

## Poglavje 6 - Merjenje geometričnih veličin<sup>i</sup>

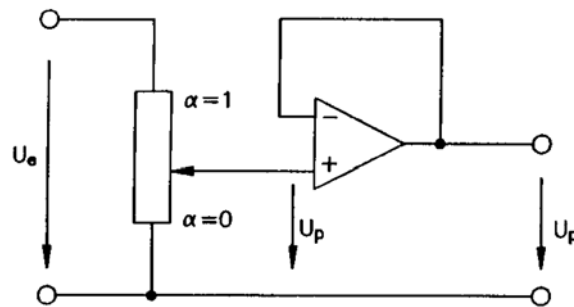
### 6.1 Analogni in digitalni senzorji razdalje (odmika) in kota zasuka

#### 6.1.1 Potenciometer

Drsni upori so najstarejši in najenostavnejši merilni členi s katerimi lahko merimo vzdolžni ali kotni pomik. Izdelani so v treh različnih tehnologijah:

- drsni upori z navito uporovno žico,
- drsni upori s prevodno plastjo iz umetne mase,
- drsni upori z naparjeno kovinsko plastjo.

V praksi danes prevladujejo potenciometri izdelani po drugi tehnologiji, ki zagotavlja nizko končno ceno, kot tudi veliko zanesljivost tako izdelanih potenciometrov. Vgradimo jih lahko tudi na mesta, kjer vladajo izjemni klimatski pogoji kot so visoka temperatura, radiaktivno sevanje in veliki mehanski tresljaji. Električno shemo potenciometriškega sistema kaže slika 1.

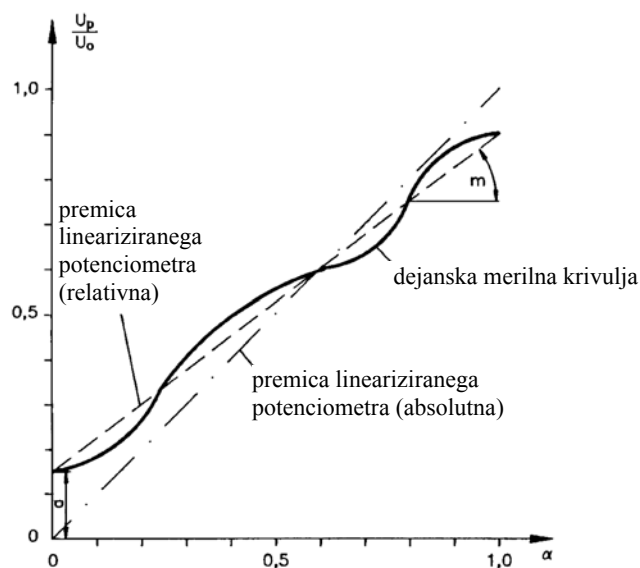


Slika 1: Potenciometer s sledilnikom napetosti (impedančno prilagoditvijo)

Operacijski ojačevalnik v vezavi napetostnega sledilnika služi za impedančno prilagoditev med potenciometrom in bremenom, s katero preprečimo nelinearnost statične odvisnosti  $u_p(\alpha)$  zaradi obremenitve potenciometra.

Linearnost precizijskega potenciometra je najpomembnejša značilka kakovosti. Ločimo med *relativno* in *absolutno* linearnostjo.

Če na potenciometer (slika 1) priključimo konstantno napetost in drsni potenciometra pomikamo od ene do druge skrajne lege (kar ustreza vzdolžnemu pomiku ali kotnemu zasuku merjenega telesa), dobimo na izhodu vezja napetost, katere velikost v odvisnosti od lege kaže slika 2.



Slika 2: Absolutna in relativna linearnost

Iz poteka relativne velikosti izhodne napetosti razberemo, da potek ni premo sorazmeren s pomikom drsnika. Razberemo lahko začetno odstopanje  $a$  (pri  $\alpha = 0$ ) in od nazivne vrednosti različen naklon (strmino)  $m$  linearizirane krivulje. Odstopanje trenutne vrednosti od linearizirane krivulje s strmino  $m$  (premica relativne linearnosti) označujemo kot pogrešek. Pri tem se moramo zavedati, da smemo  $a$  in  $m$  izbrati poljubno, s čimer lahko dosežemo, da v ožje podanem merilnem območju pogrešek zmanjšamo pod nazivno vrednost.

Absolutna linearnost potenciometra pa se vedno nanaša na linearizirani senzor, katerega odvisnost ponazorimo s premico, ki povezuje mejni točki merilnega območja (0,0) in (1,1). Kakovost različnih potenciometrov je možno torej objektivno ovrednotiti le, če je znana njihova absolutna linearnost.

Pogrešek in nelinearnost takšne meritve sta odvisna tudi od vpliva temperature na uporovno plast potenciometra in na pripadajoče elektronsko vezje. Pomembno vlogo ima mehanski sklop potenciometra z gibajočim telesom, katerega pozicijo merimo. Značilna porazdelitev pogreškov zaradi raznih vplivov tipičnega predstavnika takšnega merilnega člena je razvidna v tabeli 1.

Tabela 1: Bilanca pogreškov

absolutna (ne)linearnost potenciometra	0,2 %
temperaturni koeficient potenciometra	0,03 %
pogrešek zaradi mehanske sklopitve	0,1 %
temperaturni pogrešek elektronskega vezja	0,07 %
<b>vsota</b>	<b>0,40 %</b>

Pri merilniku zasuka z merilnim dosegom  $120^\circ$  bi imel takšen merilni člen pogrešek v iznosu  $\pm 0,48^\circ$ .

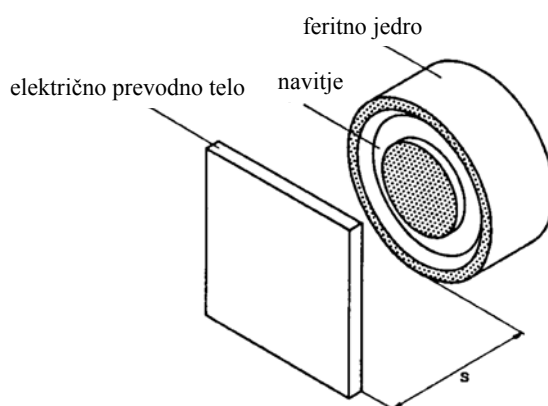
Tabela 2: Področja uporabe

procesna tehnika	povratna informacija s servovalvov in elektropnevmatskih zasunov, merjenje sile pri vzmetnih sistemih
cestni in železniški promet	merjenje naklona cestišča
fototehnika	krmiljenje zaslonke
letalska tehnika	povratna informacija z višinskega krmila, krmiljenje pristajalnih zakrilc
robotika	merjenje poti in zasuka
ladijska tehnika	povratna informacija s krmila

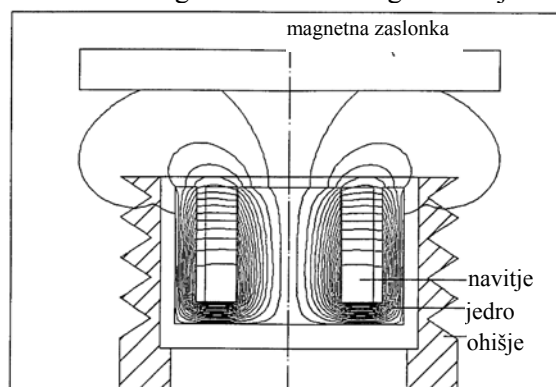
### 6.1.2 Induktivni senzorji razdalje

Induktivni senzorji se v praksi pojavljajo predvsem v obliki induktivnih končnih stikal. Pri pomiku kovinskega predmeta v bližino senzorja, se mu spremeni izhodni signal iz enega logičnega stanja v drugega. Redkeje imajo ti senzorji analogni, zvezni signal. Aktivno področje se nahaja v območju od nekaj milimetrov do nekaj centimetrov.

**Princip delovanja:** Induktivni senzor se sestoji iz navitja, ki je nameščeno na feritno jedro v obliki lončka (slika 3). Prikazana zgradba ima za posledico, da magnetno polje izhaja predvsem iz čelne strani feritnega jedra, kot je to razvidno na sliki 4.

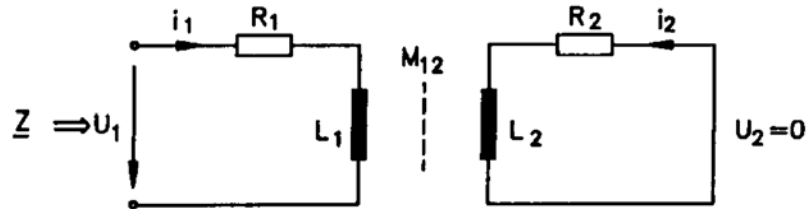


Slika 3: Zgradba induktivnega senzorja



Slika 4: Oblika magnetnega polja na čelni strani induktivnega senzorja

Če približamo senzorju predmet, ki je električno prevoden, se v njem zaradi izmeničnega magnetnega polja pojavi vrtnični tok. Kombinacijo induktivnega senzorja in merjenca lahko poenostavljeno prikažemo z njuno nadomestno električno shemo (slika 5). Navitje pri tem predstavlja primarno navitje transformatorja, medtem ko ima električno prevoden merjenec vlogo nizkoimpedančnega bremena na sekundarni strani (kratek stik).



Slika 5: Nadomestna električna shema induktivnega senzorja

Velikost vrtničnih tokov se preko magnetnega sklopa ( $M_{12}$ ) preslika na primarno stran, zaradi česar se spremeni upornost primarnega tokokroga. Za prikazano vezje (Slika 5) zapišemo ravnotežni napetostni enačbi primarnega in sekundarnega tokokroga

$$\begin{aligned} u_1 &= (R_1 + j\omega L_1) \cdot i_1 + j\omega M_{12} \cdot i_2 \\ u_2 &= (R_2 + j\omega L_2) \cdot i_2 + j\omega M_{12} \cdot i_1 = 0 \end{aligned}$$

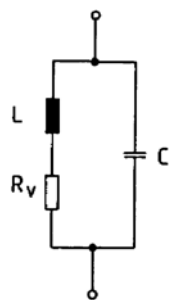
Od tod dobimo

$$\begin{aligned} Z = \frac{u_1}{i_1} &= (R_1 + j\omega L_1) \cdot i_1 + (R_2 - j\omega L_2) \cdot \frac{\omega^2 M_{12}^2}{R_2^2 + (\omega L_2)^2} \\ \text{Re}(Z) &= R_1 + R_2 \cdot \frac{\omega^2 M_{12}^2}{R_2^2 + (\omega L_2)^2} \\ \text{Im}(Z) &= \omega L_1 + \omega L_2 \cdot \frac{\omega^2 M_{12}^2}{R_2^2 + (\omega L_2)^2} \end{aligned}$$

Iz izraza za realno vrednost je razvidno, da se ob navzočnosti električno prevodnega telesa poveča upornost primarnega tokokroga induktivnega senzorja z začetne vrednosti, ki je enaka upornosti navitja, za delež, ki je odvisen od  $R_2$ ,  $L_2$ ,  $M_{12}$  in krožne frekvence  $\omega$ . Imaginarni del primarne impedance se občutno spreminja le pri majhnih razdaljah merjenca od senzorja, zato detekcija električno prevodnega telesa sloni na merjenju upornosti  $\text{Re}(Z)$ .

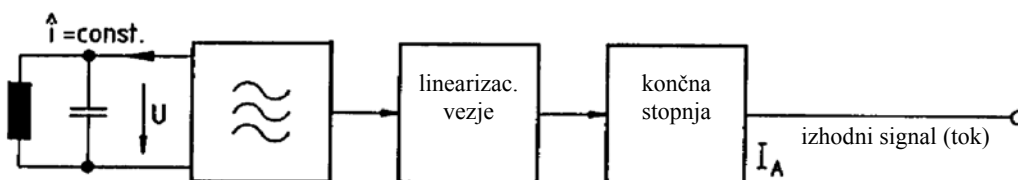
Povečanje realnega dela primarne impedance je odvisno od odmika električno prevodnega merjenca ter predvsem od njegove električne prevodnosti kot tudi permeabilnosti materiala. Največjo spremembo upornosti dosežemo pri predmetih iz jekla.

**Elektronsko vezje induktivnega merilnika:** Osnova elektronskega vezja je induktivni senzor, ki mu je paralelno vezan kondenzator. Skupaj tvorita vzporedni nihajni tokokrog (slika 6), ki se mu v odvisnosti od navzočnosti električno prevodnega predmeta spreminja dušenje zaradi povečane upornosti  $R_V$ .

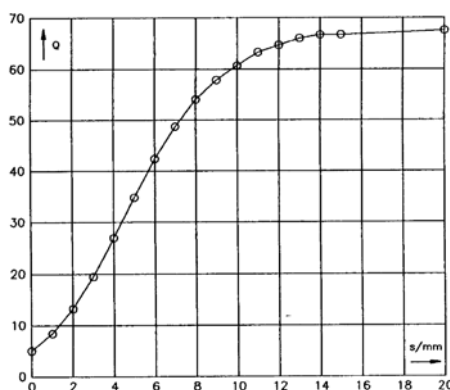


Slika 6: Nadomestna električna shema nihajnega tokokroga z induktivnim senzorjem

Blokovno shemo induktivnega merilnika razdalje (odmika električno prevodnega telesa) kaže Slika 7. Nihajni krog je sestavni del električnega oscilatorja, ki se mu vsled različnega dušenja spreminja kvaliteta ( $Q = \omega L / R_V$ ). S približevanjem prevodnega telesa se kakovost nihajnega tokokroga zmanjša, saj se upornost  $R_V$  zaradi vrtničnih izgub v merjencu poveča. Posledično se zmanjša tudi amplituda napetosti na oscilatorju (Slika 8).



Slika 7: Blokovna shema induktivnega merilnika z analognim izhodom

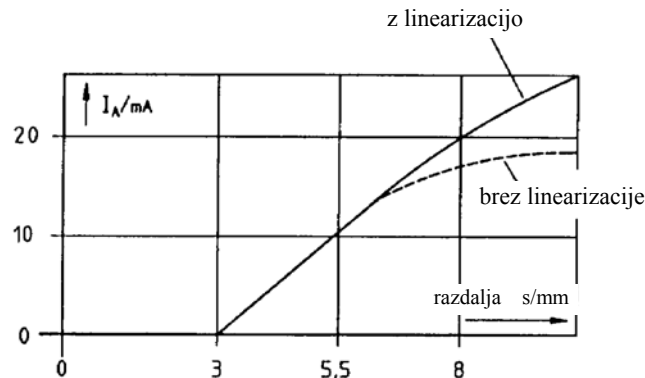


Slika 8: Kvaliteta nihajnega kroga v odvisnosti od odmika električno prevodnega telesa

Oscilacijsko vezje napaja nihajni krog z izmeničnim tokom konstantne amplitude, zato je amplituda napetosti premo sorazmerna

$$U \approx \sqrt{1 + Q^2}.$$

Za kvaliteto navitja večjo od 10 lahko predpostavimo, da je izhodna napetost oscilacijskega vezja v določenih mejah sorazmerna odmiku električno prevodnega telesa od senzorja. Frekvenca izhodne napetosti se giblje v območju od nekaj kHz do nekaj MHz. Z linearizacijskim vezjem je možno uporabni merilni doseg induktivnih senzorjev z analognim izhodom povečati navzgor (in linearizirati), medtem ko pri drugih takšni ukrepi niso obvezni. Končna stopnja v merilni verigi pretvarja napetost oscilacijskega vezja v izhodni tok (slika 9).

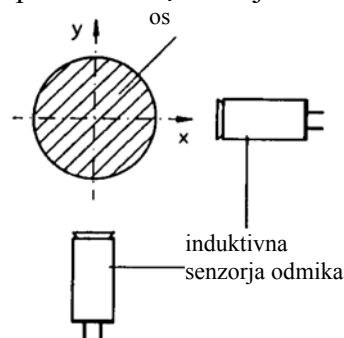


Slika 9: Izhodni tok induktivnega senzorja v odvisnosti od odmika prevodnega telesa

Karakteristični podatki induktivnih senzorjev so podani nanašajoč se na referenčno prevodno telo iz jekla (St 37). Pri uporabi nejeklenih teles se uporabno merilno območje premakne ter zoži. Induktivni senzorji z analognim izhodom se najpogosteje uporabljajo za brezkontaktno merjenje razdalje ter detekcijo (zaznavo) kovin.

Interesanten primer uporabe induktivnega senzorja z analognim izhodom je krmiljenje robotske roke. Za posluževanje robotske roke potrebujemo od tri do šest senzorjev odmika oziroma razdalje, pri čemer so induktivni senzorji zaradi njihove mehanske robustnosti in majhnih dimenzij še posebej primerni.

Induktivni senzor lahko uporabimo tudi na primer za regulacijo lege osi motorja z magnetnim ležajem. Senzorja sta postavljena pravokotno drug na drugega (slika 10). Pri izmiku osi iz središča postaneta signala senzorjev različna, pri čemer je možno glede na pomejeno spremembo korigirati tok v posameznem vzbujevalnem navitju. Pri tovrstni aplikaciji je mnogo bolj kot linearnost senzorja pomembna ponovljivost izmerjenega izhodnega signala.

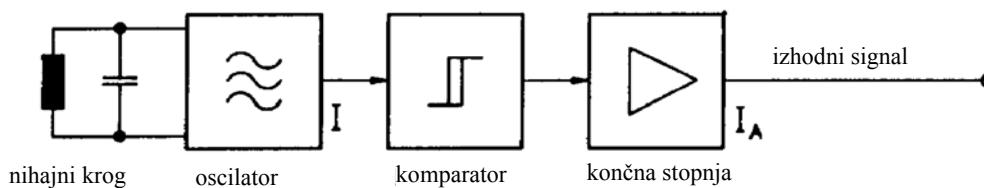


Slika 10: Primer uporabe – centriranje osi

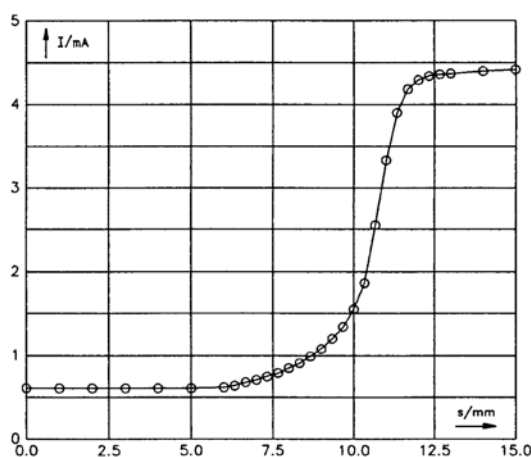
## Induktivno končno stikalo

Induktivni senzor je pogosteje uporabljen kot brezkontaktno končno stikalo kot pa merilnik razdalje. Zgradbo induktivnega senzorja kaže slika 11, kjer je razvidno, da izhodni signal senzorja, priključimo na komparator. Slednji primerja merjeno vrednost s prednastavljeno. Da dosežemo čim večjo občutljivost stikala, mora prednastavljena vrednost komparatorja sovpadati z maksimalnim porastom izhodnega toka senzorja v odvisnosti od razdalje (slika 12). Komparator preko vmesne končne stopnje generira dve diskretni vrednosti izhodnega

toka, ki ustrežata "sklenjenemu" in "razklenjenemu" (prevodno telo se nahaja na razdalji večji oz. manjši od prednastavljene) induktivnemu stikalu.

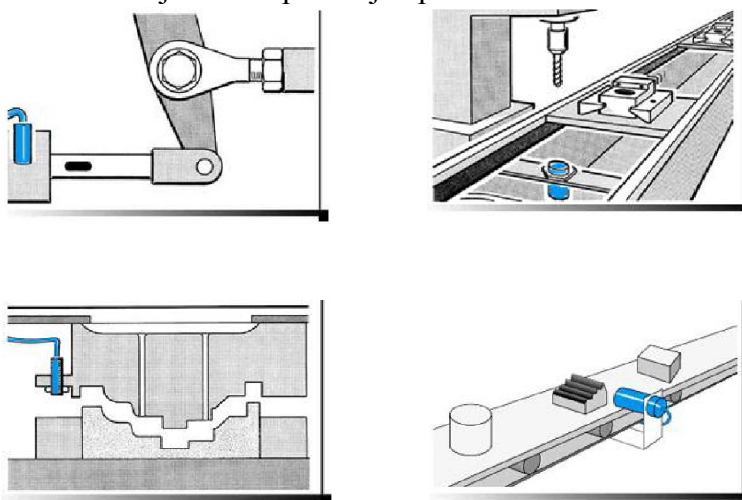


Slika 11: Blokovna shema induktivnega končnega stikala



Slika 12: Velikost izhodnega toka v odvisnosti od razdalje

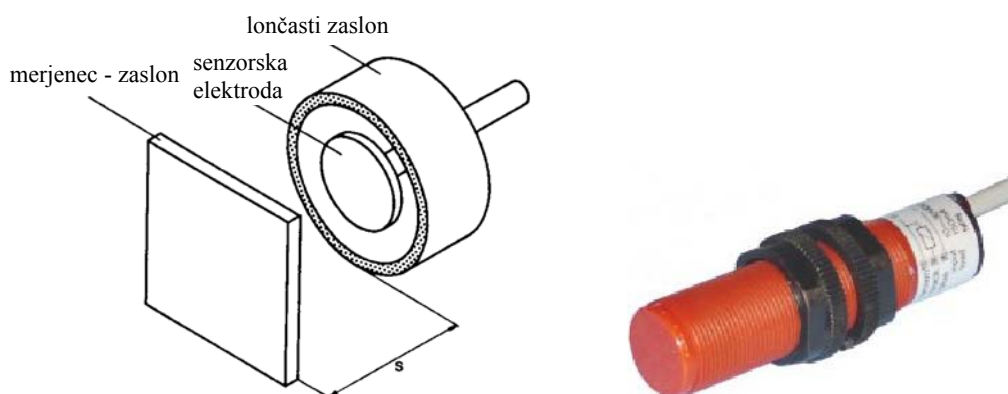
Induktivna končna stikala imajo široko področje uporabe.



Slika 13:

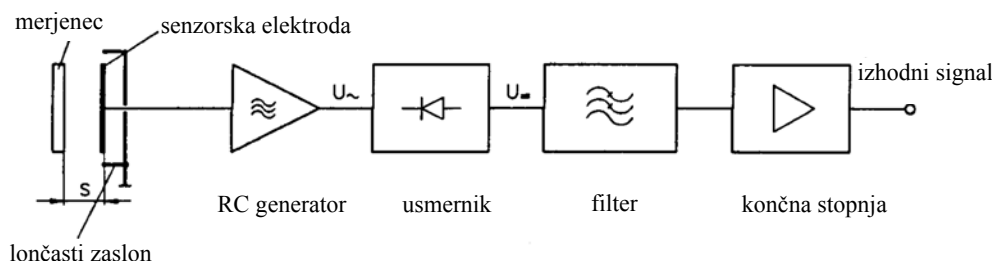
### 6.1.3 Kapacitivni senzorji razdalje

Aktivni del kapacitivnega senzorja razdalje oziroma odmika tvori ploščata elektroda in lončasto oblikovani zaslon (slika 14). Skupaj sestavljata kondenzator s kapacitivnostjo  $C_g$ . Njegova kapacitivnost se spreminja s približevanjem premičnega zaslona (merjenega telesa) za iznos  $\Delta C$ .



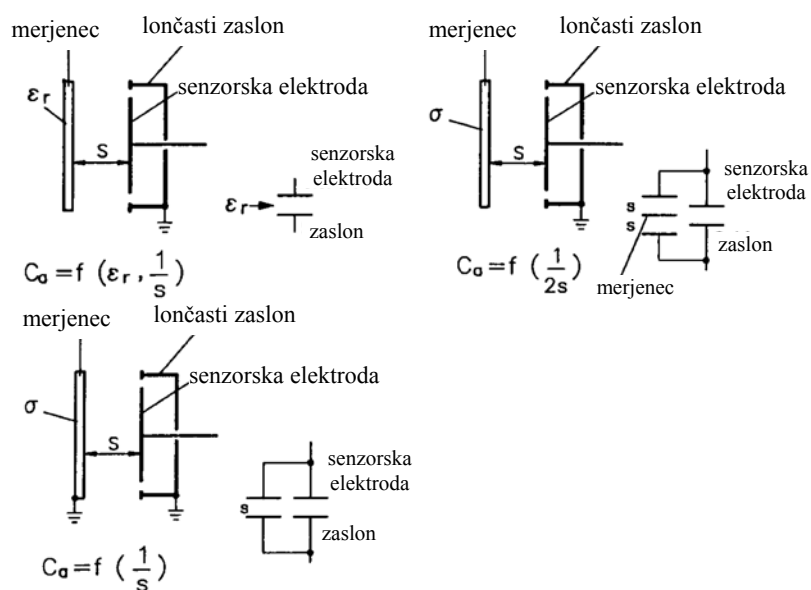
Slika 14: Zgradba in izgled kapacitivnega senzorja razdalje

Kondenzator je sestavni del RC generatorja, čigar izhodna napetost je odvisna od dejanske kapacitivnosti  $C = C_g + \Delta C$  med senzorsko elektrodo in lončasto oblikovanim zaslonom. Blokovno shemo končnega stikala, katerega delovanje sloni na kapacitivnem senzorju, kaže **Slika 15**. Izhodno napetost RC generatorja se usmeri in nato s filtri odstrani nezaželeni frekvenčni pas. Tako preoblikovano napetost se na izhodu ponovno pretvori v ustrezen tok.



Slika 15: Blokovna shema kapacitivnega končnega stikala

Sprožitev (vklop/izklop) takšnega kapacitivnega stikala lahko v principu dosežemo na tri različne načine. Razlikujemo primer, ko je merjenec neprevodno telo ter ko imamo opraviti z električno prevodnim telesom, ki je bodisi ozemljen ali neozemljen (slika 16).



Slika 16: Kapacitivnost senzorskega elementa glede na vrsto merjenca



V primeru neprevodnega merjenca (steklo ali umetne mase) se kapacitivnost senzorju poveča zgolj zaradi spremembe dielektrika v področju, kjer električno polje izhaja iz senzorske elektrode. Povečanje kapacitivnosti je zanemarljivo in odvisno od velikosti merjenca in njegove dielektrične konstante. Primerni so zgolj za izredno majhne odmike merjenca od senzorske elektrode.

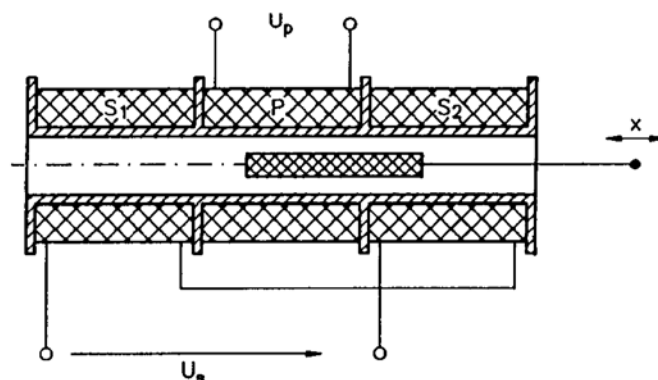
Pri približanju izoliranega prevodnega telesa v bližino senzorske elektrode, nastaneta paralelno k kondenzatorju s kapacitivnostjo  $C_g$  še dva dodatna kondenzatorja, ki sta povezana zaporedno. Slednji kapacitivnosti nastopita med senzorsko elektrodo in merjencem ter med merjencem in lončastim zaslonom. Sprememba kapacitivnosti takšnega senzorja je mnogo večja kot v prvem primeru.

Največjo spremembo kapacitivnosti ter s tem ustrezno tudi največjo razdaljo, pri kateri preklopi stikalo, dobimo, če je merjenec električno prevoden in ozemljen. V tem primeru dodatna kapacitivnost (kapacitivnost med senzorsko elektrodo in merjencem) leži neposredno paralelno k osnovni kapacitivnosti  $C_g$ .

Preklopa kapacitivnega končnega stikala pa ni možno doseči le, če ima merjenec povsem ravno površino, kot je bil to slučaj v do sedaj podanih primerih. Kot merjenec lahko nastopijo poljubno oblikovana trda telesa, sipki materiali ter tekočine. Številne so rešitve, kjer je geometrija senzorja nespremenljiva, senzor pa reagira na spremembo medelektrodnega dielektrika (merjenje relativne vlažnosti). Vgrajeni RC generatorji teh senzorjev so tako dimenzionirani, da začno oscilirati šele ob približanju merjenca na maksimalno podano razdaljo.

#### 6.1.4 Diferencialni transformator

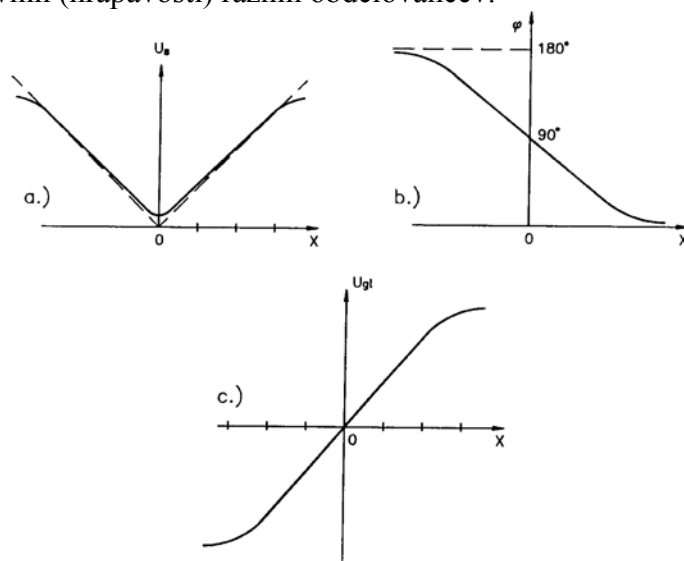
Diferencialni transformator cilindrične oblike (slika 17) se sestoji iz primarnega navitja in dveh sekundarnih. Magnetni sklep med navitji se spreminja glede na lego premičnega feromagnetnega jedra. Primarno navitje vzbujamo z izmenično napetostjo s frekvenco v kiloherznem področju.



Slika 17: Zgradba diferencialnega transformatorja

Če se jedro nahaja v središčni legi, se v obeh sekundarnih navitjih inducira enaka napetost. Izhodna napetost je zaradi protistične vezave navitij enaka nič (slika 18 - a). Z izmikom jedra v eno ali drugo smer se izhodna napetost poveča, pri čemer je njena odvisnost od lege simetrična na izhodiščno lego  $x = 0$ . Podobno velja za fazni premik med primarno in izhodno napetostjo (slika 18 - b). Izhodno napetost, ki bi bila enopomensko povezana z odklikom jedra

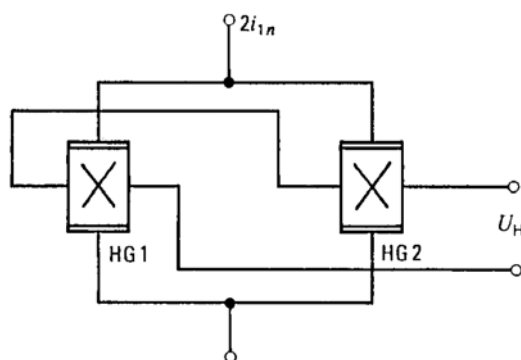
iz izhodiščne lege (Slika 18 - c), dobimo z usmerjanjem napetosti v t.i. fazno selektivnem usmerniku z izhodno napetostjo  $U_{gl}$ . Občutljivost takšne merilne priprave je zelo visoka. Zaznati in izmeriti je možno premike v velikosti  $\pm 3 \mu\text{m}$ . Opisani merilnik je možno uporabiti za odčitavanje neravnin (hrapavosti) raznih obdelovancev.



Slika 18: Karakteristike diferencialnega transformatorja: a) vsota sekundarnih napetosti  $U_S = f(x)$ ; b) fazni premik  $\varphi (U_P \rightarrow U_S)$ ; izhodna napetost fazno selektivnega usmernika  $U_{gl}$

### 6.1.5 Detekcija položaja s Hallovim in magnetouporovnim senzorjem

Detekcija položaja s Hallovim in magnetouporovnim senzorjem je bila na kratko opisana že pri opisu fizikalnega ozadja obeh principov. Senzorja lahko uporabimo za detekcijo položaja trajnega magneta kot tudi položaja mehkomagnetnega materiala, a le pod pogojem, da senzorju zagotovimo magnetno "predvzbujanje". To storimo tako, da senzor pritrdimo na čelno ploskev trajnega magneta. V obeh primerih dobimo najboljše rezultate, če uporabimo diferencialni senzor kot ga kaže slika 19.

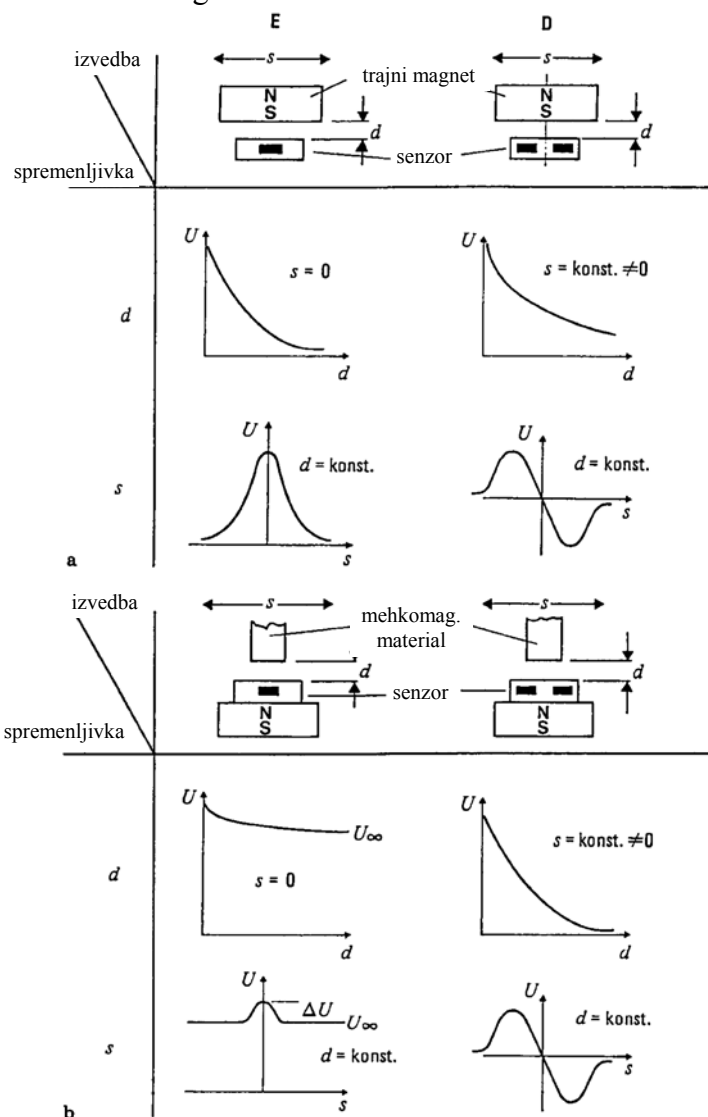


Slika 19: Diferencialno vezje sestavljeno iz dveh Hallovih senzorjev

Oba načina detekcije sta podrobneje prikazana s pomočjo slike 20. Relativno gibanje trajnega magneta v vertikalni smeri  $d$  in vzdolžni smeri  $s$  kaže slika 20-a. V primeru posamičnega Hallovega ali magnetouporovnega senzorja izhodni signal senzorja ( $s = 0$ ) upada z naraščanjem razdalje  $d$ , medtem ko pri vzdolžnem premiku ( $d = \text{konst.}$ ) dobimo na izhodu senzorja simetrično odvisnost izhodnega signala glede na izhodišče  $s = 0$ . Pri diferencialni različici senzorja izhodni signal ( $s = \text{konst.} \neq 0$ ) upada z razdaljo  $d$ , medtem ko je pri

vzdolžnem premiku odvisnost izhodne napetosti senzorja simetrična glede na izhodiščno točko  $(U,s) = (0,0)$ .

Detekcijo in premik mehkomagnetnega telesa lahko zaznamo in pomerimo na način kot ga kaže slika 20-b. Opraviti imamo s tako imenovanim odprtim (nezaključenim) magnetnim tokokrogom, ki je v osnovi sestavljen iz trajnega magneta in senzorja. Magnetno polje trajnega magneta povzroči pri izvedbi s posamičnim senzorjem v njem dovolj veliko gostoto magnetnega polja, tako da je izhodna napetost senzorja  $U_\infty(s, d \rightarrow \infty)$  mnogo večja od koristne spremembe izhodne napetosti  $\Delta U$ . Da iz izhodnega signala izluščimo koristno informacijo ( $\Delta U$ ), moramo signal nadalje obdelati s kompleksnimi elektronskimi vezji. Njihovi uporabi se izognemo z uvedbo diferencialnega senzorja. Pri vertikalnem in vzdolžnem premiku ( $s, d \rightarrow \infty$ ) kot tudi pri  $s = 0$  gre izhodna napetost proti vrednosti nič. Takšno napetost je nadalje možno mnogo lažje ojačiti ali kako drugače obdelati.



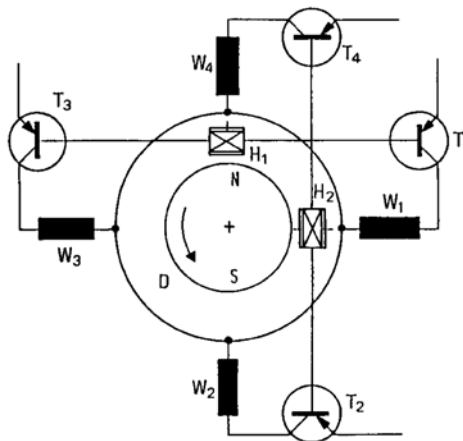
Slika 20: Principialne izvedbe senzorjev razdalje oziroma odmika ter odvisnosti izhodne napetosti pri premiku trajnega magneta (a) ter pri premiku mehkomagnetnega telesa (b)

Poleg prikazanih rešitev detekcije mehkomagnetnih teles ali teles z lastnostmi trajnega magneta, ki temelje na odprtem magnetnem tokokrogu, obstaja mnogo konstrukcij z zaprtim magnetnim tokokrogom, kjer je senzor vstavljen v ozko zračno režo v mehkomagnetni poti.

Opisani senzorji razdalje oziroma odmika se v praksi pojavljajo v zaključeni celoti, lahko pa so tudi del drugih senzorjev neelektričnih veličin. Primer takšne rabe je detekcija upogiba diskaste opne, ki se jo uporablja za merjenje tlaka, pri čemer premik opne zaznamo oziroma pomerimo npr. z magnetouporovnim senzorjem. Uporabljamo jih tudi kot detektorje končne lege (končna stikala).

Senzorja magnetnega polja lahko uporabimo tudi za odčitavanje kodiranih informacij, kjer kot kodirni elementi nastopajo izbočeni deli mehkomagnetnega telesa ali na površino pritrjeni trajni magneti (magnetni zapis na kreditnih karticah).

Poseben primer uporabe Hallovih senzorjev srečamo pri krmiljenju elektronsko komutiranega motorja, kjer senzorja (slika 21) služita za detekcijo lege rotorja motorja na katerem so pritrjeni trajni magneti. Vzbujevalna navitja so nameščena na statorju stroja. Za pravilno delovanje motorja t.j. za razvijanje maksimalnega momenta moramo navitja ( $W_1$  do  $W_4$ ) vzbujati pravi čas, in sicer tedaj, ko vektor statorskega magnetnega vzbujanja oklepa z vektorjem rotorskega polja kot 90 stopinj. Proženje tranzistorjev je torej neposredno pogojeno s trenutno lego rotorja.



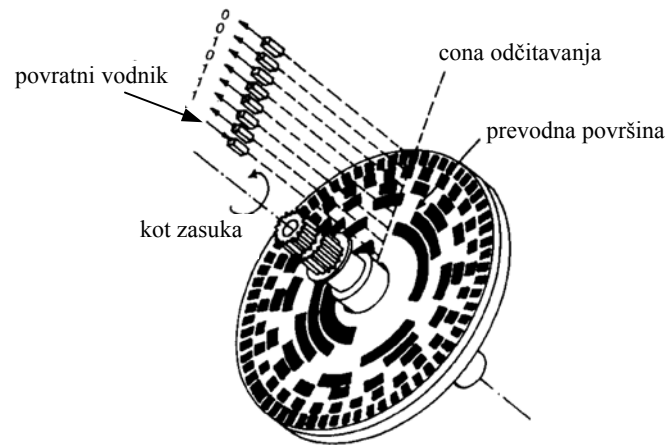
Slika 21: Principialna zgradba elektronsko komutiranega motorja in uporaba Hallovih senzorjev za detekcijo rotorske lege

Hallova senzorja se nahajata v zračni reži med rotorjem in statorjem, tako da se skozi njiju sklepa magnetno polje rotorja, lahko pa senzorja namestimo tudi ob čelo rotorja, pri čemer senzorja detektirata stresano rotorsko polje. Ne glede na mesto namestitve je njuna izhodna napetost premo sorazmerna krmilnemu toku senzorjev (ponavadi je konstanten) ter trenutni smeri in velikosti rotorskega polja. Velikost izhodne napetosti je tako neodvisna od vrtilne hitrosti rotorja.

### 6.1.6 Senzorji odmika in kota zasuka z digitalno kodirano izhodno veličino

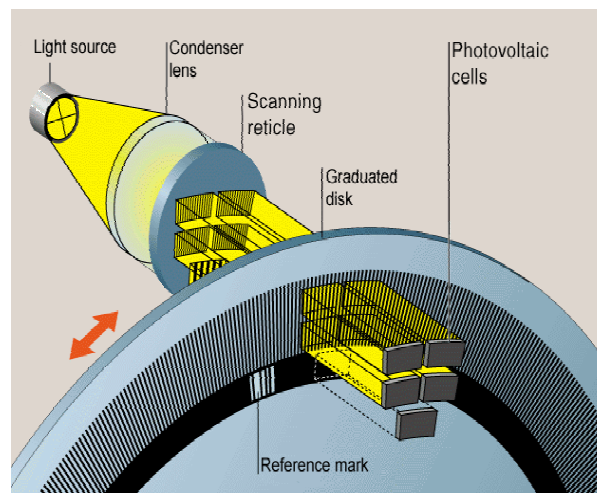
Pri senzorjih odmika in kota zasuka je vsaki vrednosti merjene veličine prirejena enolična digitalno kodirana izhodna vrednost, ki je lahko podana v serijskem ali paralelnem zapisu. Najbolj poznan predstavnik senzorja kota zasuka je kodirni obroč (slika 22). Sestoji se iz gredi na katero je nameščen disk z oblikovanim kodirnim vzorcem. V kombinaciji z merilnim kolesom ali z gonilnim vretenom in z zobato letvijo se lahko takšen senzor uporabi tudi za

merjenje poti. Disk s kodirnim vzorcem je narejen iz prevodnega materiala na katerega je izmenaje pritrjen izolativni material. Odčitavanje kodirne vrednosti je izvedeno s pomočjo drsnih kontaktov skozi katere se zaključí tok povratnega vodnika.



Slika 22: Kodirni obroč merilnika kota zasuka

Pogostejša je izvedba kodirnega kolesa, kjer je kodirni vzorec "zapisan" v materialu, ki bodisi prepušča ali preprečuje prehod svetlobnemu žarku, ki se uporablja za "odčitavanje" kodirne vrednosti ().



Slika 23: Izgled inkrementalnega dajalnika z odčitavanjem preko svetlobne zavese

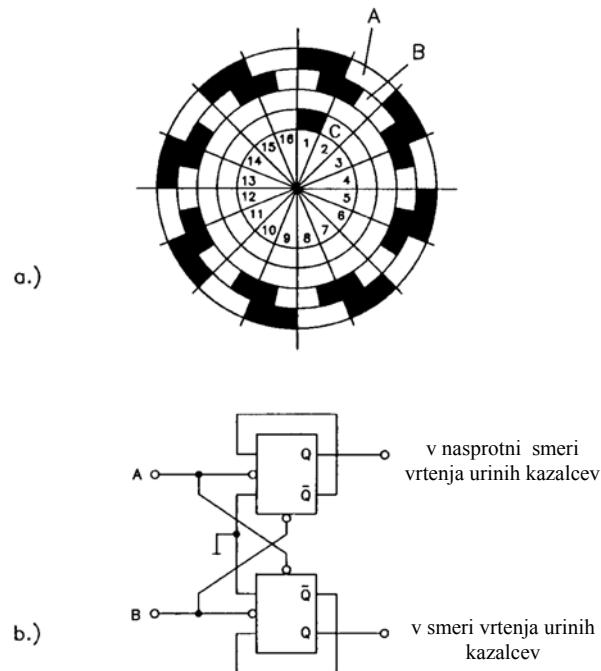
Poznamo tudi izvedbe kodirnih diskov, kjer je kodirni vzorec podan z izmenično porazdelitvijo mehkomagnetnega materiala po površini diska. Merilnike kota zasuka delimo na:

inkrementalne dajalnike (dajalnik relativnega zasuka) in  
absolutne dajalnike.

#### 6.1.6.2 Inkrementalni dajalniki kota zasuka

Najenostavnejši je enokanalni inkrementalni dajalnik (slika 24). Na površini diska takšnega merilnika je nanešena le ena kodirna sled (sled A-slika 24), ki se jo odčitava s pomočjo t.i.

svetlobne zapore. Število izhodnih impulzov pri zavrtitvi diska za poln obrat je odvisno od delitve kodirne sledi.



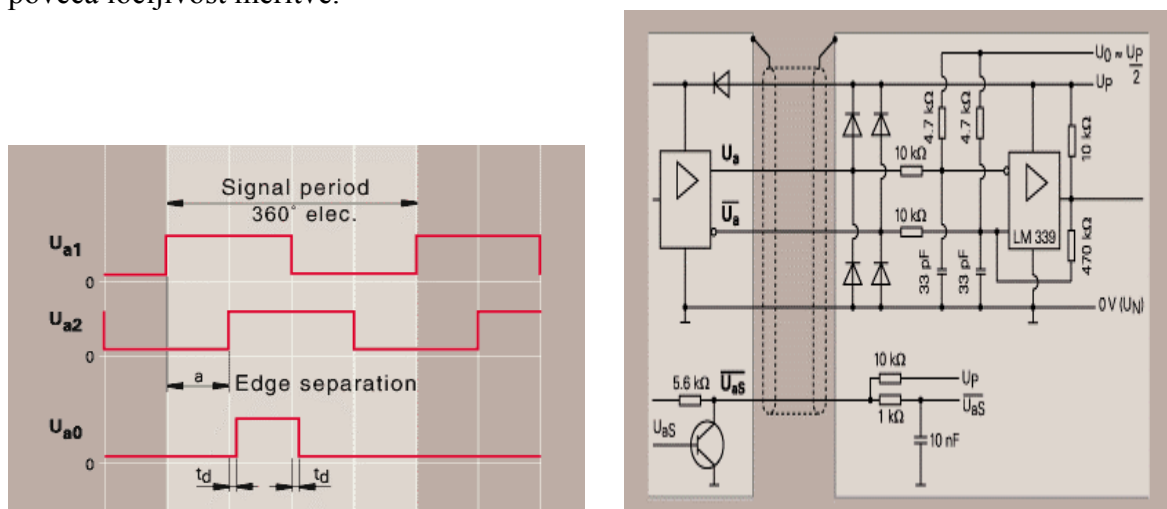
Slika 24: Inkrementalni dajalnik: a) enokanalni (A), dvokanalni (A+B), trikanalni (A+B+C); b) vezje za detekcijo smeri vrtenja dvokanalnega dajalnika

Če se na disku na primer nahaja 360 po obodu enakomerno porazdeljenih segmentov, bo dajalnik na svojem izhodu "produciral" 360 impulzov pri polnem obratu diska. Število segmentov se giblje med 6000 pri dajalnikih manjših dimenzij do 720000 pri najzahtevnejših. Ker se s takšnim dajalnikom ne more zaznati smeri vrtenja, se jih uporablja zgolj za najpreprostejše naloge, kjer je smer vrtenja nedvoumno določena (elektronski digitalni tahometer).

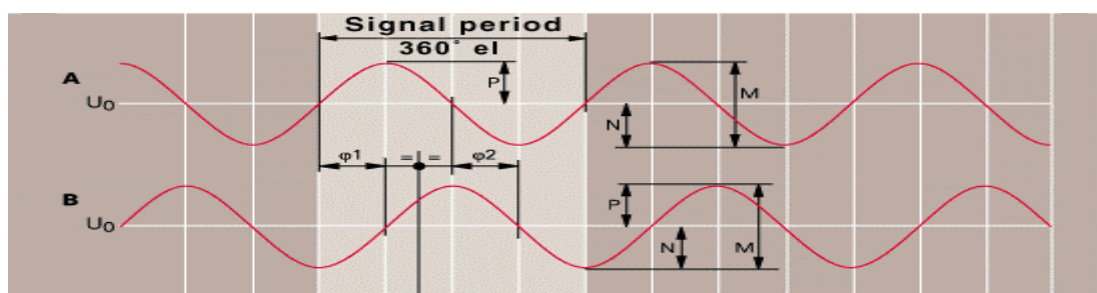
Število impulzov na izhodu dvokanalnega inkrementalnega dajalnika je odvisno pravtako od števila segmentov, ki tvori posamezno sled na obodu diska. Dvokanalni dajalnik ima dve sledi (A in B) s pripadajočima svetlobnima zaporama, ki sta nameščeni tako, da pri vrtenju diska dajalnik generira izhodna signala (zaporednje pravokotnih impulzov) z medsebojnim faznim premikom 90 električnih stopinj. Na tej osnovi je omogočena detekcija smeri vrtenja, ki se jo zazna z enostavnim elektronskim vezjem (slika 24-b). Vezje generira ustrezno logično vrednost glede na to ali ima signal B v trenutku naraščajoče strmine signala A logično vrednost 0 ali vrednost 1.

Poznamo tudi inkrementalne dajalnike s tretjo kodirno slednjo, ki jo sestavlja le en segment. Namenjena je detekciji ničelne oziroma referenčne lege. Z njim povezan ničelni impulz koristimo na primer, da elektronski števec s katerim štejemo impulze sosednjih sledi ob prehodu ničelne lege prenavajamo na vnaprej podano vrednost. Absolutne lege rotirajočega telesa, ki jo merimo z inkrementalnim dajalnikom, torej ne poznamo vse dokler merilna naprava ne zazna prehoda preko ničelne lege. To slabost zaobidemo z absolutnimi dajalniki kota zasuka.

Inkrementalni dajalniki z magnetnim zapisom kodirne sledi imajo izhodna signala podana v obliki zaporedja impulzov, ki sta fazno premaknjena za 90 električnih stopinj, še pogosteje pa imajo ti dajalniki dva dodatna izhodna signala. Namreč magnetni zapis je možno oblikovati tako, da ga pri enakomernem vrtenju diska detekcijska glava zazna v obliki dveh sinusnih signalov, ki sta zopet fazno premaknjena (slika 26). Na ta način se namreč lahko občutno poveča ločljivost meritve.



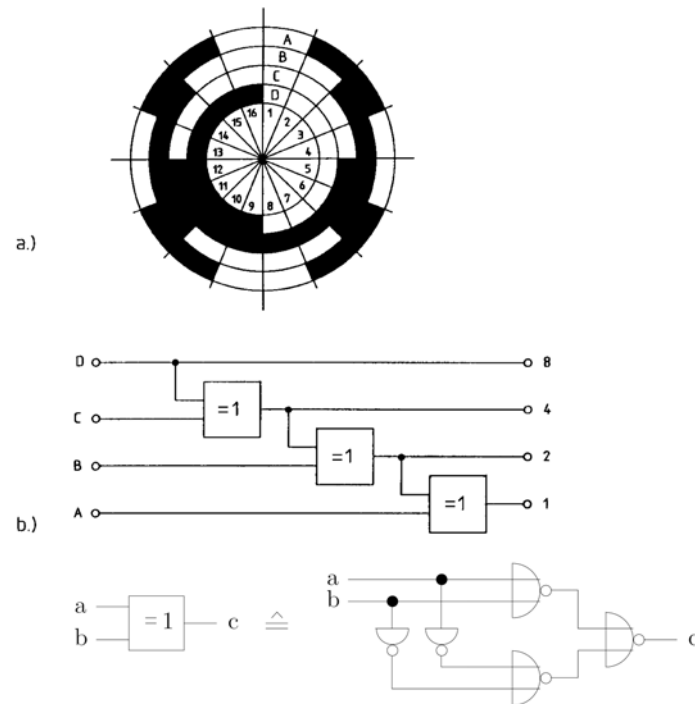
Slika 25: Izhodni (impulzni) signali inkrementalnega dajalnika in prilagodilno vezje



Slika 26: Analogni signal inkrementalnega dajalnika

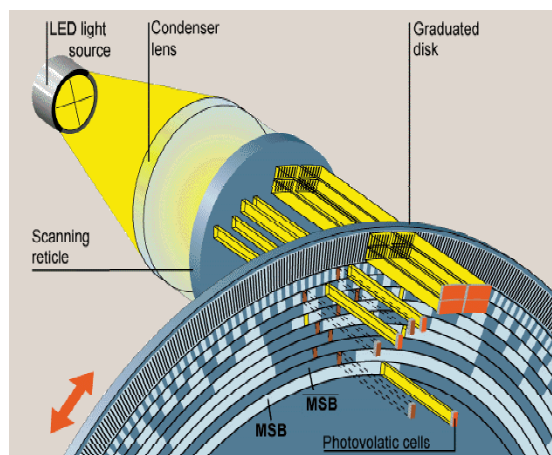
### Absolutni dajalniki kota zasuka

Njihova zgradba je podobna inkrementalnim, le da se na disku nahaja več vzporednih kodirnih sledi (slika 27), ki so oblikovane po ključu enoumno določenih kod (binarna koda, Gray-eva koda). S pomočjo obeh kod lahko vsak trenutek določimo absolutno lego, pri čemer je ločljivost podana s številom ( $n$ ) kodnih sledi in je enaka  $360^\circ/2^n$ . Bistvena prednost absolutnih dajalnikov se pokaže zlasti v aplikacijah, kjer so prisotne pogoste električne motnje. Slednje povzročijo trajno spremembo na izmerjeni vrednosti, saj elektronski števec zazna motnjo kot legalni impulz inkrementalnega dajalnika, medtem ko trajnega vpliva motnje pri absolutnih dajalnikih ni.



Slika 27: a) Kodirni zapis na disku absolutnega dajalnika; b) vezje za pretvorbo Gray-eve kode v binarno

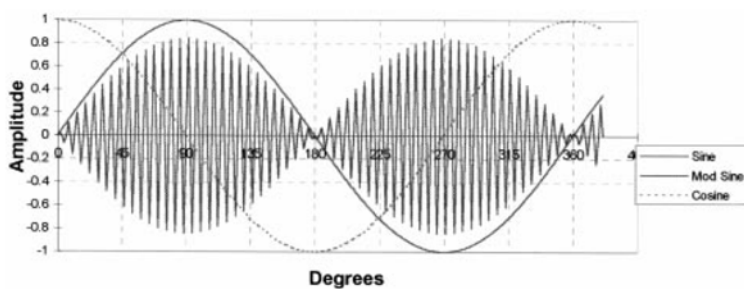
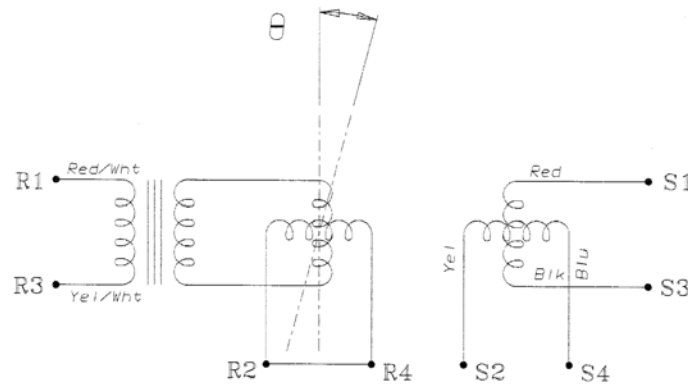
Izmed obeh kod se uporablja pretežno Grayeva koda, ki jo uvrščamo med enokoračne kode. Pri premiku diska za minimalni zasuk (kot ločljivosti) se spremeni vrednost kode zgolj na enem utežnostnem mestu, za razliko od binarne kode, kjer lahko istočasno nastopi sprememba na vseh utežnostnih mestih (prehod iz 01111 v 10000). Edina pomanjkljivost Gray-eve kode je, da postane morebitno nadaljnje računanje v tej kodi nepregledno. To je eden izmed razlogov, da se odčitano lego podano z Gray-ovo kodo pretvori v binarni zapis. Omenjeno pretvorniško vezje realizirano z XOR vrati v NOR vratni tehniki kaže slika 27-b.



Slika 28: Absolutni dajalnik s svetlobno zaveso



## Synchro/resolver

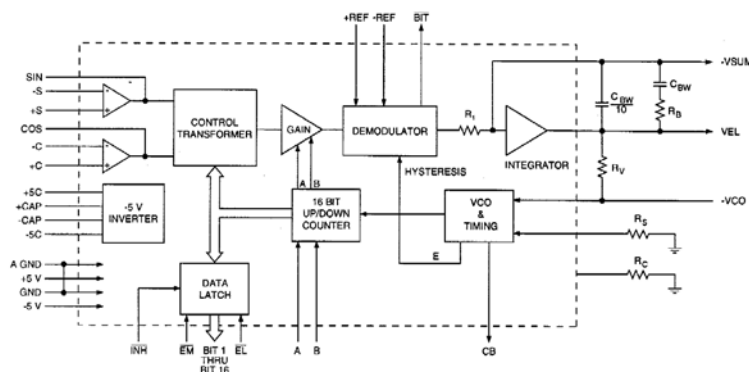


$$\Theta = \arctan \left( \frac{E_x \sin \Theta}{E_x \cos \Theta} \right)$$

### Type II Servo Loop

The motor speed is monitored using the velocity output signal generated by the resolver-to-digital converter. This signal is a dc voltage proportional to the rate of speed, positive for increasing angles and negative for decreasing angles, with a typical linearity specification of 0.25% and a typical reversal error of 0.75%. The error processing is performed using the industry standard technique for type II tracking, resolver-to-digital converters (see Figure 6.98).

The dc error is integrated, yielding a velocity voltage that drives a voltage-controlled oscillator (VCO). This VCO is an incremental integrator (constant voltage input to position rate output) that together with the velocity integrator, forms a type II critically damped, servo feedback loop. This information allows the motor to maintain constant speeds under varying loads when it is interfaced with a programmable logic controller (PLC). The PLC-based architecture is used for I/O intensive control applications. The PLC provides a low-cost option for those developers familiar with its ladder logic programming language. Integration of the motion, I/O, operator's interface, and communication are usually supported through additional cards that are plugged into the backplane.



For a resolver-to-digital converter, the resolver information is presented to a solid-state resolver conditioner that reduces the signal amplitude to 2 V rms sine and cosine; the amplitude of one being proportional to the sine of  $\theta$  (the angle to be digitized), and the amplitude of the other being proportional to the cosine of  $\theta$ . (The amplitudes referred to are, of course, the carrier amplitudes at the reference frequency, i.e., the cosine wave is actually  $\cos \theta \cos \omega t$ ; but the carrier term,  $\cos \omega t$ , will be ignored in this discussion because it will be removed in the demodulator, and at any rate contains no data). A quadrant selector circuit in the control transformer enables selection of the quadrant in which  $\theta$  lies,

and automatically sets the polarities of the sine  $\theta$  and cos  $\theta$  appropriately, for computational significance. The sin  $\theta$ , cos  $\theta$  outputs of the quadrant selector are then fed to the sine and cosine multipliers, also contained in the control transformer. These multipliers are digitally programmed resistive networks. The transfer function of each of these networks is determined by a digital input (which switches in proportioned resistors), so that the instantaneous value of the output is the product of the instantaneous value of the analog input and the sine (or cosine) of the digitally encoded angle. If the instantaneous value of the analog input of the sine multiplier is cos  $\theta$ , and the digitally encoded “word” presented to the sine multiplier is  $\phi$ , then the output code is cos  $\theta$  sin  $\phi$ . Thus, the two outputs of the multipliers are

From the sine multiplier: cos  $\theta$  sin  $\phi$

From the cosine multiplier: sin  $\theta$  cos  $\phi$

These outputs are fed to an operational subtractor, at the differencing junction shown, so that the input fed to the demodulator is

$$\sin \theta \cos \phi - \cos \theta \sin \phi = \sin (\theta - \phi)$$

The right-hand side of this trigonometric identity indicates that the differencing-junction output represents a carrier-frequency sine wave with an amplitude proportional to the sine of the difference between  $\theta$  (the angle to be digitized) and  $\phi$  (the angle stored in digital form in the up/down counter). This point is the ac error signal brought out as (*e*). The demodulator is also presented with the reference voltage, which has been isolated from the reference source, and appropriately scaled, by the reference conditioner. The output of the demodulator is then, an analog dc level, proportional to sin ( $\theta - \phi$ ), in other words, to the sine of the “error” between the actual angular position of the resolver and the digitally encoded angle,  $\phi$ , which is the output of the counter. This point dc error is sometimes brought out as (*D*) while an addition of a threshold detector will give a built-in-test (BIT) flag. When the ac error signal exceeds 100 LSBs, the BIT flag will indicate a tracking error. This angular error signal is then fed into the error processor and VCO. This circuit consists essentially of an analog integrator whose output (the time integral to the error) controls the frequency of a voltage-controlled oscillator (VCO). The VCO produces clock pulses that are counted by the up/down counter. The “sense” of the error ( $\phi$  too high or  $\phi$  too low) is determined by the polarity of ( $\phi$ ), and is used to generate a control counter signal (*U*), which determines whether the counter increments upward or downward. Finally, note that the up/down counter, like any counter, is functionally an incremental integrator; therefore, the tracking converter constitutes in itself a closed-loop servomechanism (continuously attempting to null the error to zero) with two integrators in series. This called a “Type II” servo loop, which has decided advantages over Type 1 or Type 0 loops. In order to appreciate the value of a Type II servo behavior of this tracking converter, consider first the shaft is not moving. Ignoring inaccuracies, drifts, and the inevitable quantizing error, the error should be zero ( $\theta = \phi$ ), and the digital output represents the true shaft angle of the resolver. Now, start the resolver shaft moving, and allow it to accelerate uniformly, from  $d\theta/dt = 0$  to  $d\theta/dt = V$ . During the acceleration, an error will develop because the converter cannot instantaneously respond to the change of angular velocity. However, since the VCO is controlled by an integrator, the output of which is the integral of the error, the greater the lag (between  $\theta$  and  $\phi$ ), the faster the counter will be called on to catch up. When the velocity becomes constant at  $V$ , the VCO will have settled to a rate of counting that exactly corresponds to the rate of change in  $\theta$  per unit time and instantaneously  $\theta = \phi$ . Therefore,  $d\phi/dt$  will always track  $d\theta/dt$  without a velocity or position error. the only error will be momentary (transient) error, during acceleration or deceleration. Furthermore, the information produced by the tracking converter is always “fresh,” being continually updated, and always available at the output of the counter. Since  $d\theta/dt$  tracks the input velocity it can be brought out as velocity, a dc voltage proportional to the rate of rotation, which is of sufficient linearity in modern converters to eliminate the need for a tachometer in many systems.

---

<sup>i</sup> Povzeto po Sensorik fuer nichtelektrische Groessen, prof. Werner Langheinrich, [sng.pdf](#)