** (splošno nesinusen).





V prvem primeru je **sprememba enkratna**,

- **informacija** o magnetnem pretoku se skriva v **ploščini induciranelega impulza**,
 - npr. magnetni pretok se spremeni za $\Delta\phi$:

$$\int_0^t u_i dt = -N \int_{\phi}^{\phi-\Delta\phi} d\phi = N\Delta\phi$$

- napetostni impulz merimo s **fluksmetrom**:

$$\Delta\phi = \frac{1}{N} \int_0^t u_i dt = \frac{k_F y}{N}$$





Izvedba fluksmetra s **pretvornikom napetosti v frekvenco**
 $u_i \rightarrow kf$:

$$\int_0^t u_i dt = \int_0^t (kf) dt = kt \frac{1}{t} \int_0^t f dt = kt \bar{f} = kZ$$

- Z je število impulzov, ki jih prešteje el. števec v času t .

Kadar je **ploščina A** tuljave **majhna**, je **polje homogeno** in lahko **merimo B** :

$$B = \frac{\Delta\phi}{A} = \frac{k_F y}{NA}$$

NA - podano kot parameter





Fluksmetre izpodrivajo **elektronski voltmetri z digitalizacijo** inducirane napetosti:

$$\int_0^t u_i dt = \sum_{k=1}^N U_{ik} T_s = T_s \sum_{k=1}^N U_{ik}$$

- U_{ik} - diskretna vrednost k -tega vzorca,
- T_s - perioda vzorčenja
- **povprečna vrednost** izmerjene napetosti je:

$$T_s \sum_{k=1}^N U_{ik} = NT_s \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N U_{ik} = NT_s \bar{U} = T_M \bar{U}$$

T_M - čas merjenja

- **magnetna indukcija** je: $\Delta B = \frac{T_M}{NA} \bar{U}$





3.8.1 Načini merjenja magnetne indukcije

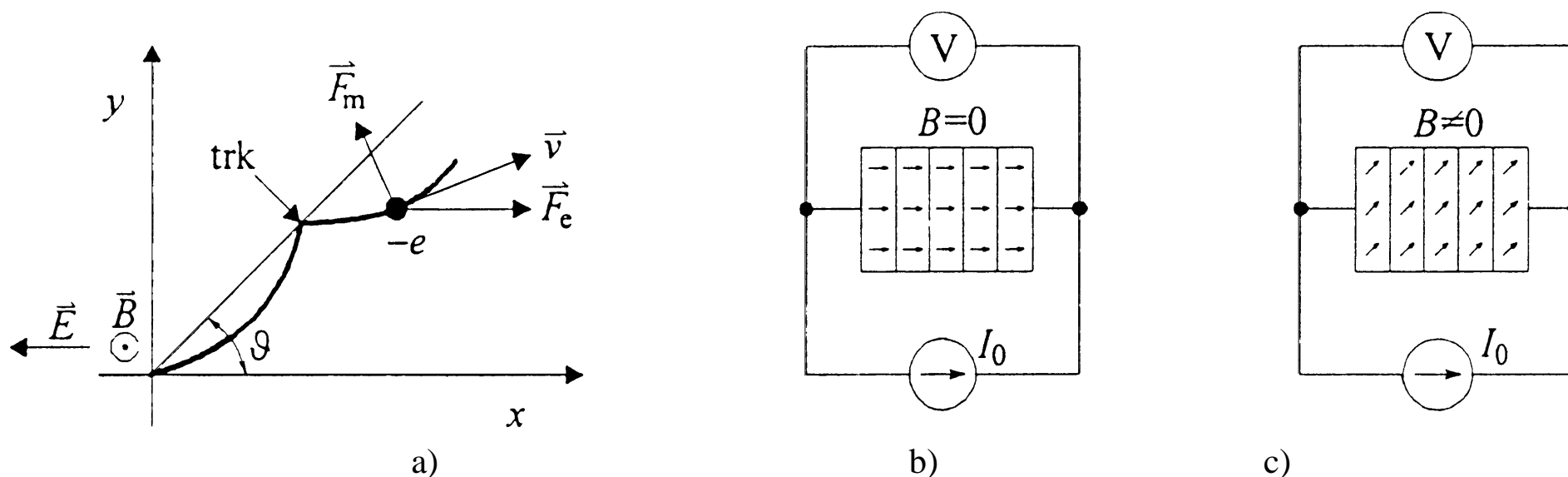
- preko **sile na tokovodnik** v m. polju,
- preko **sile polja na trajni magnet**,
- s **Foersterjevo sondo**,
 - z enosmernim m. poljem povzročimo, da magnetenje feromagnetika poteka po superpozicijski histerezni zanki.
- z **jedrsko magnetno resonanco**,
 - m. polje deluje **na jedra**, ki imajo **magnetni moment**.
- z uporovno magnetno sondo,
- s **Hallovno sondo ...**





3.8.1.1 Uporovna magnetna sonda

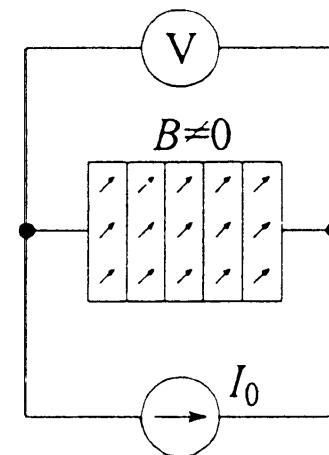
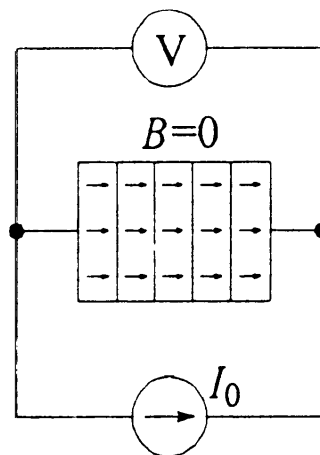
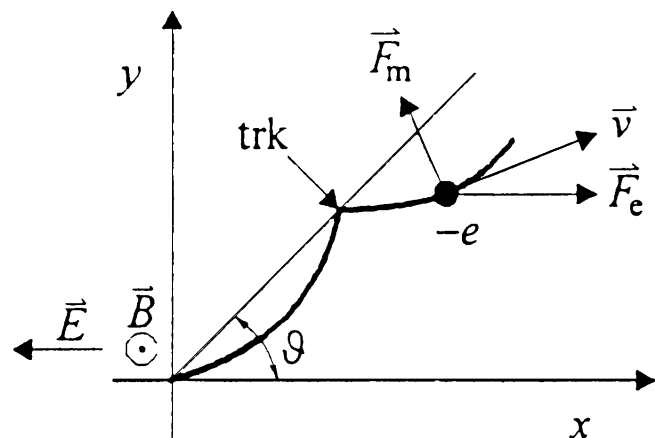
- Izkorišča se **odvisnost specifične upornosti** od magnetnega polja.
 - **gibanje elektronov** se v polju **podaljša**.



Slika 3.53 Princip delovanja uporovne magnetne sonde

Na **elektron** delujeta pravokotno med seboj **električno in magnetno polje**:

$$\vec{F}_e = (-e)\vec{E} \quad \vec{F}_m = (-e)\vec{v} \times \vec{B}$$

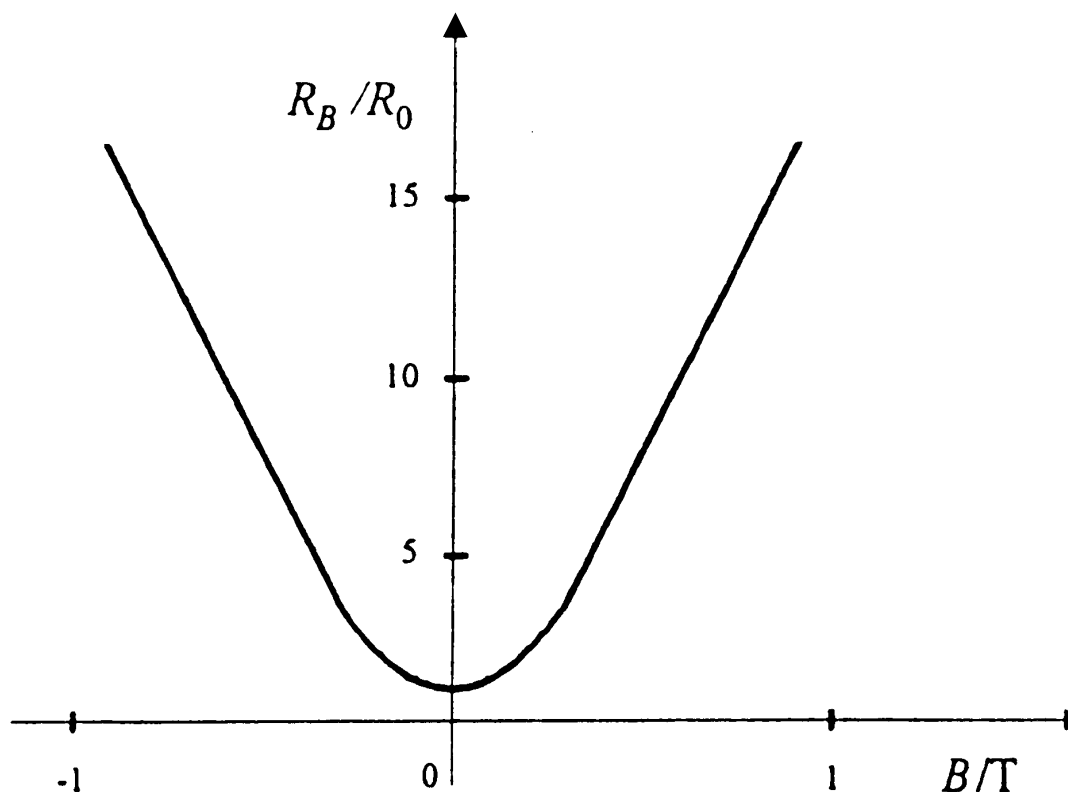


- Elektron se giblje **po cikloidi**,
- **povprečni elektron se zaradi trkov** v kristalni strukturi giblje za Hallov kot ϑ zamaknjeno od X-osi.
 - npr. za kovine in $B = 1\text{T}$: $\vartheta \approx 0,5^\circ$,
 - za polprevodnik (indij-antimon): $\vartheta \approx 80^\circ$

Odklanjanje elektronov je **tem večje**, čim **krajši in širši** je polprevodniški element.

- **s kovinskimi pregradami** (nikelj-antimon) se doseže več zaporednih elementov.





Slika 3.54 Karakteristika uporovne magnetne sonde

Če priključimo tok na sondo: $U_V = I_0 R_B = f(B)$

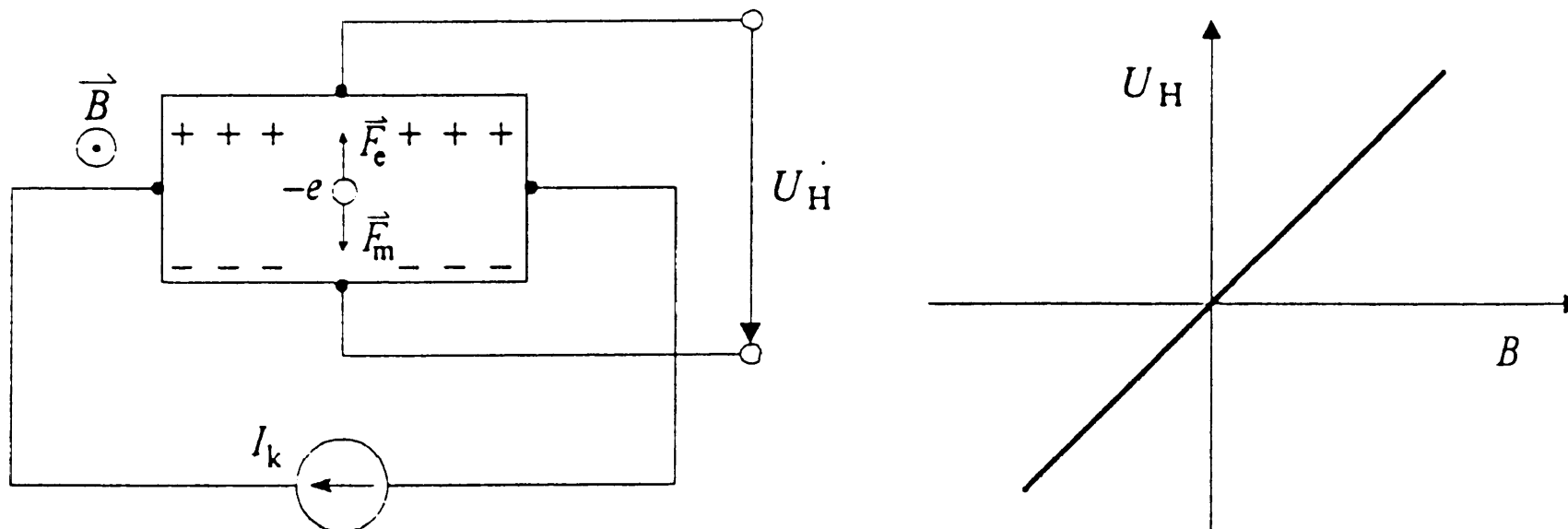
Polprevodniške uporovne m. sonde **niso občutljive na smer toka in na smer magnetne indukcije.**





3.8.1.2 Hallova sonda

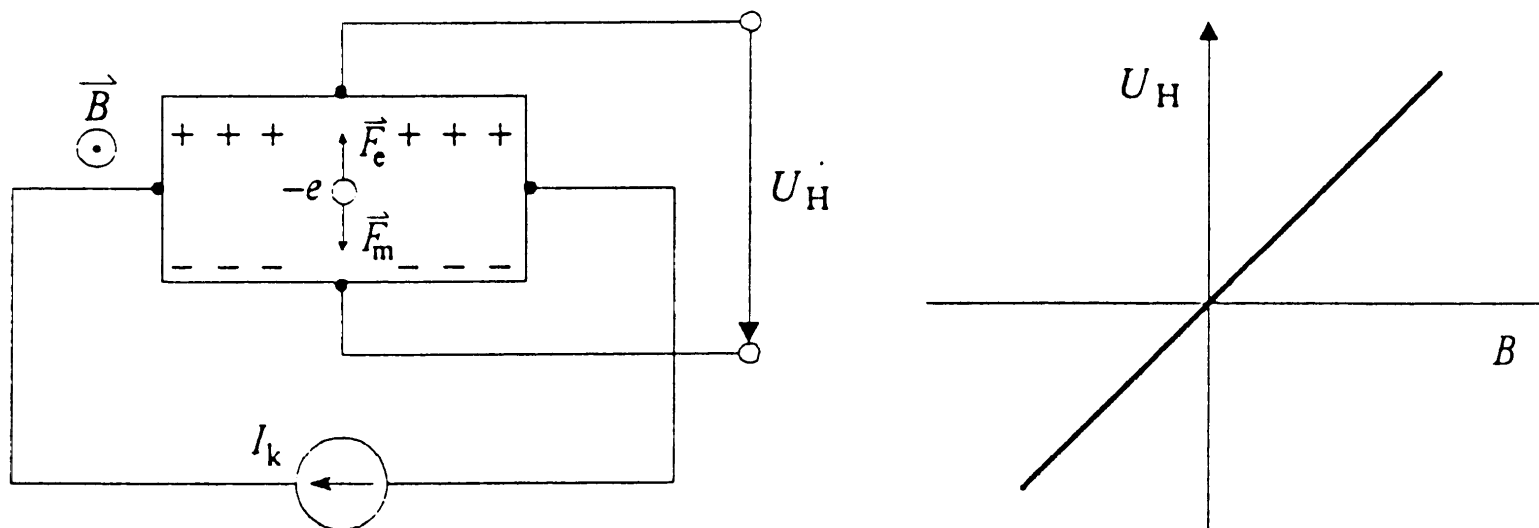
- je aktiven element,



Slika 3.55 Hallova sonda in njena karakteristika

Zaradi **Coulomb-Lorentzove sile** se začno **elektroni odklanjati** od prvotne smeri (kot pri uporovni magnetni sondi),

- začno se **nabirati na robu** sonde,
 - na **enem robu pozitivni naboj**,
 - na **drugem robu negativni naboj**.

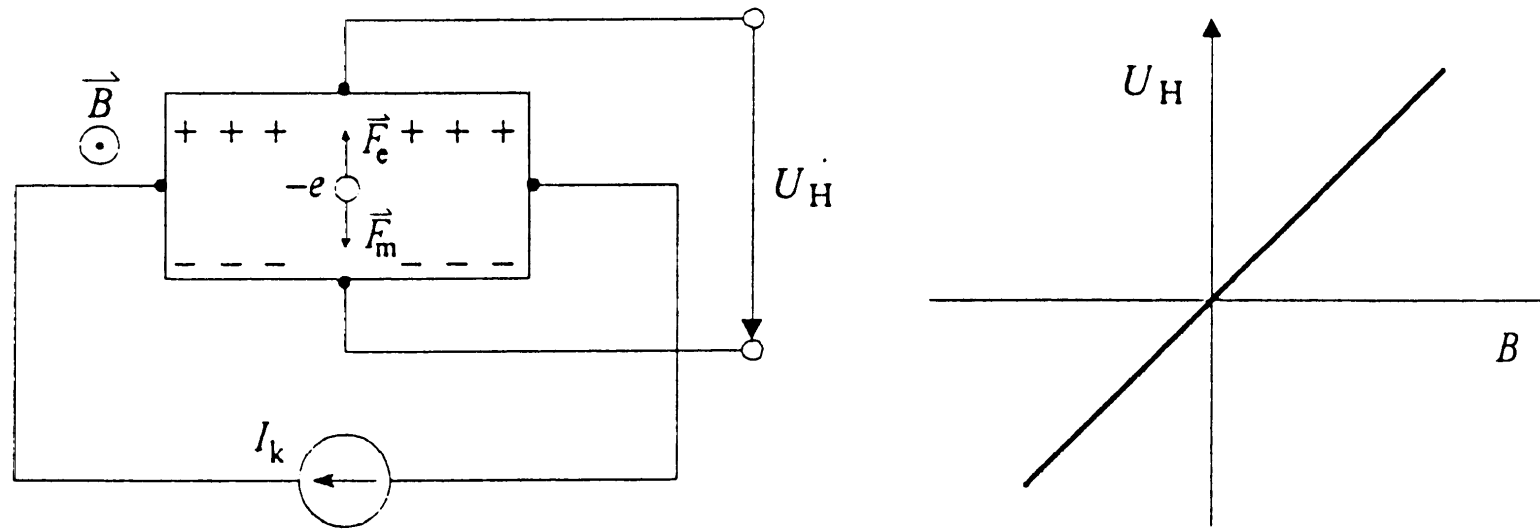


- **potencialna razlika** je Hallova napetost:

$$U_H = \frac{1}{n e d} I_k B = R_H \frac{I_k B}{d}$$

- n – koncentracija elektronov,
- e – osnovni naboj,
- $R_H = 1/n e$ - Hallova snovna konstanta,
- d – debelina ploščice,
- I_k - krmilni tok (nazivne vrednosti med 5 mA in 200 mA)





- Polariteta je **odvisna od m. smeri polja in smeri toka I_k** ,
- Pomebna je **obremenjenost sonde** (podana je upornost bremena),
- Upoštevati moramo **ničelo napetost** (priključki **ne ležijo natančno na ekvipotencialnih ploskvah**)
- Za velike točnosti mora biti **sonda temperaturno kompenzirana in termostatirana.**
- Uporaba **od enosmernih vrednosti do visokih frekvenc.**



3.9 Merjenje in preizkušanje feromagnetnih snovi

V feromagnetiku ugotavljamo odnos med:

- magnetno indukcijo \vec{B} ali magnetno polarizacijo \vec{J} , redkeje namagnetenostjo \vec{M} ,
- in jakostjo magnetnega polja \vec{H} .

Povezave:

- makroskopski pogled na magnetenost, ki se obravnava kot dodatno polje zaradi tokovnih zank.

$$\vec{B} = \mu_0 \vec{H} + \vec{J} = \mu_0 \vec{H} + \mu_0 \vec{M} = \mu_0 (\vec{H} + \kappa_m \vec{H}) = \mu_0 \mu_r \vec{H} = \mu \vec{H}$$

- mikroskopski pogled izhaja iz celotnega magnetnega momenta na enoto prostornine:

$$\vec{M} = \frac{\sum \vec{m}}{V}$$





- **makroskopski pogled** na magnetenost:

$$\vec{B} = \mu_0 \vec{H} + \vec{J} = \mu_0 \vec{H} + \mu_0 \vec{M} = \mu_0 (\vec{H} + \kappa_m \vec{H}) = \mu_0 \mu_r \vec{H} = \mu \vec{H}$$

- μ_0 - magnetna konstanta ali **permeabilnost vakuuma**
 - $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Vs/Am}$
 - κ_m - magnetna **susceptibilnost**,
 - $\mu_r = 1 + \kappa_m$ - **relativna permeabilnost**,
 - μ - **absolutna permeabilnost**.
- **mikroskopski pogled** na magnetenost: $\vec{M} = \frac{\sum \vec{m}}{V}$
 - $\vec{m} = i\vec{A}$ - **magnetni moment** elementarne **tokovne zanke** s ploščino \vec{A} , v kateri teče tok i .
 - magnetni moment označuje **magnetni dipol**, kot **izvor** magnetnega polja.





3.9.1 Magnetilne krivulje

Krivulja, ki **povezuje magnetno indukcijo B** (ali J ali M) in **jakost magnetnega toka H** je

magnetilna krivulja ali magnetilnica:

- B - H , J - H in M - H magnetilnice

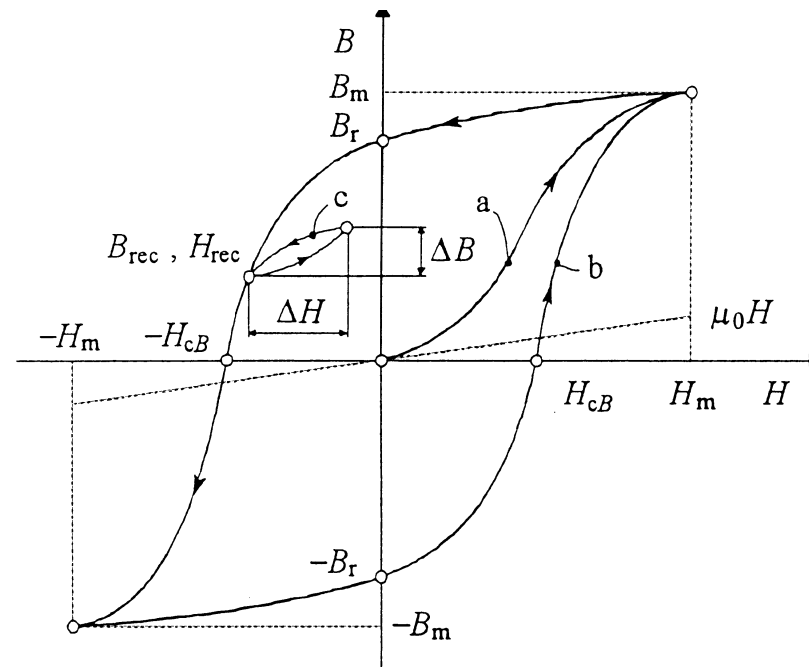
Magnetilnice feromagnetnih snovi so **nelinearne**. Ločimo:

- **statične** magnetilnice,
 - **spreminjanje jakosti polja** ne vpliva na samo magnetilnico (nekaj Hz).
- **dinamične** magnetilnice,
 - magnetilnica se zaradi hitrosti spreminjanja polja spremeni.





Značilnost magnetilnice je **histerezna zanka**:

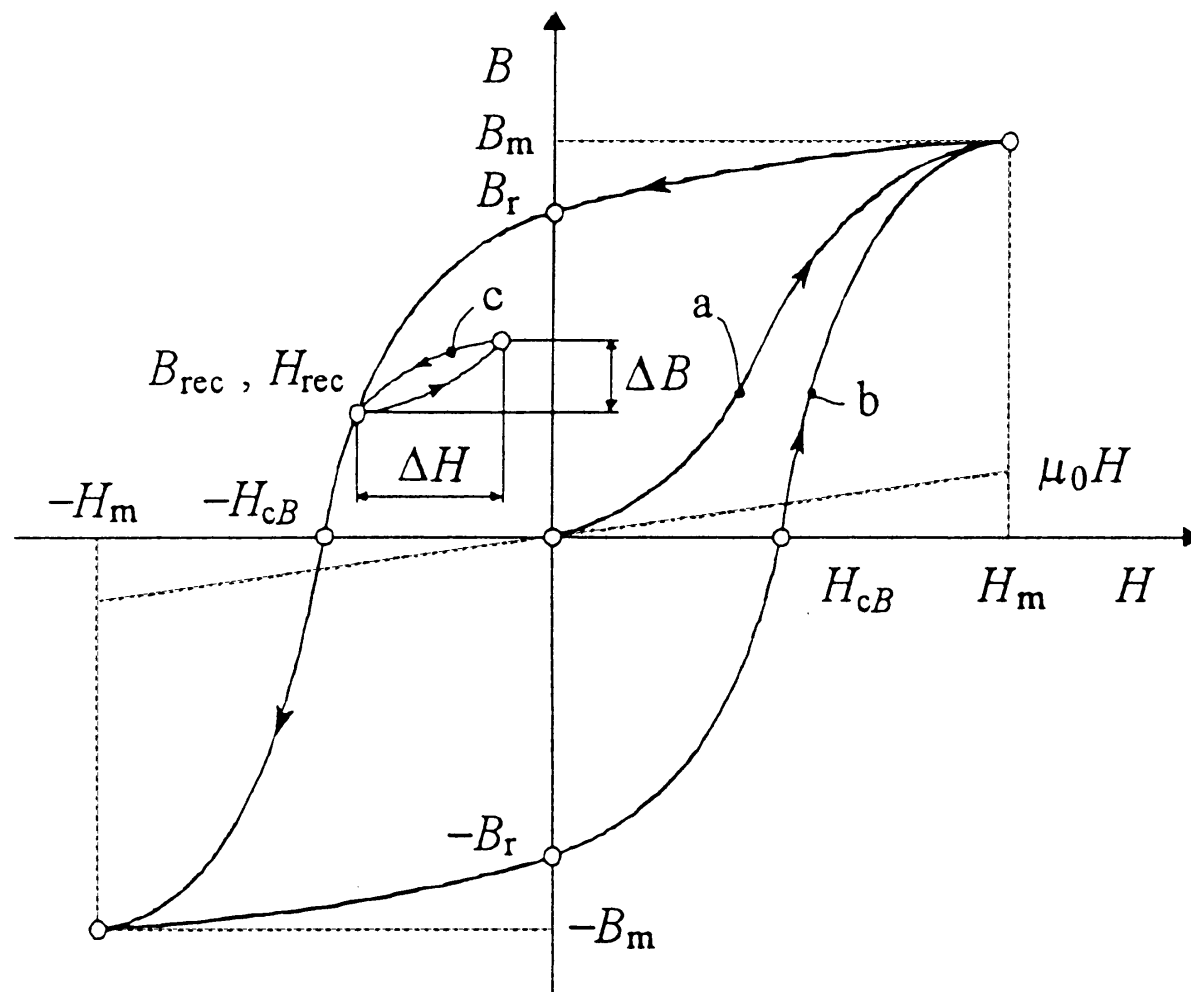


- Če nevtralen feromagnetik **izpostavimo** magnetnemu **polju** in ga **nato odstranimo**, indukcija ne pade nazaj na nič,
 - To preostalo vrednost imenujemo **remanenčna magnetna indukcija**.
- Če želimo **odpraviti remanenčno** magnetno indukcijo, moramo feromagnetik **izpostaviti nasprotno usmerjenem** magnetnem **polju** s **koercitivno poljsko jakostjo**.

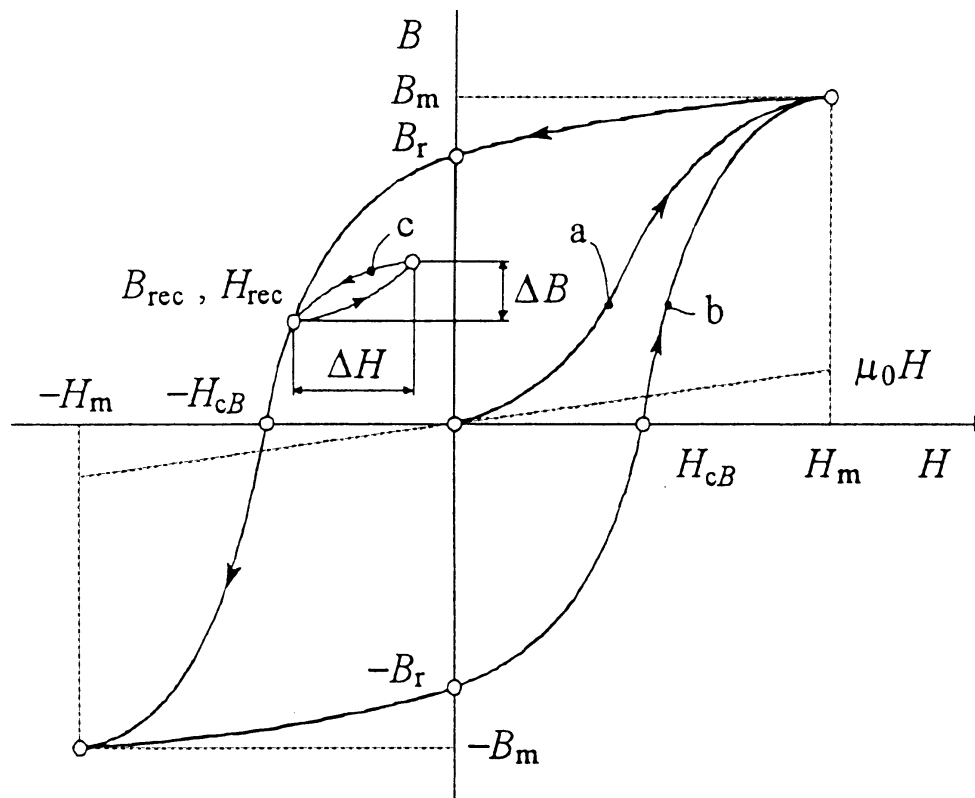




Po enem **ciklu spreminjanja** magnetnega polja se magnetna krivulja sklene → **histerezna (B-H) zanka**.



Slika 3.56 Krivulja prvega magnetenja ter histerezna in povratna zanka



Ločimo:

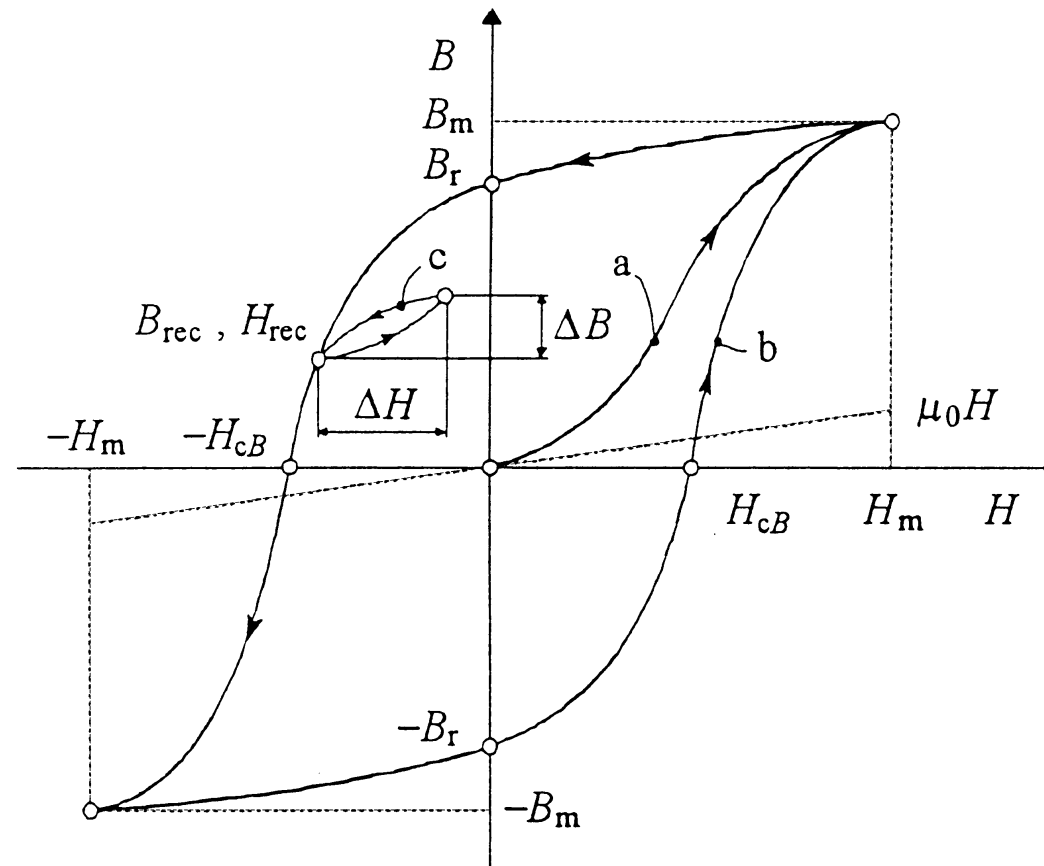
- **krivulja prvega magnetenja** ali deviška magnetilnica (a),
 - monotonno **naraščajoče magnetenje** iz nevtralnega (**nemagnetnega**) stanja
- **nasičenjska histerezna zanka**
 - izhaja iz stanja nasičenja
 - na njej leži **remanenca** B_r ($H = 0$)
in **koercitivnost** H_{cB} ($B = 0$).





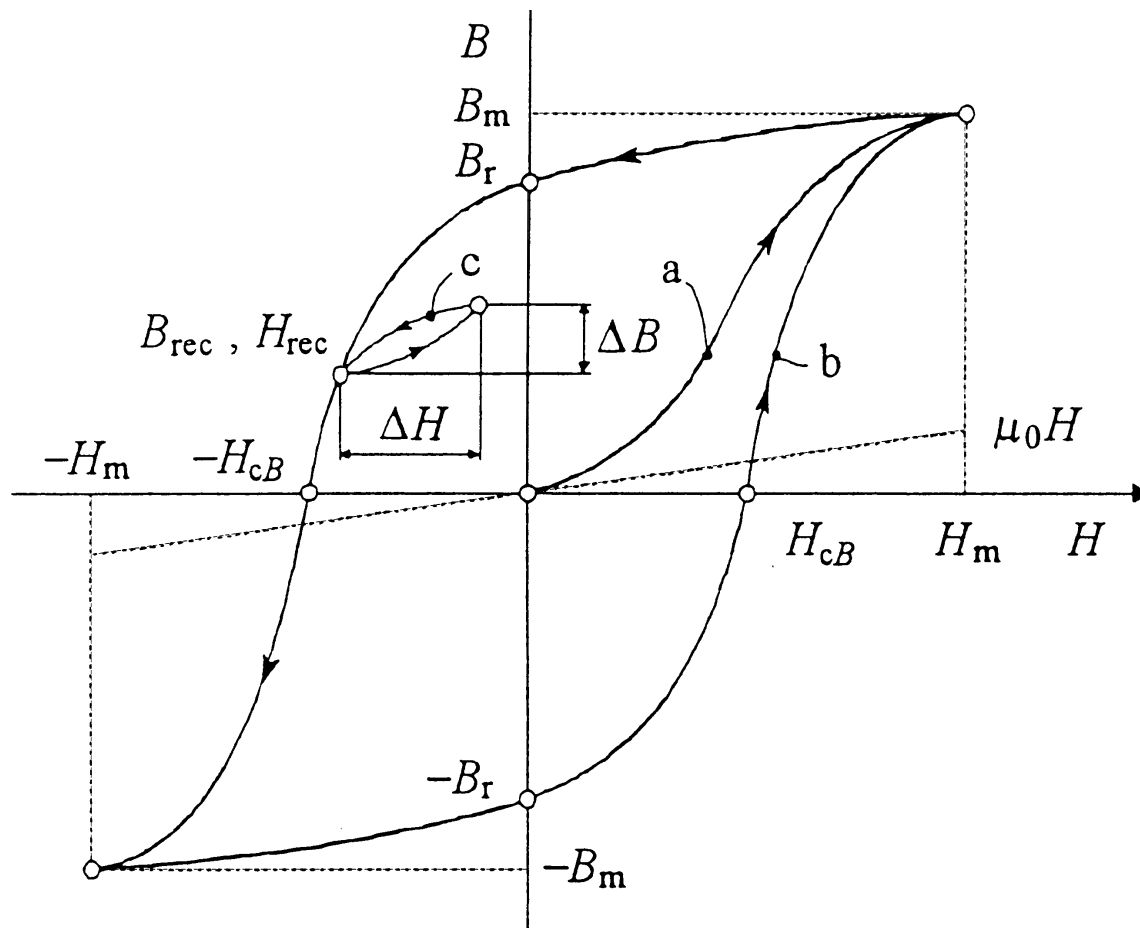
Za trdomagnetne snovi (za trajne magnete) je odločilen del histereze v drugem ali četrtem kvadrantu:

- razmagnetilna krivulja (od B_r do H_{cB})



Značilen je tudi **maksimalen produkt** BH_{\max} na razmagnetilni krivulji.





Če v točki $(B_{\text{rec}}, H_{\text{rec}})$ popustimo in ponovno povečamo jakost m. polja za ΔH se magnetna indukcija spreminja po **povratni krivulji (c)**.

- razmerje $\Delta B/\Delta H$ določa **povratno permeabilnost** μ_{rec} (značilen podatek za trdomagnetni material).





3.9.2 *Specifične izgube*

Energija, ki je potrebna za en obhod zanke je sorazmerna njeni površini,

$\oint H dB$ - spremeni se v toplotno energijo

- enota za H je: A/m ,
- enota za B je: $T = Vs/m^2$
- enota za energijo za en hiterezni cikel na enoto prostornine je tako: J/m^3

Če je f obhodov histerezne zanke v časovni enoti in ima snov gostoto ρ dobimo specifične izgube P_s v W/kg .





Z večanjem frekvence f se dodajajo še **vrtnične izgube**

- zaradi spreminjanja m. pretoka se **v snovi inducira napetost**, ki požene t.i. **vrtnične tokove** na ohmski upornosti feromagnetika.
- **histerezna zanka** je zaradi vrtničnih izgub **večja** kot statična zanka.

Specifične izgube P_s so sestavljene iz :

- **histereznih izgub** P_h in
- **vrtničnih izgub** P_e .

$$P_s = P_h + P_e = \frac{f}{\rho} \oint H dB$$

Pomembna je tudi **oblika magnetenja** (B in H).

- vrtnične izgube so ponavadi podane za sinusno obliko

Pri **zelo nizkih** B in **visokih frekvencah** (telekomunik.) pridejo do izraza preostale izgube (absorbcijske itd.).





3.9.3 Merjenje magnetne indukcije in jakosti magnetnega polja

Magnetno indukcijo merimo s tuljavico, ki naj bo tesno navita na merjenec.

3.9.3.1 Merjenje jakosti magnetnega polja

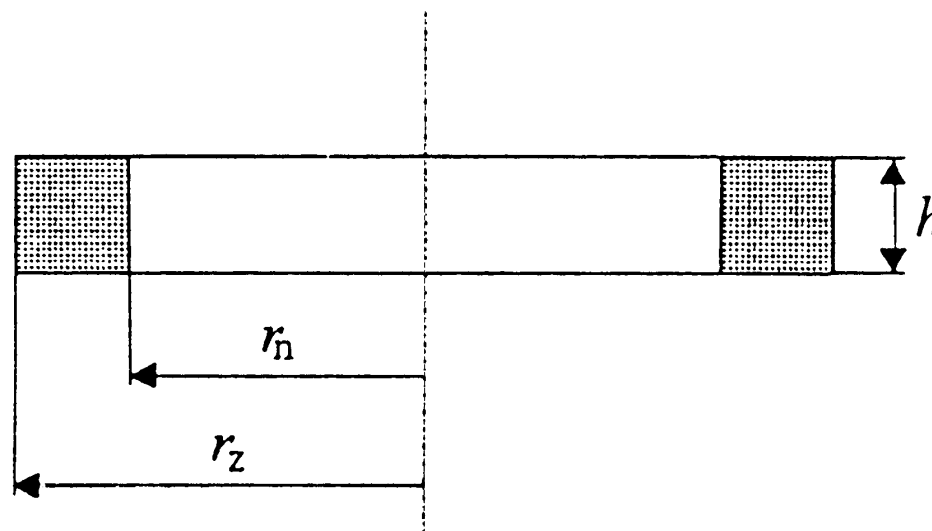
Jakost magnetnega polja merimo:

- a) **prek magnetilnega toka,**
- b) **ali merjenja magnetne indukcije v zraku B_0 tik ob merjencu.**





a) prek magnetilnega toka



Slika 3.57 Toroid

Kadar je magnetni **krog sklenjen v materialu** (toroid ali trakovi zloženi v krožno obliko), določimo **H iz magnetilnega toka in srednje dolžine silnice.**

$$H = \frac{\oint \vec{H} d\vec{s}}{l_{\text{sr}}} = \frac{IN}{l_{\text{sr}}}$$

- za toroid velja: $l_{\text{sr}} = 2\pi \frac{(r_z - r_n)}{\ln(r_z/r_n)}$
- če $(r_z - r_n) \leq r_z/5$ potem: $l_{\text{sr}} = \pi(r_n + r_z)$





b) Z merjenjem B_0 tik ob merjencu lahko ugotovimo H v merjencu, ker **prehaja tangencialna komponenta jakosti polja **zvezno iz enega sredstva (feromagnetik) v drugo (zrak)**.**

$$H = \frac{B_0}{\mu_0}$$

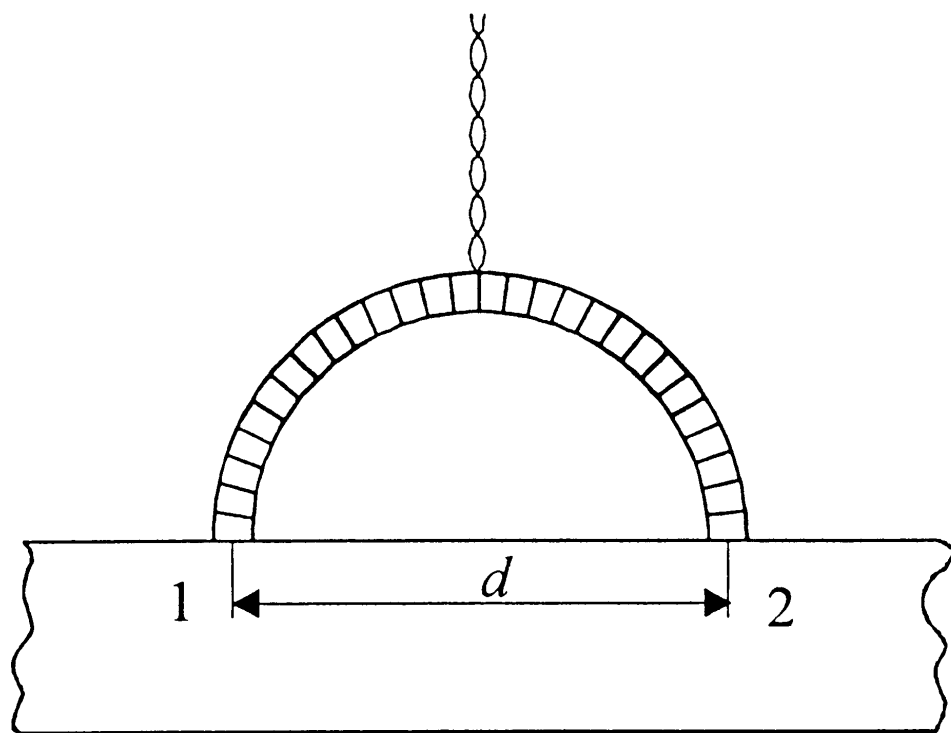
- B_0 merimo s Hallovo sondo ali indukcijsko tuljavico,
- če se merjencu **ne moremo dovolj približati**, merimo na **več razdaljah in ekstrapoliramo**.



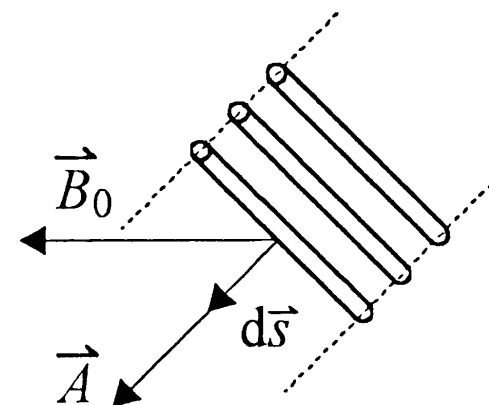


Merjenje jakosti magnetnega polja preko merjenja magnetne napetosti med dvema točkama na površini.

- Rogovskega tuljavica ali Chattock tuljavica,
 - podolgovata tuljavica navita v dveh plasteh (N ovojev) na telo enakomerne prereza dolžine l .



a)



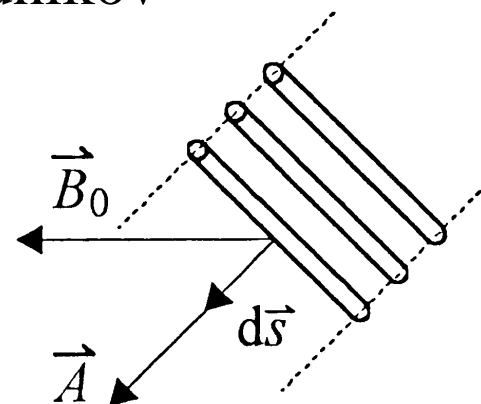
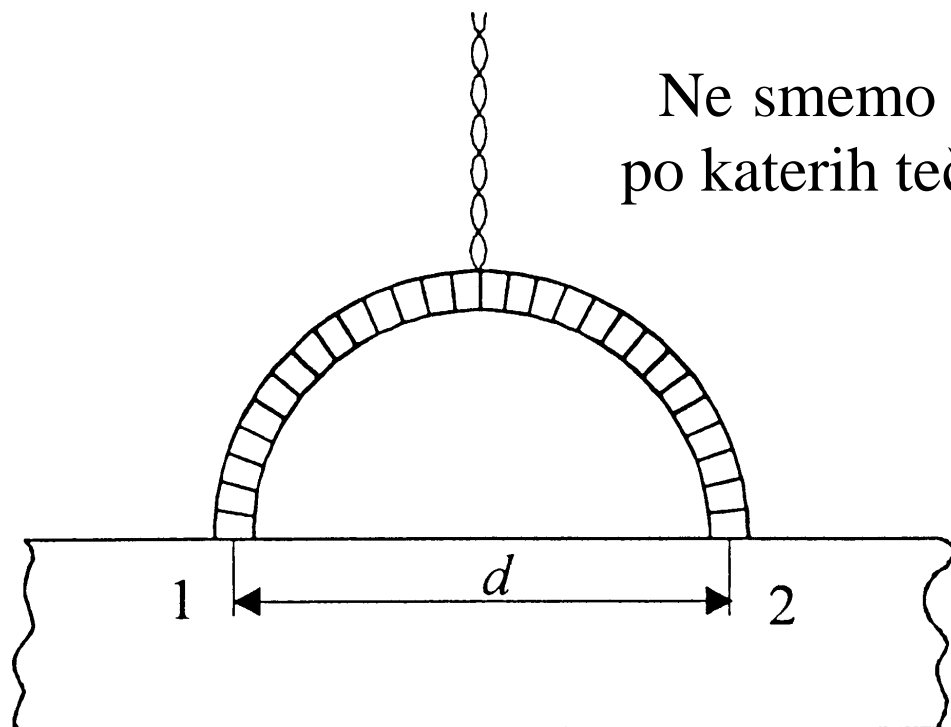
b)

Slika 3.58 Merilnik magnetne napetosti





Ne smemo objeti vodnikov
po katerih teče el. tok!



Na dolžini $d\vec{s}$ objame magnetni sklep: $d\Psi = \left(\frac{N}{l} ds\right) \vec{B}_0 \vec{A}$

- $\left(\frac{N}{l} ds\right)$ - število ovojev na dolžini ds ,
- $\vec{B}_0 \vec{A}$ - magnetni pretok skozi ovoj.

$$d\Psi = \left(\frac{N}{l} ds\right) (\mu_0 \vec{H}) \left(A \frac{d\vec{s}}{ds}\right) = \mu_0 A \frac{N}{l} \vec{H} d\vec{s}$$





$$d\Psi = \left(\frac{N}{l} ds \right) (\mu_0 \vec{H}) \left(A \frac{d\vec{s}}{ds} \right) = \mu_0 A \frac{N}{l} \vec{H} d\vec{s}$$

Če tuljavico odstranimo iz stalnega polja, se inducira napetostni impulz:

$$u_i = -\frac{d\Psi}{dt}$$

Ploščina je neodvisna od poti na kateri leži merilnik, temveč od razlike magnetnih potencialov med točkama 1 in 2:

$$\int_0^t u_i dt = -\mu_0 A \frac{N}{l} \int_1^2 \vec{H} d\vec{s} = \mu_0 A \frac{N}{l} (V_{m1} - V_{m2})$$

Če je polje v merjencu homogeno, je magnetna napetost:

$$\theta_{12} = V_{m1} - V_{m2} = Hd$$

- in iskana jakost magnetnega polja:

$$H = \frac{l}{\mu_0 ANd} \int_0^t u_i dt \quad \text{oz.} \quad H = \frac{l}{\mu_0 ANd} \cdot k_F y$$

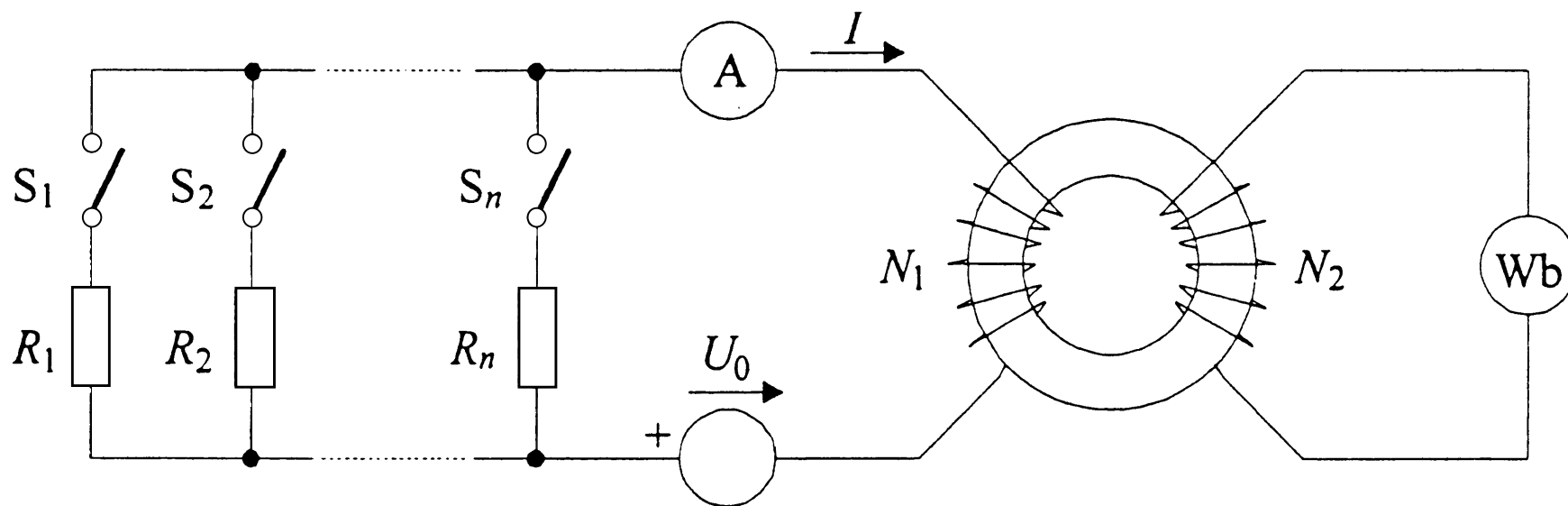




3.9.4 Snemanje statičnih magnetilnic

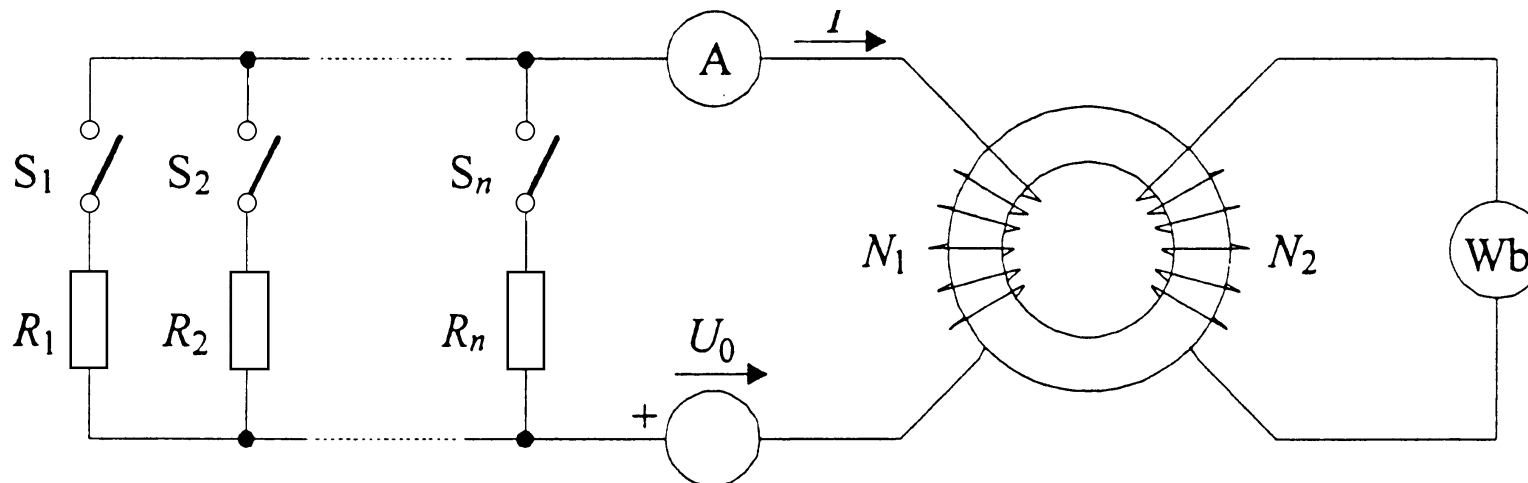
Za snemanje **deviške magnetilnice** potrebujemo:

- **enosmerni** napajalni vir,
- možnost **postopnega koračnega povečevanja** vzbujanja (preko stikal: S_1, S_2, \dots, S_n),
- meriti moramo **ploščine napetostnih impulzov** (npr. s fluksmetrom).



Slika 3.59 Snemanje krivulje prvega magnetenja





Če povečujemo tokove od nič na I_1, I_2, \dots, I_n se povečuje tudi jakost magnetnega polja: H_1, H_2, \dots, H_n : $H_k = \frac{I_k N_1}{l_{sr}}$

- samo ob vklopu stikal se inducira **napetostni impulz**:

$$u_i = -N_2 A \frac{dB}{dt}$$

- pri k-tem vklopu je **ploščina** enaka (s **fluksmetrom**):

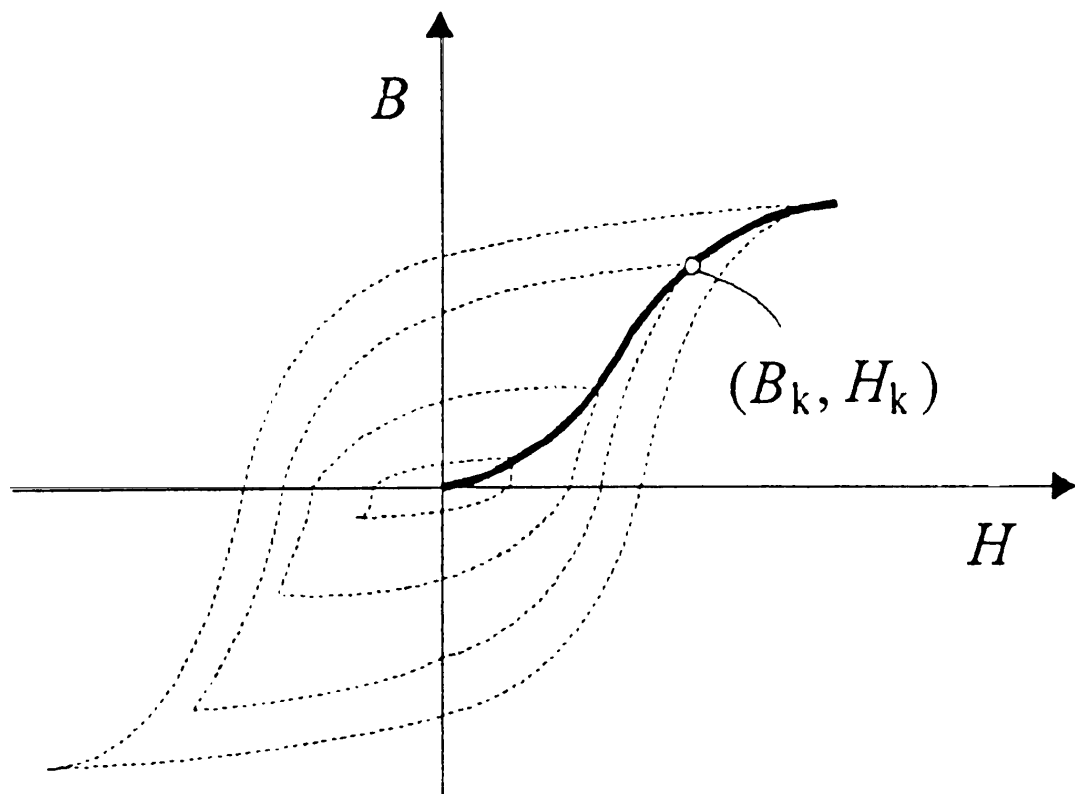
$$\int_{t(B_{k-1})}^{t(B_k)} u_i dt = -N_2 A \int_{B_{k-1}}^{B_k} dB = -N_2 A \Delta B_k \Rightarrow \Delta B_k = \frac{k_F y_k}{N_2 A}$$





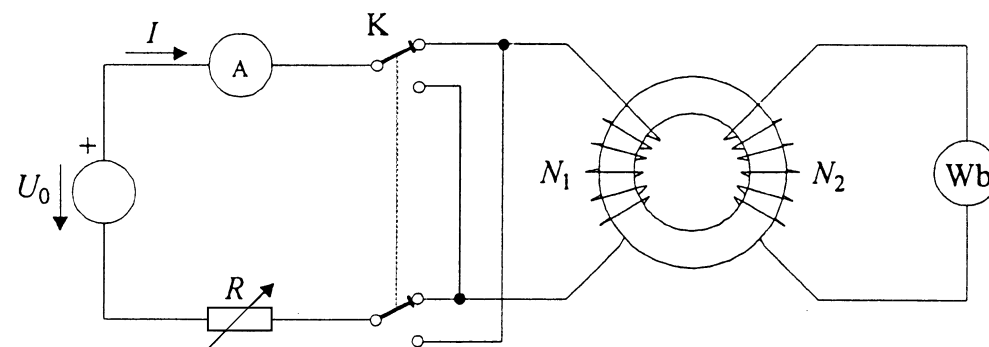
Namesto **odsekovnega merjenja** celotne krivulje (pogreški se seštevajo) se pogosto uporablja **komutacijska magnetilnica**:

- **povezuje vrhove histereznih zank za različne stopnje magnetenja.**
- pri počasi spreminjajočem se magnetenju imamo **statično komutacijsko magnetilnico.**



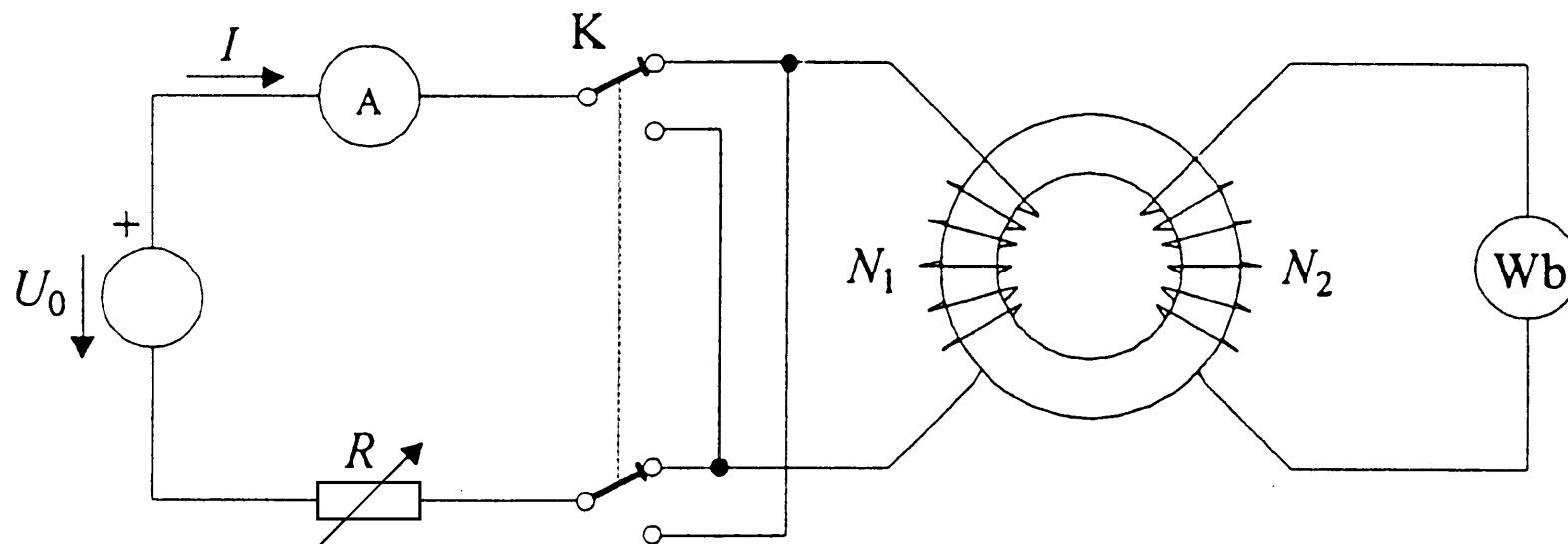
Slika 3.60 Statična komutacijska magnetilnica

Za menjavo smeri magnetenja potrebujemo **komutator**:



Slika 3.61 Snemanje statične komutacijske magnetilnice



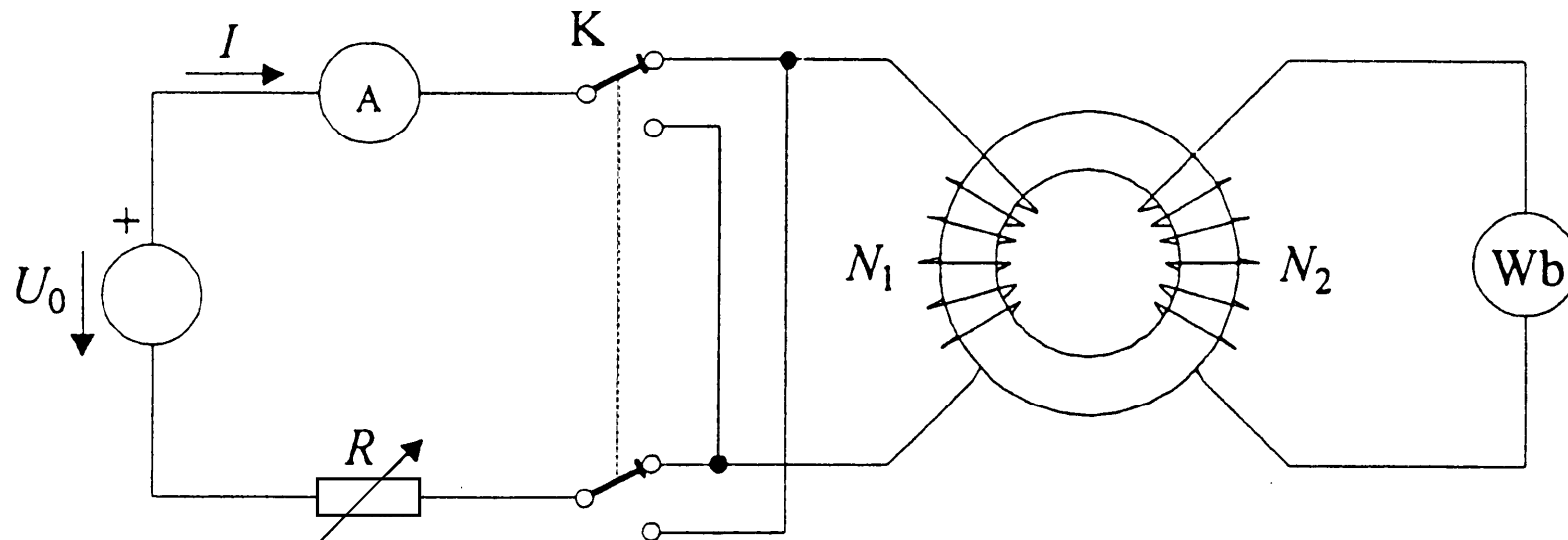


Slika 3.61 Snemanje statične komutacijske magnetilnice

Postopek snemanja statične **komutacijske** magnetilnice:

- material najprej **nevtraliziramo** (razmagnetimo),
 - material vzamemo **iz počasi pojemajočega** magnetnega polja,
- nastavimo nek **začetni tok** I_1 in dobimo točko na magnetilnici (B_1, H_1)
- **komutiramo** smer toka $\rightarrow (-B_1, -H_1)$
in **nazaj** $\rightarrow (B_1, H_1)$





Slika 3.61 Snemanje statične komutacijske magnetilnice

- ob k -tem koraku imamo :

- jakost m. polja: $H_k = \frac{I_k N_1}{l_{sr}}$,

- magnetna indukcija:

$$\int_{t(-B_k)}^{t(+B_k)} u_i dt = -N_2 A \int_{-B_k}^{B_k} dB \Rightarrow B_k = \frac{k_F y_k}{2N_2 A}$$

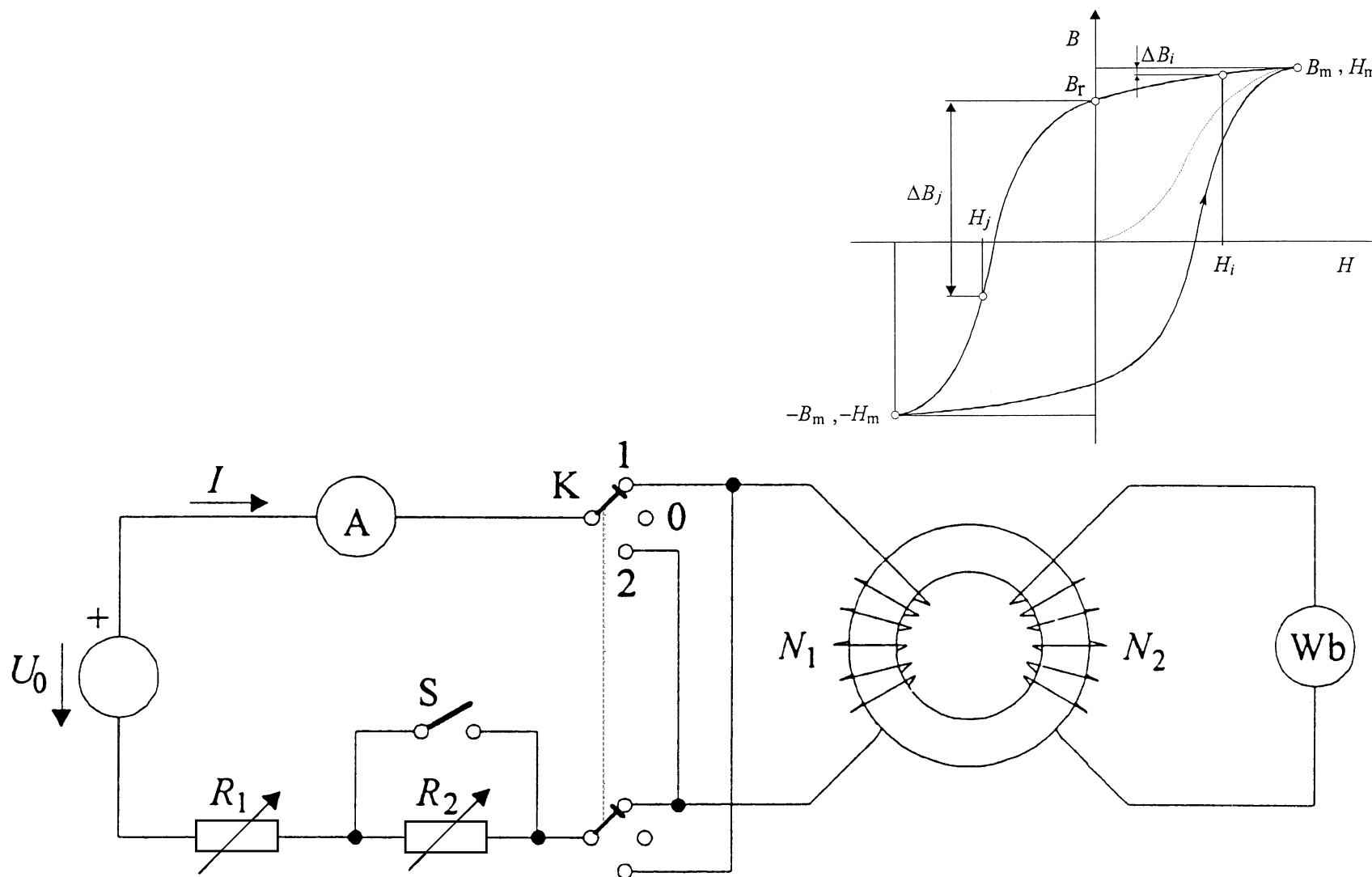
- **tok mora med meritvijo samo naraščati.**



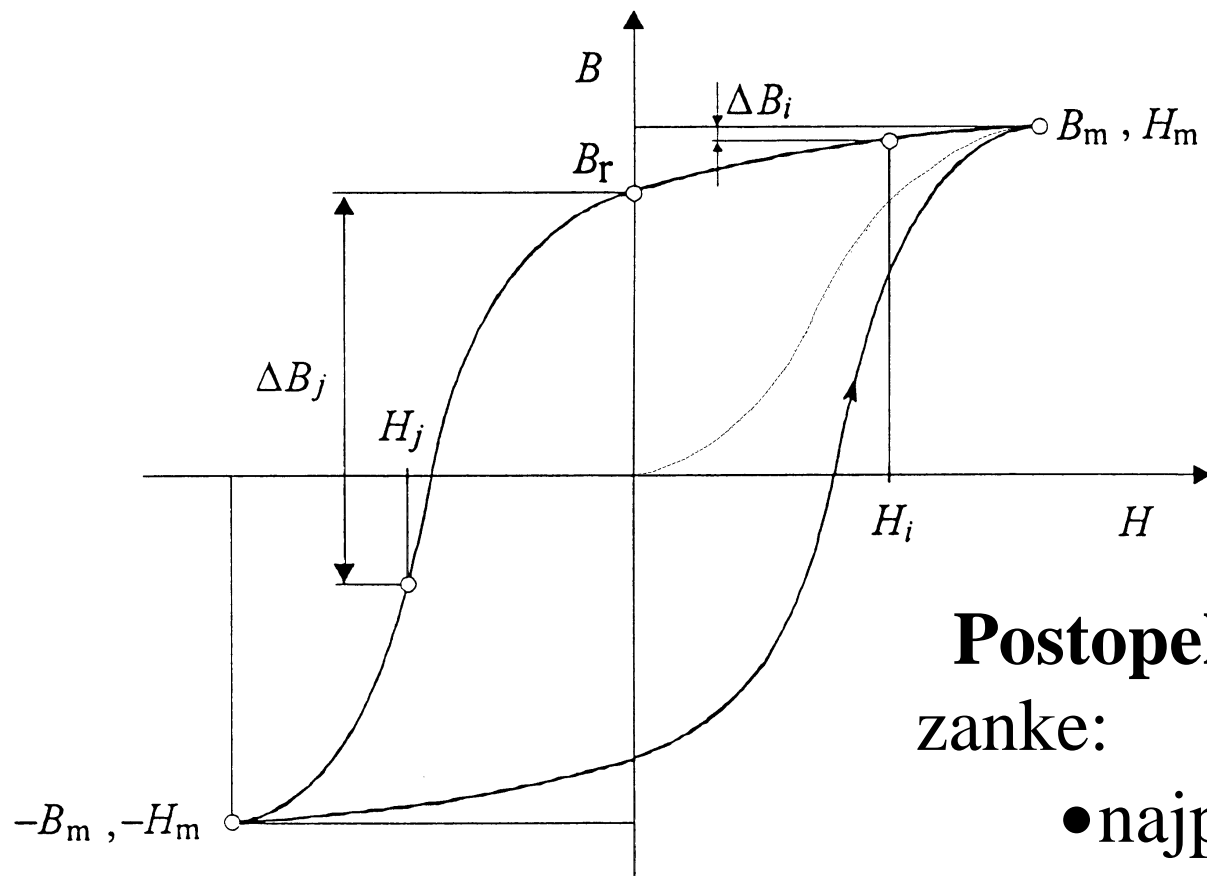


3.9.4.1 Snemanje statične histerezne zanke

Najprej nastavimo željeno zanko (npr. pri $B_m = 1,7\text{ T}$), nadaljnje meritve morajo potekati samo po izbrani histerezni zanki.



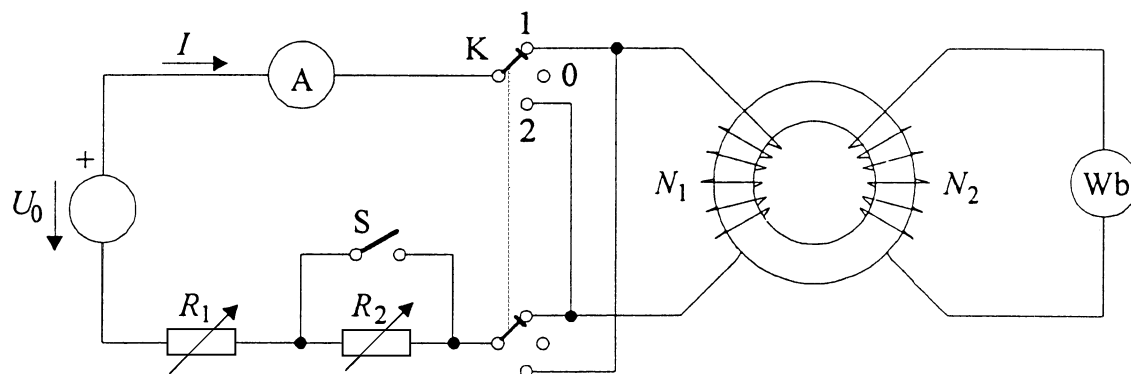
Slika 3.62 Snemanje statične histerezne zanke

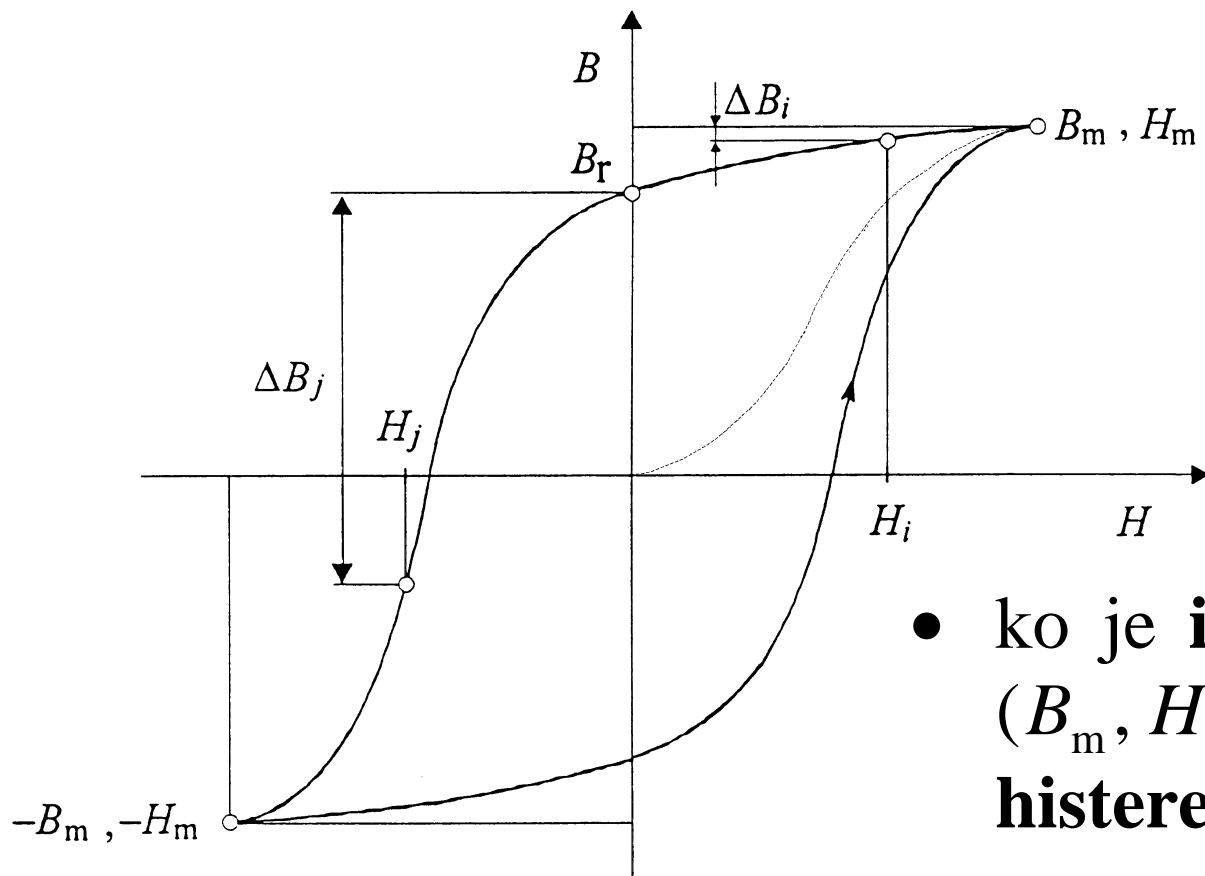


Postopek snemanja statične histerezne zanke:

- najprej nastavimo B_m
- stikalo S je sklenjeno,
- dvojna vrednost B_m zaradi komutiranja:

$$y_1 = \frac{2N_2 A}{k_F} B_m$$





- ko je **izhodiščno stanje** postavljeno (B_m, H_m), začnemo snemati **točke na histerezni zanki**:

- **točke med B_m in B_r merimo preko razlike**, ko razklenemo stikalo S:

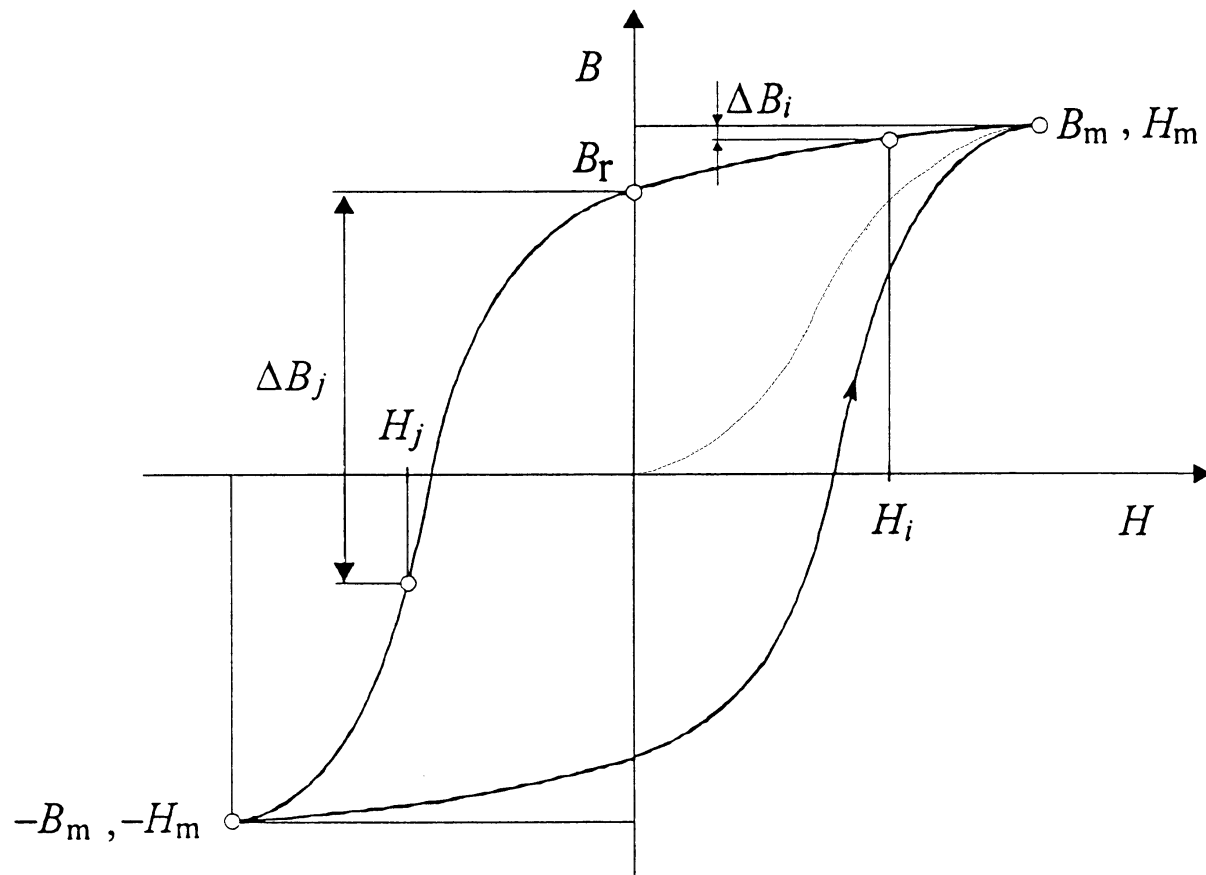
$$\Delta B_i = \frac{k_F y_i}{N_2 A} \rightarrow B_i = B_m - \Delta B_i$$

$$H_i = I_i N_1 / l_{sr}$$

- do naslednjih točk pridemo po obhodu histereze:

$$\rightarrow B_r, \rightarrow (-B_m, -H_m), \rightarrow (B_m, H_m)$$





- **remanenčno indukcijo** dobimo z **izklopom toka**:

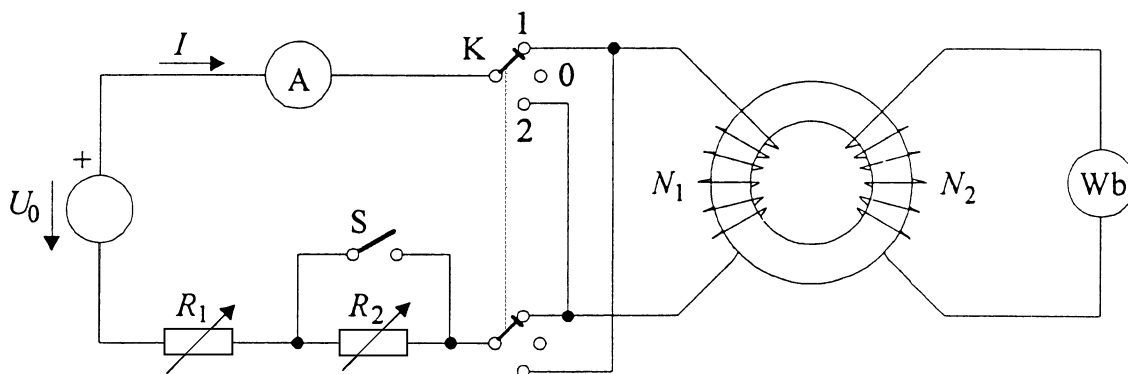
$$\Delta B = B_m - B_r = \frac{k_F y_r}{N_2 A} \Rightarrow$$

$$B_r = B_m - \frac{k_F y_r}{N_2 A}$$

- točke med B_r in $(-B_m, -H_m)$ snemamo z razlikami ΔB_j pri **vklapljanju toka v negativno smer**:

$$\Delta B_j = \frac{k_F y_j}{N_2 A} \rightarrow B_j = B_r - \Delta B_j$$

$$H_j = I_j N_1 / l_{sr}$$





3.9.5 Merjenje v izmeničnem magnetnem polju

Območje uporabe feromagnetnih snovi leži **pri omrežni frekvenci in akustičnem področju.**

- zaradi **vrtilčnih tokov se povečajo izgube,**
- **oblike magnetnih krivulj se spreminjajo.**





Pomembna je vrsta magnetnega polja:

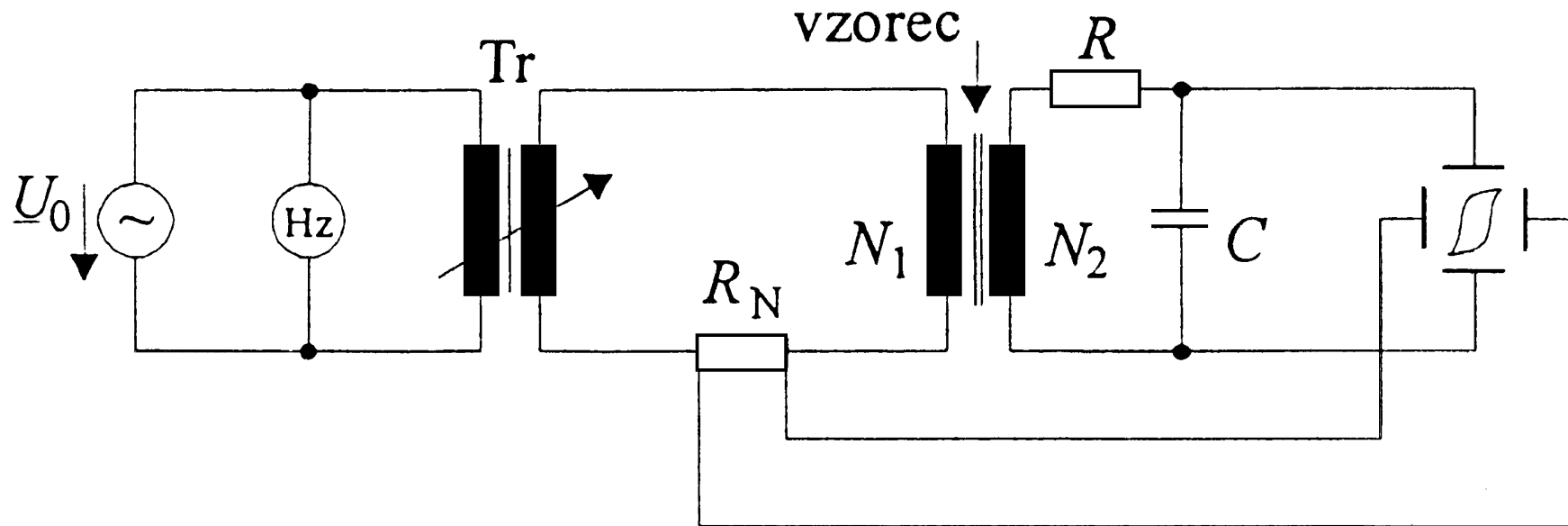
- če je **magnetilni tok izmeničen**
 - histerezna zanka **je simetrična**
(**normalna histerezna zanka**),
- če je izmeničnemu toku dodamo še **enosmerni tok**
 - histerezna zanka **ni simetrična**
(**superpozicijska histerezna zanka**),
 - pri usmerniških transformatorjih,
gladilnih dušilkah itn.
- če je feromagnetik v **rotirajočem m. polju**, rotacijske histerezne izgube padajo proti nič z naraščajočo indukcijo.



3.9.5.1 Dinamična histerezna zanka in komutacijska magnetilnica



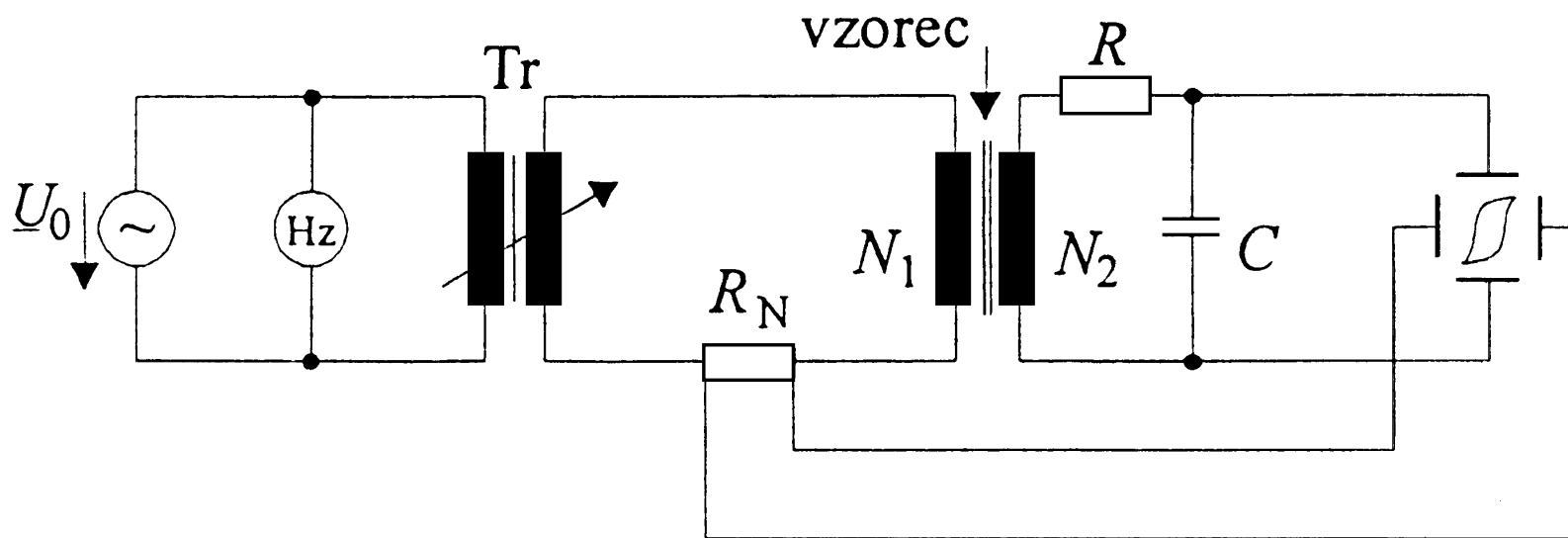
Opazovanje histerezne zanke z osciloskopom



Slika 3.63 Opazovanje histerezne zanke z osciloskopom

Jakost magnetnega polja H opazujemo preko padca napetosti na upor R_N :

$$u_{R_N} = iR_N = \frac{R_N l_m}{N_1} H(t)$$



Magnetno indukcijo B dobimo z integracijo inducirane napetosti ($\propto dB/dt$)

- če je $u_C \ll u_i$, imamo:

$$u_C = \frac{1}{C} \int i dt \approx \frac{1}{C} \int \frac{u_i}{R} dt \quad \text{in} \quad u_i = -N_2 A \frac{dB}{dt}$$

- kar da: $u_C = \frac{N_2 A}{RC} B(t)$

S transformatorjem \mathbf{Tr} lahko nastavimo **različno velike** histerezne zanke.

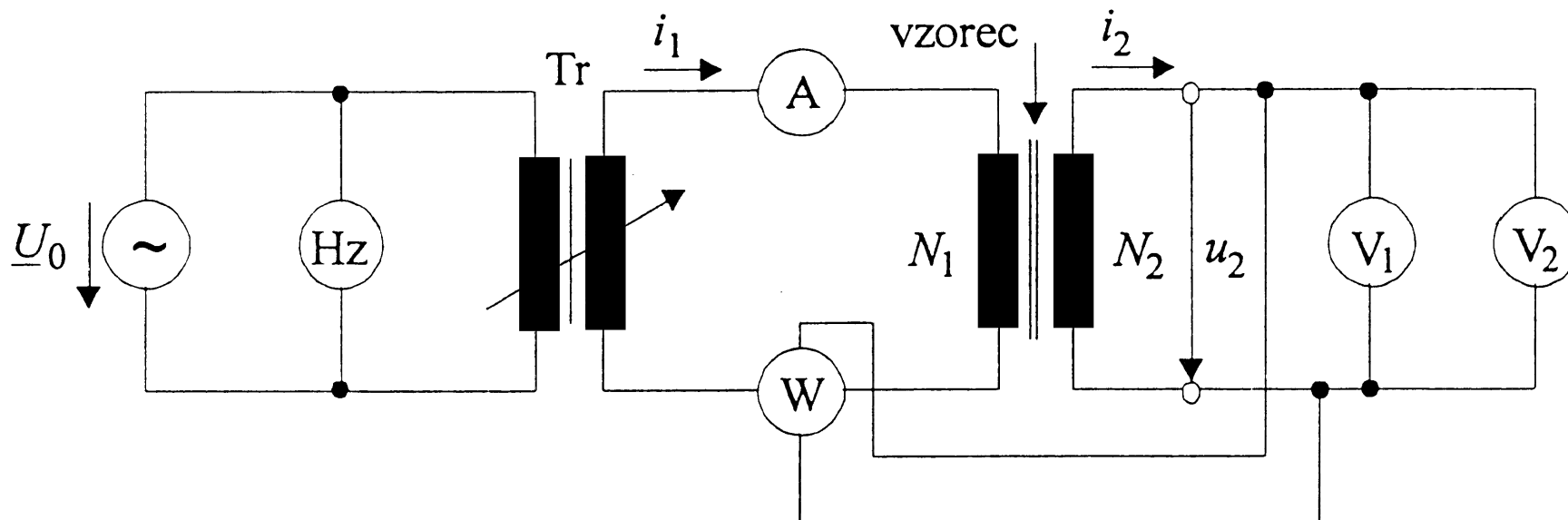
- Če povežemo vrhove zank dobimo **dinamično komutacijsko magnetilnico.**





3.9.5.2 Specifične izgube

Če nas zanimajo le izgube (ne oblika histerezne zanke) jih merimo z vatmetrom.

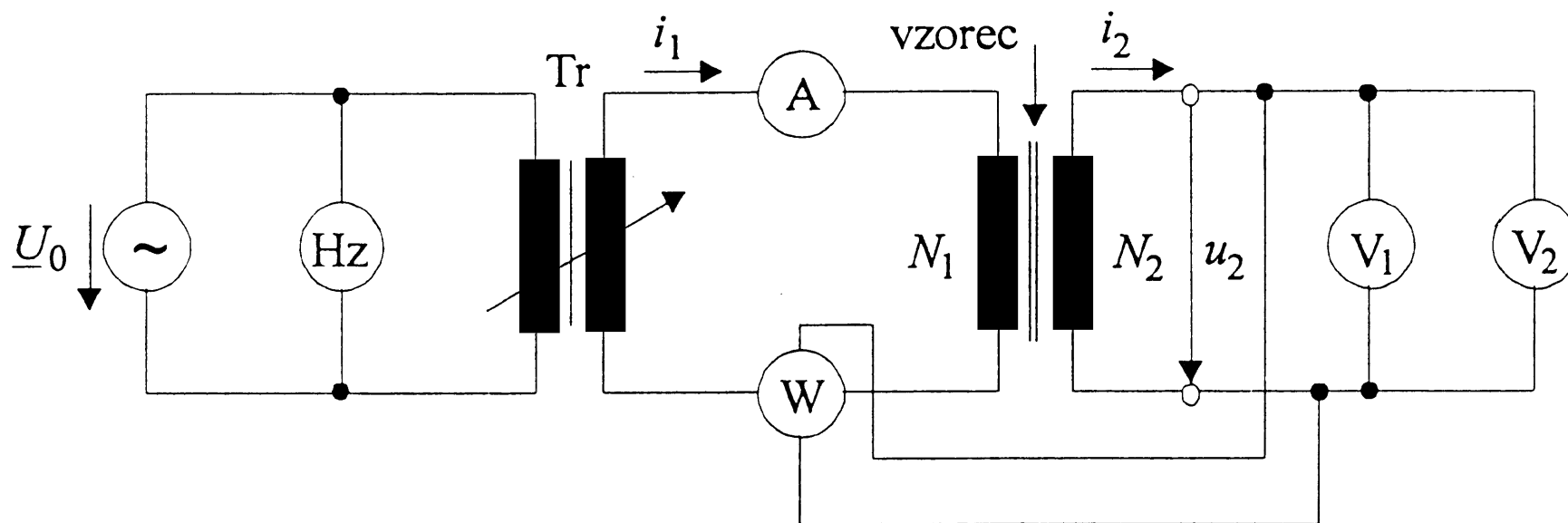


Slika 3.64 Merjenje izgub z vatmetrom

Izgube podajamo:

- pri **sinusnem poteku** magnetne indukcije,
- z določeno **maksimalno vrednostjo** (neorientirana pločevina do $B_m = 1,5\text{T}$, orientirana do $B_m = 1,8\text{T}$),
- v frekvenčnem območju od 15 Hz do 100 Hz.





Napetostna tuljavica je priključena na **sekundarno navitje** Epsteinovega aparata,

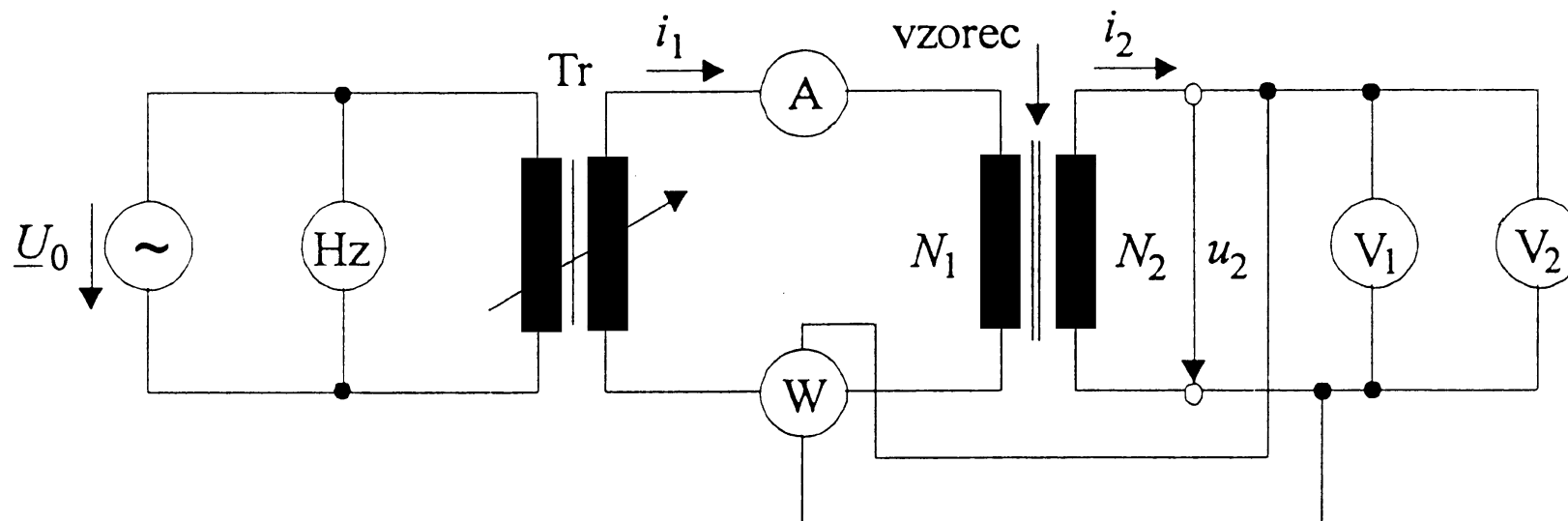
- **izognemo** se padcu napetosti na magnetilnem navitju,
- z V_1 (odziva se na usmerjeno vrednost) **nadziramo** **maksimalno vrednost** B_m ,

$$B_m = \frac{U_1}{4F_0 f N_2 A} \frac{R_i + R_{t2}}{R_i}$$

R_i - vzporedna vezava vseh treh instrumentov

R_{t2} - upornost navitja





- z V_2 (odziva se na **efektivno** vrednost) **nadziramo** porabo na sekundarju.
- lahko določimo **oblikovni faktor** za popravek izgub:

Vatmeter kaže:
$$P_W = \frac{1}{T} \int_0^T u_2 i_1 dt$$

$$F = \frac{U}{U_r} = F_0 \frac{U_2}{U_1}$$

- ker je $i_1 = i_2 + i_0$ (i_0 - magnetilni tok), zapišemo:

$$P_W = \frac{1}{T} \int_0^T u_2 \left(i_0 + i_2 \frac{N_2}{N_1} \right) dt = \frac{1}{T} \int_0^T u_2 i_0 dt + \frac{N_2}{N_1} \frac{1}{T} \int_0^T u_2 i_2 dt$$





$$P_W = \frac{1}{T} \int_0^T u_2 \left(i_0 + i_2 \frac{N_2}{N_1} \right) dt = \frac{1}{T} \int_0^T u_2 i_0 dt + \frac{N_2}{N_1} \frac{1}{T} \int_0^T u_2 i_2 dt$$

Če upoštevamo:

$$u_2 = u_{i2} \frac{R_i}{R_i + R_{t2}}, \quad \frac{1}{R_i} = \frac{1}{R_{Wn}} + \frac{1}{R_{V1}} + \frac{1}{R_{V2}}, \quad u_{i2} = u_{i1} \frac{N_2}{N_1}$$

- dobimo za **prvi člen**:

$$\frac{1}{T} \int_0^T u_2 i_0 dt = \frac{N_2}{N_1} \frac{R_i}{R_i + R_{t2}} \frac{1}{T} \int_0^T u_{i1} i_0 dt = \frac{N_2}{N_1} \frac{R_i}{R_i + R_{t2}} P_c$$

$$P_c - \text{celotne izgube, ker je: } u_{i1} = N_1 A \frac{dB}{dt}, \quad i_0 = \frac{H l_m}{N_1}$$

$$P_c = \frac{1}{T} \int_0^T u_{i1} i_0 dt = f l_m A \oint H dB = m_a \frac{f}{\rho} \oint H dB$$

$$m_a = l_m A \rho = m \frac{l_m}{4l} - \text{efektivna masa vzorca}$$





$$P_W = \frac{1}{T} \int_0^T u_2 \left(i_0 + i_2 \frac{N_2}{N_1} \right) dt = \frac{1}{T} \int_0^T u_2 i_0 dt + \frac{N_2}{N_1} \frac{1}{T} \int_0^T u_2 i_2 dt$$

- za drugi člen:

$$\frac{N_2}{N_1} \frac{1}{T} \int_0^T u_2 i_2 dt = \frac{N_2}{N_1} \frac{1}{R_i} \frac{1}{T} \int_0^T u_2^2 dt = \frac{N_2}{N_1} \frac{U_2^2}{R_i}$$

Moč, ki jo kaže vatmeter ($N_1 = N_2 = 700$): $P_W = P_c + \frac{U_2^2}{R_i}$

Celotne izgube feromagnetne pločevine so:

$$P_W = P_c + \frac{U_2^2}{R_i} \quad \rightarrow \quad P_c = P_W - \frac{U_2^2}{R_i}$$

- in celotne specifične izgube: $P_s = \frac{P_c}{m_a} = \frac{1}{m_a} \left(P_W - \frac{U_2^2}{R_i} \right)$





Za tanko pločevino v območju akustičnih frekvenc velja:

$$P_s = aB_m^n f + b \frac{d^2 B_m^2 F^2 f^2}{\rho} = P_h + P_e$$

- **Specifične izgube** so sestavljene iz:
 - **histereznih specifičnih izgub** $P_h = aB_m^n f$,
 - opisuje jih **Steinmetzov zakon**,
 - za silicijevo železo je $n \approx 1,6$,
 - **od frekvence so linearno** odvisne.
 - **vrtničnih specifičnih izgub** P_e
 - spreminjajo se s kvadratom B_m , frekvence, ...



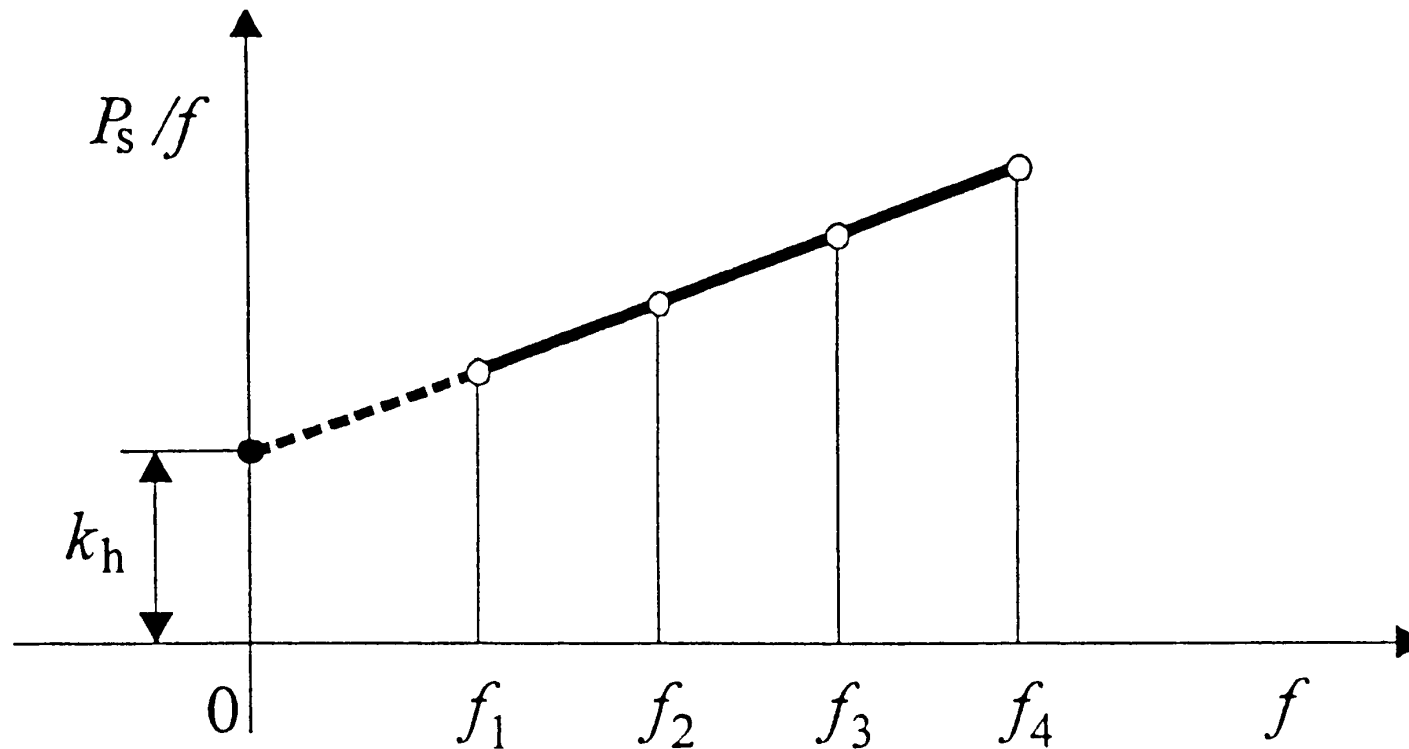
Ločevanja izgub



P_s ločimo na P_h in P_e :

- s frekvenco (pri f_1 in $f_2 \rightarrow P_h(f), P_e(f^2)$)

$$P_s = k_h f + k_e f^2 \rightarrow k_h = P_s / f - k_e f$$

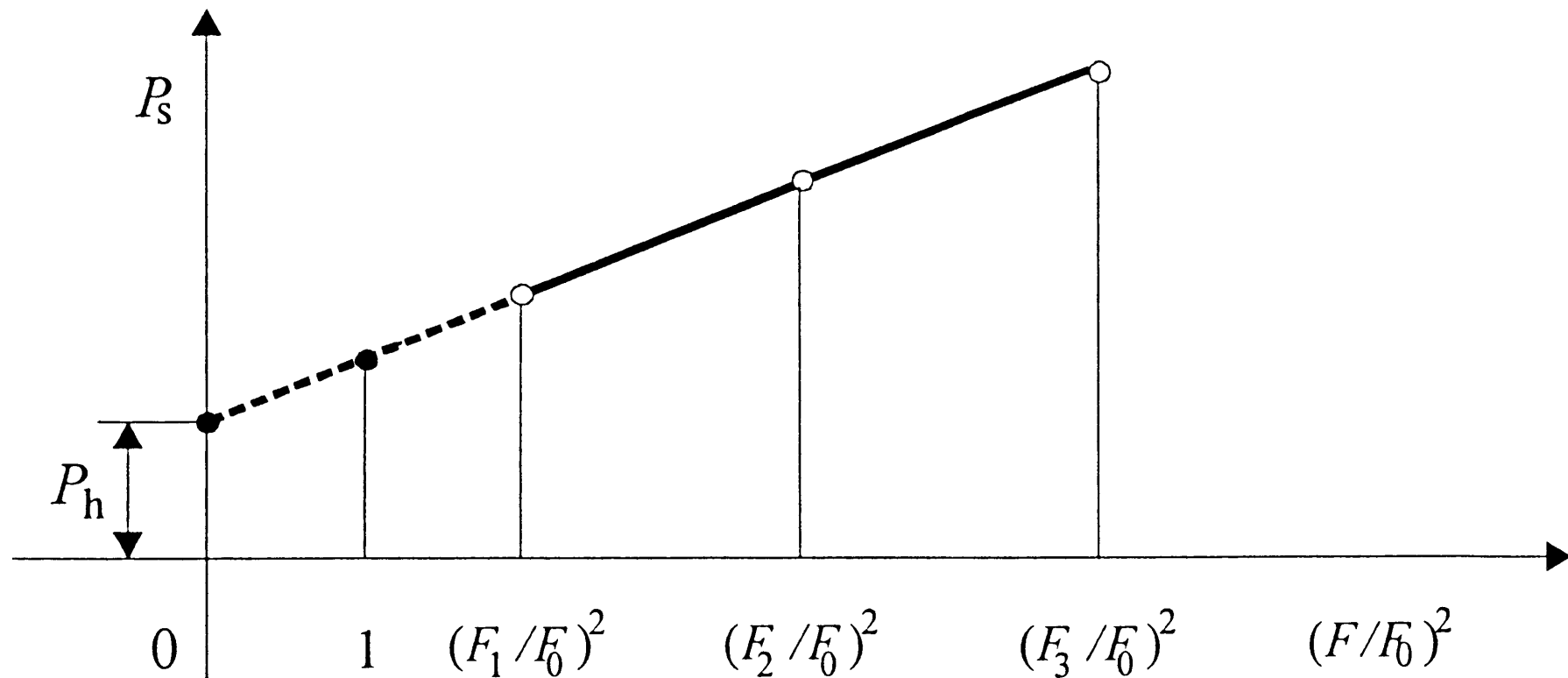


Slika 3.65 Postopek ločevanja izgub z različnimi frekvencami



- s faktorjem oblike (pri F_1 in $F_2 \rightarrow P_e(F^2)$

$$P_s = P_h + c(F/F_0)^2$$



Slika 3.66 Postopek ločevanja izgub z različnimi oblikovnimi faktorji