

1 SPLOŠNE ZNAČILNOSTI

- 1.1 STANDARDIZACIJA
- 1.2 ZANESLJIVOST
- 1.3 STARANJE

1.1 STANDARDIZACIJA

1.1.1 UVOD

Za začetek bomo posvetili par besed področju, ki vse bolj pridobiva na vplivu in ga vse pogosteje srečujemo pri obravnavi katerekoli vrste elektronskih elementov oz. komponent, pa tudi širše - standardizaciji.

Definicija: Standardizacija je usklajenost z dogovorjenimi predpisi - standardi.

Prednosti: Standardizacija prinese proizvajalcem in kupcem vrsto prednosti:

- 1) zagotavljanje in kontrola kvalitete (več kasneje!)
- 2) v fazi načrtovanja vezja: lažja primerjava in selekcija elementov med različnimi proizvajalci

- 3) v primeru okvare elementa: lažje iskanje nadomestnega elementa (ekvivalenta), zlasti v primeru izpada originalnega proizvajalca
- 4) izboljšano varstvo okolja

1.1.2 VRSTE STANDARDOV

Standardizacija pokriva lahko različna področja kot npr. področje proizvodov, procesov, testov, kvalitete izdelkov itd. Zato obstojajo različni načini razvrstitve standardov, npr.:

- **razvrstitev po vrsti proizvoda:** npr. standardi za elektronske elemente (npr. upore, kondenzatorje itd.), za elektronske sisteme, za gospodinjske naprave itd.
- razvrstitev po področju veljavnosti (teritorialnost):
 - a) nacionalni standardi** veljajo v okviru ene države, npr. Nemčija - Deutsche Industrie Norme, DIN ali ZDA - Military Standards, ki so označeni kot MILSTD XXX (npr. za XXX=198 dobimo na webu standarde za kondenzatorje, za 199 za upore itd.)
 - b) mednarodni standardi** veljajo v okviru neke skupnosti držav. Trije osnovni nosilci mednarodne standardizacije so naslednje mednarodne organizacije:
 - IEC - International Electrotechnical Commission
 - ISO - International Organization for Standardization
 - ITU - International Telecommunication Union

Vsaka organizacija pokriva svoje področje s svojimi standardi. Tako so npr. na področju elektrotehnike pomembni splošno uporabljani IEC standardi, ki se imenujejo po svojem ustanovitelju, International Electrotechnical Commission, na področju kvalitete in okolja pa ISO standardi (več kasneje).

razvrstitev po raznih drugih lastnostih:

V ilustracijo navedimo nekaj važnejših primerov:

a) standardi na področju kvalitete: Osnovni standard na področju kvalitete je ISO 9000, ki ga nadzira mednarodna organizacija ISO (International Organization for Standardization). Ti standardi obsegajo ne le končno kvaliteto izdelkov, temveč v podrobnostih kontrolirajo kvaliteto v celotnem procesu izdelave izdelka. S standardi kvalitete so zato točno predpisane zahteve ne le glede končnih električnih in drugih lastnosti elementa, temveč tudi glede posameznih tehnoloških korakov, vstopne kvalitete materialov in elementov oz. njihove kontrole, njihove sledljivosti (vsak element ima svojo kartoteko v računalniku proizvajalca) itd. Posledica takega pristopa je visoka kvaliteta in stabilnost oz. zanesljivost proizvedenih produktov. V končni fazi to pomeni dober nastop proizvajalca na trgu, višjo ceno produktov in s tem preživetje proizvajalca. Zaradi vse kompleksnejših elektronskih sistemov, torej sistemov z zelo velikim številom elektronskih elementov, ki smo mu priča v zadnjem času in s tem povezane zahteve po povišani zanesljivosti osnovnih gradnikov, postajajo zlasti standardi na področju kvalitete vse bolj pomembni.

b) standardi na področju varstva okolja: Osnovni standardi na področju varstva okolja je ISO 14000, ki ga prav tako nadzira mednarodna organizacija ISO - International Organization

for Standardization. Ti standardi obsegajo podrobne predpise glede varstva okolja v celotnem procesu izdelave elementov.

Važen primer takega okoljevarstvenega pristopa je ti. Zelena elektronika, ki v svojih komponentah ne vsebuje okolju nevarnega svinca (Pb). V Evropi in svetu poteka zato intenzivno raziskovalno delo na elektronskih elementih in materialih, kjer je element Pb nadomeščen z drugimi podobnimi a manj škodljivimi elementi (npr. kadmij Cd).

Zaradi naraščajočih problemov v zvezi z globalnim varstvom okolja se pričakuje hiter nadaljnji razvoj in uveljavitev teh standardov v vseh vejah industrije kot tudi pri najrazličnejših drugih aktivnostih.

c) standardi na področju elektromagnetnih motenj: Osnovni standardi na področju elektromagnetnih motenj (EMI - Electromagnetic Interference) oz. elektromagnetne kompatibilnosti (EMC - Electromagnetic Compatibility) predpisujejo, da mora biti vsaka naprava pred prihodom na trg ustrezno testirana. Testiranje mora potekati točno v skladu z EMI oz. EMC predpisi(standardi), z ozirom na elektromagnetne motnje, ki jih naprava oddaja med delovanjem in ki ne smejo preseči s standardi predpisanih vrednosti.

REFERENCE

- 1) H.Rohlfing, Friedrich priročnik za elektrotehniko in elektroniko, Tehn.zal.Sl., 1995, ISBN 86-365-0186-5, s.15-1
- 2) World Standards Services Network(WSSN): <http://wssn.net/WSSN/index.html>
- 3) International Organization for Standardization(ISO):
<http://www.iso.org/iso/en/ISOOnline.frontpage>
- 4) International Electrotechnical Commission(IEC):<http://www.iec.ch/>
- 5) International Telecommunication Union(ITU):
<http://www.itu.int/net/home/index.aspx>

1.2 ZANESLJIVOST

1.2.1 UVOD

Zanesljivost (Reliability, R) igra v elektroniki vse važnejšo vlogo zaradi naraščajoče kompleksnosti elektronskih vezij in sistemov. Zanesljivost se ukvarja z napovedjo odpovedi elementov, vezij in sistemov po dolgoletnem delovanju.

Definicija: Zanesljivost nekega elektronskega elementa ali sistema (npr. upor, računalnik, TV aparat itd.) je sposobnost oz. verjetnost, da bo deloval v okviru zajamčenih kataloških podatkov proizvajalca pod predpisanimi pogoji delovanja (električna obremenitev, temperatura, vlaga itd.) preko zajamčenega časovnega obdobja, pri čemer število odpovedi ne presega obljubljenega!

Kratka definicija zanesljivosti (vendar manj točna) bi se tako lahko glasila: zanesljivost je verjetnost preživetja!

1.2.2 POGOSTOST ODPOVEDI

Zanesljivost podajamo s t.i. pogostostjo odpovedi (Failure Rate, FR). FR je definirana kot razmerje med relativnim številom odpovedi (to je število vseh odpovedi, deljeno s številom vseh prisotnih elementov N) in časom dolgoletnega delovanja t. Torej,

$$FR = \frac{\text{at. odpovedi}}{N t} \quad \text{Equation Section 1(1.1)}$$

Tovarne merijo in podajajo FR kot enega izmed osnovnih podatkov za proizvedene elemente. Kupec tako lahko izbira, odvisno od danih zahtev, med manj ali bolj zanesljivimi elementi. Žal seveda vedno velja, da so zanesljivejši elementi tudi dražji.

Ker so današnji elementi že zelo zanesljivi in je torej pogostost odpovedi majhna, je kot osnovna enota za pogostost odpovedi FR izbrana ustrezno majhna enota, imenovana 1 FIT (Failure In Time), definirana kot

$$1 \text{ FIT} = 1 \cdot 10^{-9} \text{ odpovedi / element h} \quad (1.2)$$

Povedano drugače: pričakujemo lahko, da bo komponenta z zanesljivostjo 1FIT izkazovala 1 odpoved na uro pri skupini 10^9 elementov, ali pa v povprečju delala 10^9 ur, preden bo odpovedala.

Ilustrirajmo povedano še s preprostim primerom:

Primer: Načrtujemo sistem s 100.000 elementi. Odpoved kateregakoli elementa povzroči odpoved celotnega sistema. Dopustna je največ 1 odpoved sistema na leto. Določi potrebno zanesljivost za posamezen element oz. pogostost odpovedi posameznega elementa FR_{1el} !

Rešitev:

$$\begin{aligned} FR_{1el} &= \text{št. odpovedi} / N t \\ &= 1 \text{ odpoved} / 10^{+5} \text{ elementov} \cdot 1 \text{ leto} \\ &= 1.2 \cdot 10^{-9} \text{ odpovedi} / \text{element h} \\ &= \underline{1.2 \text{ FIT}} \end{aligned}$$

Odgovor: Iz kataloga proizvajalca moramo torej izbrati elemente z zanesljivostjo oz. pogostostjo odpovedi FR_{1el} enako ali manjšo od 1.2 FIT .

1.2.3 MATEMATIČNI OPIS ZANESLJIVOSTI

Vpeljimo najprej nekaj matematičnih funkcij, ki jih potrebujemo pri obravnavi zanesljivosti !

Funkcija odpovedi (Failure Function): $F(t)$

Funkcija $F(t)$ podaja verjetnost, da bo nek element ali sistem, ki še pravilno deluje v času $t = 0$, odpovedal do časa t !

Navedimo nekaj lastnosti, ki sledijo neposredno iz definicije funkcije $F(t)$:

$$\begin{aligned} t < 0 & \quad F(t) = 0 & \quad (\text{element po definiciji zagotovo deluje do trenutka } t = 0 !) \\ 0 < t < t' & \quad 0 < F(t) < F(t') & \quad (\text{večji časi - večja verjetnost za odpoved !)} \\ t \rightarrow \infty & \quad F(t) \rightarrow 1 & \quad (\text{za zelo velike čase element zagotovo odpove !)} \end{aligned}$$

Funkcija zanesljivosti (Reliability Function): $R(t)$

Funkcija $R(t)$ podaja verjetnost, da bo nek element ali sistem, ki še pravilno deluje v času $t = 0$, prečivil brez odpovedi do časa t ! Funkcija $R(t)$ je torej verjetnostno nasprotje $F(t)$:

$$R(t) = 1 - F(t) \tag{1.3}$$

Funkcija verjetnostne gostote : $f(t)$

Funkcija verjetnostne gostote $f(t)$ podaja verjetnost za odpoved na časovno enoto in je zato definirana kot časovni odvod funkcije $F(t)$

$$f(t) = \frac{dF(t)}{dt} \tag{1.4}$$

Z integracijo en(1.4) dobimo obratno zvezo, ki podaja funkcijo odpovedi F kot integral funkcije verjetnostne gostote za odpoved f

$$F(t) = \int_0^t f(t') dt' \quad [F(0) = 0] \quad (1.5)$$

S pomočjo en(1.3) in en(1.4) lahko zapišemo še zvezo med funkcijama f in R

$$f(t) = - \frac{dR(t)}{dt} \quad (1.6)$$

Podobno kot v prejšnjem primeru en(1.5), tudi tu lahko zapišemo obratno zvezo

$$R(t) = \int_t^{\infty} f(t') dt' \quad [R(\infty) = 1 - F(\infty) = 0] \quad (1.7)$$

Povprečni čas odpovedi (Mean Time To Failure) : MTTF

MTTF predstavlja povprečni čas do odpovedi oz. povprečni življenjski čas elementa ali sistema. MTTF zato lahko izračunamo po enačbi

$$MTTF = \int_0^{\infty} t f(t) dt \quad (1.8)$$

Pogostost odpovedi (Failure Rate) : FR(t)

Funkcija FR(t) podaja normalizirano število odpovedi na časovno enoto v trenutku t . Včasih srečamo za to funkcijo tudi oznako $\lambda(t)$. Povezavo s prejšnjimi veličinami lahko dobimo z naslednjim premislekom: število elementov, ki so delovali do nekega trenutka t in ki so nato odpovedali do trenutka $t + dt$, je podano z izrazom

$$F(t + dt) - F(t) = R(t) - R(t + dt) \quad (1.9)$$

Relativno število odpovedi v časovnem intervalu dt je zato podano z izrazom

$$\frac{1}{R(t)} \frac{R(t) - R(t + dt)}{dt} \quad (1.10)$$

Če limitiramo $dt \rightarrow 0$, dobimo število odpovedi na časovno enoto, funkcijo FR(t), v trenutku t , podano s časovnim odvodom $R(t)$

$$\begin{aligned} FR(t) &= - \frac{1}{R(t)} \frac{dR(t)}{dt} \\ &= - \frac{d \ln R(t)}{dt} \end{aligned} \quad (1.11)$$

Z integracijo en(1.11) lahko dobimo še obratno zvezo

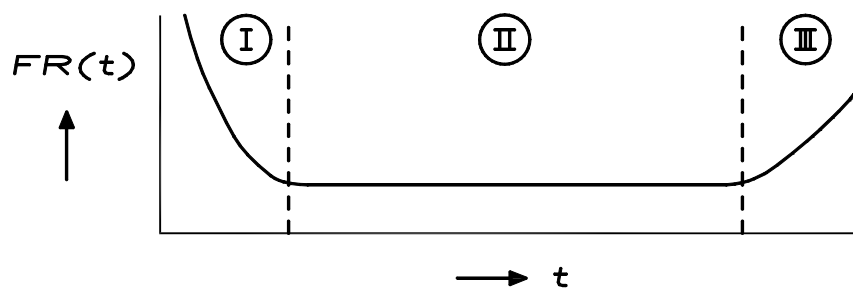
$$R(t) = e^{-\int_0^t FR(t') dt'} \quad (1.12)$$

S pomočjo podanih definicij lahko zapišemo še dva izraza za pogostost odpovedi $FR(t)$

$$FR(t) = \frac{f(t)}{R(t)} = \frac{f(t)}{1 - F(t)} \quad (1.13)$$

1.2.4 TIPIČEN ČASOVNI POTEK POGOSTOSTI ODPOVEDI

Zaradi narave stvari ima, ne glede na vrsto elementa ali sistema, tipičen časovni potek pogostosti odpovedi $FR(t)$ obliko kopalne kadi, kot prikazuje Sl 1.1



Sl 1.1 Tipičen časovni potek $FR(t)$

V diagramu na Sl 1.1 ločimo tri karakteristična obdobja:

(I) - Obdobje zgodnjih odpovedi oz. "otroške umrljivosti"

Značilnost tega obdobja je visoka, hitro upadajoča pogostost odpovedi. Vzrok odpovedi so grobe napake pri izdelavi (npr. mehanske poškodbe, zamenjava materialov itd.).

S pospešenim staranjem lahko dosežemo, da elementi to obdobje preživijo v tovarni (več o tem v poglavju o pospešenem staranju !).

(II) - Obdobje normalne uporabe

Značilnost tega obdobja je nizka, časovno neodvisna (konstantna) pogostost odpovedi. Vzroki odpovedi so v različnih zunanjih, od elementa neodvisnih, medsebojno nepovezanih učinkih (padec na tla, zalitje z vodo, napetostni sunek itd.).

(III) - Obdobje iztrošenosti

Značilnost tega obdobja je s časom naraščajoča pogostost odpovedi. Vzrok odpovedi je v iztrošenosti kritičnih materialov v elementu po dolgotrajnem delovanju (npr. oksidacija žarilne nitke v žarnici, korozija metalizacije v tiskanem ali integriranem vezju itd.).

1.2.5 FUNKCIJE PORAZDELITVE ZANESLJIVOSTI

Pri obravnavi problemov zanesljivosti srečamo različne funkcije za opis časovne odvisnosti odpovedi. Izbor najprimernejše funkcije je pogojen z lastnostmi konkretnih odpovednih mehanizmov. Oglejmo si nekaj tipičnih primerov!

Eksponentna porazdelitev zanesljivosti:

Eksponentna porazdelitev je primerna, kadar je pogostost odpovedi $FR(t)$ neodvisna od časa in je zato uporabna za opis elementov v področju normalne uporabe (področje II na Sl 1.1). Velja torej

$$FR(t) = const = FR_0 \quad (1.14)$$

S pomočjo podanih definicij lahko ugotovimo še nekaj lastnosti eksponentne porazdelitve:

$$R(t) = e^{-\int_0^t FR_0 dt} = e^{-FR_0 t}$$

$$F(t) = 1 - e^{-FR_0 t}$$

$$f(t) = \frac{dF(t)}{dt} = +FR_0 e^{-FR_0 t}$$

$$MTTF = \int_0^{\infty} t FR_0 e^{-FR_0 t} dt = \frac{1}{FR_0} \quad (1.15)$$

Tabela 1 podaja tipične vrednosti FR_0 in pripadajoče MTTF za nekaj pogostejših elektronskih elementov v področju normalne uporabe ($MTTF = 1/FR_0$).

Tabela 1. Tipične vrednosti FR_0 in MTTF

Element	FR_0	MTTF
upor	20 FIT	5.800 let
kondenzator(plastični)	2 FIT	58.000 let
Al elco	2500 FIT	46 let
polprevodniški element, IC	100 FIT	1160 let
spajkani kontakt	1 FIT	116.000 let

Weibullova porazdelitev zanesljivosti:

Weibullova porazdelitev je podana z dvema konstantama α, β po enačbi

$$FR(t) = \left(\frac{\beta}{\alpha}\right) t^{\beta-1} \quad (1.16)$$

Weibullova porazdelitev je primerna za opis porazdelitve zanesljivosti v različnih obdobjih diagrama na Sl 1.1, odvisno od vrednosti konstante β :

$\beta < 1 \rightarrow$ FR upada s časom; primerno za opis v obdobju zgodnjih odpovedi (področje I na Sl 1.1)

$\beta > 1 \rightarrow$ FR raste s časom; primerno za opis v obdobju iztrošenosti (področje III na Sl 1.1)

$\beta = 1 \rightarrow$ FR se s časom ne spreminja; primerno za opis v obdobju normalne uporabe (področje II na Sl 1.1), enako eksponentni porazdelitvi

S pomočjo podanih definicij lahko zapišemo zveze z ostalimi količinami

$$\begin{aligned} R(t) &= e^{-\frac{1}{\alpha}t^\beta} \\ F(t) &= 1 - e^{-\frac{1}{\alpha}t^\beta} \\ f(t) &= \frac{\beta}{\alpha} t^{\beta-1} e^{-\frac{1}{\alpha}t^\beta} \end{aligned} \quad (1.17)$$

Včasih vpeljemo zaradi boljšega ujemanja Weibullove porazdelitve z eksperimentalnimi podatki še tretji parameter t_0 s tem, da nadomestimo v gornjih enačbah čas t s popravljenim časom $t - t_0$

$$t \rightarrow t - t_0 \quad (1.18)$$

Čas t_0 odgovarja začetnemu času oz. življenju, ki so ga elementi preživel v tovarni pred začetkom delovanja v napravi, npr. med procesom izdelave, ob začetnem pospešenem staranju ali testiranju itd.

REFERENCE

- 1) R.H.Myers, K.L.Wong, H.M.Gordy, "Reliability Engineering for Electronic Systems", John Wiley&Sons, New York, 1964.
- 2) J.Virant, "ZANESLJIVOST", Založba Fakultete za elektrotehniko, Ljubljana, 1978.
- 3) S.M.Sze, "VLSI Technology", McGraw-Hill Book Co., 1983.
- 4) R.Ročak, P.Tepina in dr., "CEOK - Celovito zagotavljanje kakovosti", Zbornik posvetovanja, MIDEM-EZS-ETAN, Ljubljana, 1987.
- 5) "Components - Assured Quality for the Benefit of the User", SIEMENS, 1987.
- 6) S.Gottesfeld, L.Gibbons, "Reliability Characterization of High-Speed CMOS Logic ICs", RCA Review - Special Issue on Reliability, Vol.45, No.2, Princeton, 1984.
- 7) L.Gallace, M.Rosenfield, "Reliability of Plastic-Encapsulated Integrated Circuits in Moisture Environments", RCA Review - Special Issue on Reliability, Vol.45, No.2, Princeton, 1984.
- 8) "Quality Assurance in the Field of Electronics", Proceedings of Symposium ELECTRONICA 86, Muenchen, 1986.

1.3 STARANJE

1.3.1 UVOD

Najprej podajmo kratko definicijo staranja:

Definicija: Staranje je počasno spreminjanje strukture elementa, zaradi degradacijskih procesov, med dolgoletnim delovanjem.

Staranje (Aging, Ageing) elektronskih elementov in sistemov ima velik vpliv na njihovo pravilno dolgoročno delovanje.

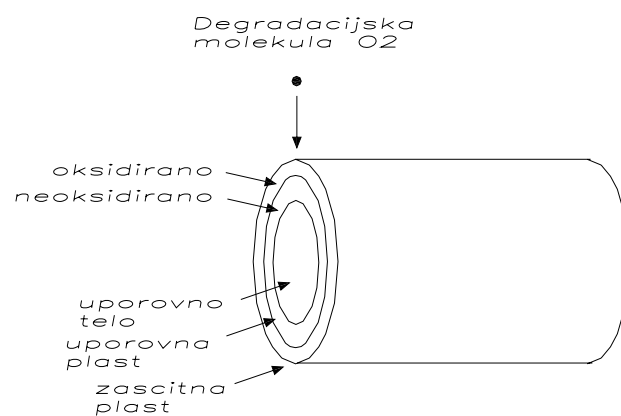
1.3.2 OPIS DEGRADACIJSKIH PROCESOV

Degradacijski procesi so škodljivi, počasni fizikalni ali kemijski procesi, ki potekajo v elementu kot posledica vplivov iz okolice ali iz elementa samega.

Primer: počasne kemijske reakcije zaradi prisotnih agresivnih snovi iz okolice ali iz elementa samega (npr. korozija metalizacijske linije v tiskanem ali integriranem vezju); mehanske razpoke v strukturi zaradi temperaturnih šokov pri segrevanju in ohlajanju elementa med delovanjem itd.

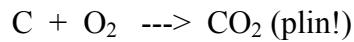
Degradacijski procesi potekajo počasi, vendar lahko med dolgoletnim delovanjem privedejo do bistvenih sprememb v strukturi in s tem v lastnostih elementa. Razmere bomo ilustrirali na primeru degradacije plastnega upora.

Primer: Degradacija plastnega upora (Sl 1.2)



Sl 1.2 Degradacija plastnega upora

Opis degradacije: Degradacijske molekule, npr. kisika O_2 , ki pridejo do površine elementa iz ambianta, zaradi povišane temperature v obremenjenem uporu tekom let počasi difundirajo v globino strukture. Ko neka molekula O_2 prodre do uporabne plasti, tam reagira z materialom uporabne plasti ter jo oksidira in s tem uporabni material spremeni v izolator. Znan tak primer je npr. degradacija ogljenoplastnega upora, kjer pri oksidaciji uporabne plasti nastaja plin, ki stalno izhaja:



Uporovna plast se torej med dolgoletnim procesom staranja stalno tanjša in zato upornost upora s časom stalno raste. Tako spremembo upornosti imenujemo **degradacija upora** ΔR .

Ko upornost upora med dolgoletnim delovanjem preseže od proizvajalca predpisano maksimalno dopustno vrednost upornosti R_{\max} , element ni več zanesljiv in ga je potrebno zamenjati z novim. Temu pravimo **odpoved** elementa.

Pogoj za odpoved se torej glasi:

$$R > R_{\max}$$

1.3.3 TEMPERATURNNA IN ČASOVNA ODVISNOST DEGRADACIJE

Degradirano področje je določeno, kot je bilo prikazano na primeru degradacije upora, s povprečno globino difuzijskega vdora L degradacijske molekule (O_2 v našem primeru) v strukturo elementa. Pri difuzijskem gibanju je povprečna globina vdora L podana z enačbo

$$L = \sqrt{Dt} \quad (1.19)$$

kjer je t ... čas degradacijskega procesa [leta]

D ... difuzijska konstanta degradacijske molekule v materialu upora

Ker je difuzija pravzaprav izmenjevalno preskakovanje atomov po kristalni rešetki zaradi termičnega gibanja atomov, pojav raste s temperaturo, kot prikazuje Sl 1.3 oz. kot opisuje t.i. Arrheniusova temperaturna odvisnost

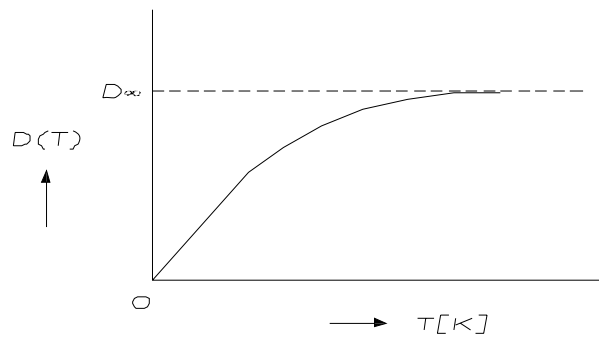
$$D = D_{\infty} \exp(-E_{aD} / kT) \quad (1.20)$$

kjer je D_{∞} ... const (limitna vrednost difuzijske konstante za visoke temperature)

E_{aD} ... aktivacijska energija difuzijskega procesa /tipično 1-2eV/

k Boltzmannova konstanta

T ... absolutna temperatura [K]

SI 1.3 Temperaturna odvisnost difuzijske konstante $D(T)$

Temperaturna in časovna odvisnost globine vdora L je torej opisana z enačbo

$$L = \sqrt{Dt} = \sqrt{D_{\infty} \exp(-E_{aD}/kT) t} \quad (1.21)$$

Kot smo videli, je degradacija, npr. ΔR iz prejšnjega primera, določena z globino vdora L : $\Delta R = KL$, kjer je K neka konstanta. Zato je temperaturna in časovna odvisnost degradacije $\Delta R(T,t)$ podana z izrazom

$$\Delta R(T,t) = KL = K \sqrt{D_{\infty} \exp(-E_{aD}/kT) t} \quad (1.22)$$

V splošnem ima torej degradacija naslednjo tipično temperaturno odvisnost

$$R(T) = K_1 \cdot \exp(-E_a/kT) \quad (1.23)$$

kjer je E_a ... aktivacijska energija degradacije: $E_a = E_{aD}/2$, tipično 0.5 - 1 eV,

in naslednjo tipično časovno odvisnost

$$R(t) = K_2 \cdot \sqrt{t} \quad (1.24)$$

kjer sta K_1, K_2 neki konstanti (enostavno določeni po gornjih enačbah).

V splošnem torej kaže degradacija Arrheniusovo eksponentno naraščanje s temperaturo (SI 1.3) in korensko naraščanje s časom (4x daljši časi degradacije povzročijo tipično 2x večjo degradacijo ΔR !).

1.3.4 POSPEŠENO STARANJE IN TESTIRANJE

Staranje lahko pospešimo z intenziviranjem različnih parametrov, ki pospešujejo degradacijske procese. V praksi običajno proces intenziviranja takega parametra imenujemo **obremenitev**, posledico tega postopka pa imenujemo **pospešeno staranje**.

Vrste obremenitev

V industriji srečamo različne načine obremenitev, s katerimi se doseže pospešeno staranje. Navedimo nekaj osnovnih primerov:

- temperaturna obremenitev (povišana temperatura elementa)
- električna obremenitev (povišana napetost oz. tok na elementu)
- klimatska obremenitev (povišana vlaga v ambientu elementa)
- korozijska obremenitev (povišana slanost - slana para v ambientu elementa)
- mehanska obremenitev (udarci, pospeški, vibracija, rotacija..)

Pogosto se v praksi uporabi zaradi večjega učinka istočasne kombinacije teh obremenitev. Znan primer iz industrije je npr. standardna klimatska obremenitev, ki je obremenitev oz. test s povišano temperaturo, vlago in slanostjo, v dogovorjenem trajanju.

Uporaba pospešenega staranja

Kot je bilo omenjeno v poglavju Zanesljivost, pospešeno staranje proizvajalci izkoriščajo zato, da proizvedeni elementi preživijo začetno otroško obdobje visokih odpovedi v tovarni. Slabi elementi tako odpovedo že v tovarni in jih izločijo, na tržišče pa pridejo le dobri elementi z višjo zanesljivostjo.

Pospešeno staranje se uporablja tudi za določitev življenjskih časov elementov in sistemov ter za določitev aktivacijske energije degradacije, kot bo prikazano na koncu poglavja.

1.3.5 POSPEŠENO STARANJE S POVIŠANO TEMPERATURO

Hitrost degradacije je običajno določena s hitrostjo degradacijske reakcije (Reaction Rate, RR). Pri prikazani degradaciji upora je bila to hitrost oksidacije uporovne plasti.

Hitrost degradacijske reakcije RR (npr. oksidacija uporovne lasti) je običajno določena s hitrostjo vdora L degradacijskih molekul v strukturo elementa. Zato ima RR običajno enako temperaturno odvisnost kot L

$$RR(T) = RR_{\infty} e^{-\frac{E_a}{kT}} \quad (1.25)$$

kjer je E_a ... aktivacijska energija degradacijskega procesa (tipično 0.5 ÷ 1eV)

RR_{∞} ... const (limitna hitrost reakcije za visoke temperature)

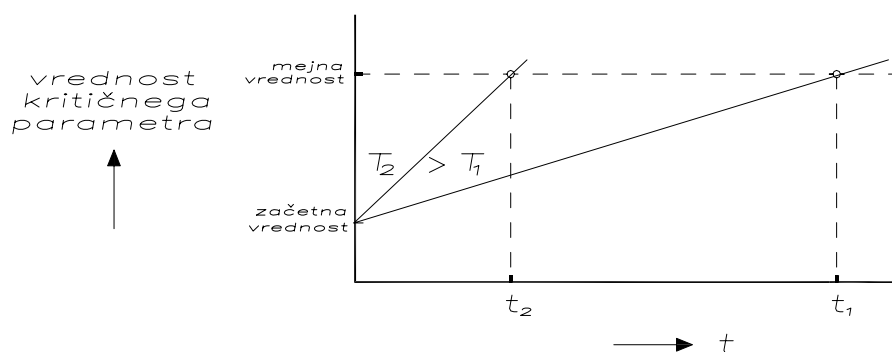
T ... absolutna temperatura [K]

k = 8.6.10⁻⁵eV/K Boltzmannova konstanta

Razmere bomo prikazali na preprostem primeru pospešenega staranja plastnega upora.

Primer: Pospešeno staranje upora

Proces pospešenega staranja karaktriramo z meritvijo spreminjanja upornosti upora v odvisnosti od časa, pri različnih temperaturah: $R(t)I_T$. Rezultat meritve pri dveh različnih temperaturah $T_2 > T_1$ je prikazan na Sl 1.4. Kot smo videli, zaradi degradacijskih procesov upornost s časom raste in element odpove, ko je dosežena maksimalna dopustna vrednost upornosti R_{max} . Pri višji temperaturi $T_2 > T_1$ potekajo degradacijske reakcije v skladu z zapisanimi enačbami za hitrost reakcije $RR(T)$ hitreje in degradacija narašča strmeje, kot prikazuje Sl 1.4. Posledica je hitrejša odpoved elementa pri višjih temperaturah ($t_{odp2} < t_{odp1}$!) oz. pospešeno staranje elementa.



Sl 1.4 Tipičen potek degradacije pri dveh različnih temperaturah

Čim večja je torej hitrost reakcije RR pri neki temperaturi T , tem krajši je čas do odpovedi pri tej temperaturi $t_{odp}(T)$, kar poenostavljeno opišemo z enačbo

$$t_{odp}(T) = \text{const} / RR(T) \quad (1.26)$$

Zato lahko zapišemo razmerje dveh časov odpovedi pri dveh različnih temperaturah v obliki

$$t_{odp1} / t_{odp2} = RR(T2) / RR(T1) \quad (1.27)$$

Pospešitveni faktor

Pospešeno staranje običajno opisujemo s pospešitvenim faktorjem (Acceleration Factor, AF). Pospešitveni faktor običajno še indeksiramo s parametrom, ki je pospešeno staranje povzročil, v tem primeru: AF_T .

Definicija: Pospešitveni faktor zaradi povišane temperature AF_T je definiran kot razmerje dveh časov degradacije pri dveh različnih temperaturah

$$AF_T = \frac{t_1}{t_2} = \frac{RR_2}{RR_1} = e^{\frac{E_a}{k} \left(\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_2} \right)} \quad (1.28)$$

Primer: Določi pospešitveni faktor AF_T pri pospešenem staranju s podatki: $E_a = 1 \text{ eV}$, nižja temperatura ambienta $T_1 = 50 \text{ }^\circ\text{C}$, povišana temperatura pospešenega staranja $T_2 = 125$

°C !

Rešitev: V tem primeru velja torej: $T_2 = 125\text{ °C} = 398\text{ K}$, $T_1 = 50\text{ °C} = 323\text{ K}$. Ob uporabi en(1.28) dobimo

$$AF_T = \frac{t_{odp1}}{t_{odp2}} = e^{\frac{E_a}{k} \left(\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_2} \right)} = \dots \cong 300$$

Odgovor: Pri povišani temperaturi $T_2 = 125\text{ °C}$ poteka staranje približno 300-krat hitreje kot pri nižji temperaturi ambienta $T_1 = 50\text{ °C}$!

Pokažimo velik vpliv temperature na pospešitev staranja še v nekaj primerih. Tabela 2 podaja z en(1.28) izračunane akceleracijske faktorje in ekvivalentne čase za 40 let oz. 350.000 ur delovanja pri temperaturi $T_1 = 60\text{ °C}$, za različne povišane temperature T_2 .

Tabela 2. Akceleracijski faktorji in ekvivalentni časi za različne povišane temperature T_2

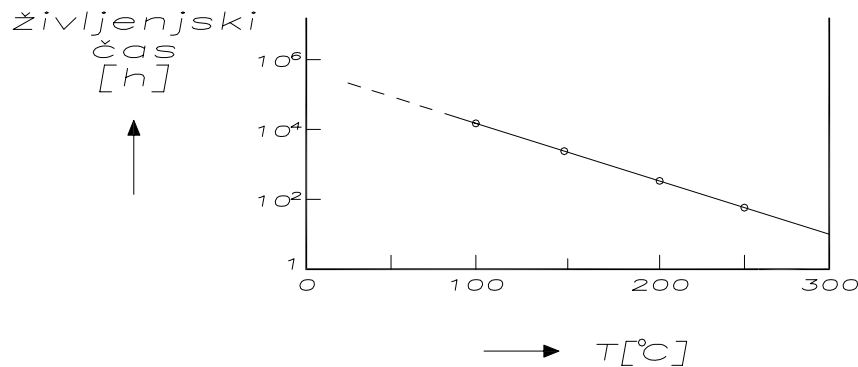
$T_2[\text{°C}]$	AF_T	Ekv.čas za 40 let na T_1
60	1	40 let = 350 400 h
85	11.5	30 000 h
125	300	1 200 h
150	$1.7 \cdot 10^{+3}$	200 h
200	$3.1 \cdot 10^{+4}$	11 h
250	$3.2 \cdot 10^{+5}$	1.1 h
300	$2.2 \cdot 10^{+6}$	0.2 h
$T_1=60\text{ °C}$, $E_a=1eV$		

1.3.6 DOLOČANJE ŽIVLJENJSKIH ČASOV IN AKTIVACIJSKIH ENERGIJ

Življenjski čas je povprečni čas, ki ga nek element ali sistem preživi od začetka svojega delovanja do odpovedi. Eksperimentalno ugotavljanje življenjskih časov nekega elementa ali sistema bi v normalnih pogojih delovanja pri sobni temperaturi trajalo predolgo za praktično uporabo, saj tipične življenjske dobe sistemov znašajo 10 in več let, posameznih elementov pa še mnogo dalj ! Zato degradacijo oz. staranje skušamo pospešiti z intenziviranjem nekega parametra, ki pospešuje degradacijske procese ter tako skrajšamo življenjske čase in s tem čas meritev.

Določitev življenjskih časov s povišano temperaturo

Merimo povprečne čase do odpovedi oz. življenjske čase pri različnih povišanih temperaturah, tako da časi meritev niso predolgi. Rezultat prikazuje graf na Sl 1.5 (polna črta). Z ekstrapolacijo na nižje temperature (črtkana črta) dobimo oceno za pričakovane življenjske čase na nižjih temperaturah, katerih sicer zaradi dolgotrajnih meritev ne bi mogli določiti.



SI 1.5 Življenjski časi v odvisnosti od temperature

Določitev aktivacijske energije

Določitev aktivacijske energije lahko izvedemo s pomočjo grafa na SI 1.5. Zaradi eksponentialne odvisnosti degradacijskih procesov od temperature in aktivacijske energije E_a lahko iz naklonskega kota premice določimo aktivacijsko energijo danega degradacijskega procesa E_a .

1.3.7 DRUGE VRSTE OBREMENITEV

Pospešeno staranje s povišano napetostjo

Hitrost reakcije degradacijskih procesov narašča v splošnem tudi z naraščajočo napetostjo V na elementu, zaradi lokalnega Jouleovega segrevanja, elektromigracije materialov itd. Hitrost degradacije raste z napetostjo, kot podaja naslednji izraz

$$RR(T, V) = K_v(T) V^{g(T)} \quad (1.29)$$

kjer je $K_v(T)$... konstanta degradacije z Arrheniusovo temperaturno odvisnostjo
 $g(T)$... potenca napetostne degradacije, odvisna od temperature (tipično $1 \div 5$)

S povišano napetostjo lahko torej pospešimo degradacijske procese in tako pospešimo staranje, v skladu z gornjo enačbo. Ustrezni akceleratorijski faktor ($V_2 > V_1$) je zato podan z enačbo

$$AF_v = \frac{t_1(V_1)}{t_2(V_2)} = \left(\frac{V_2}{V_1} \right)^g \quad (1.30)$$

Pospešeno staranje s povišanim tokom

Posledica obremenitve s povišanim tokom so lokalna Joulova segrevanja, elektromigracije materiala itd., kar vse vodi k pospešeni degradaciji elementa. Pospešitev degradacijskih procesov s povišanim tokom J kaže podobno odvisnost, kot smo jo srečali če pri napetosti

$$RR(T, J) = K_j(T) J^{h(T)} \quad (1.31)$$

kjer je h neka konstanta (tipično $1 \div 4$).

Ustrezní akceleracijski faktor je zato podan z enačbo ($J_2 > J_1$)

$$AF_J = \frac{t_1(J_1)}{t_2(J_2)} = \left(\frac{J_2}{J_1}\right)^h \quad (1.32)$$

Pospešeno staranje s povišano vlago

Pri povišani vlagi pride do pospešenega vdora majhnih in zato prodornih molekul vode (H_2O) v strukturo elementa, kjer povzročijo degradacijo. Pri tem lahko voda še dodatno prinese iz okolice ali pa izpira (leaching) iz materiala ohišja različne agresivne nečistoče, ki povzročajo še dodatno degradacijo. Posledica je pospešena degradacija elementa.

Degradacija običajno eksponentno raste s povišano vlago (η). Ustrezní akceleracijski faktor je podan z enačbo

$$AF_\eta = e^{A E_{a\eta}(\eta_i^2 - \eta_a^2)} \quad (1.33)$$

kjer je A ... karakteristična konstanta degradacije

$E_{a\eta}$... aktivacijska energija degradacije

η_t, η_a ... relativna vlaga testiranja, ambienta

Pospešeno staranje s kombinirano obremenitvijo

Obstojajo tudi bolj komplicirana pospešena staranja, ki so kombinacija različnih degradacijskih efektov. Kot primer navedimo kombinirano pospešeno staranje s povišano temperaturo in vlago. Tako pospešeno staranje, ki se izvaja v posebni posodi (autoklava) s točno določeno povišano temperaturo in relativno vlago, lahko opišemo s kombiniranim akceleracijskim faktorjem po enačbi

$$AF_{T,\eta} = AF_T AF_\eta = e^{\frac{E_a}{k} \left(\frac{1}{T_a} - \frac{1}{T_i}\right) + A E_{a\eta}(\eta_i^2 - \eta_a^2)} \quad (1.34)$$

Smisel nastopajočih parametrov je enak kot v prejšnjih izrazih.

REFERENCE

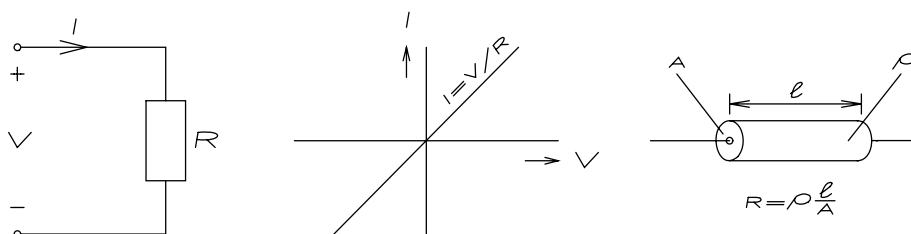
- 1) R.H.Myers, K.L.Wong, H.M.Gordy, "Reliability Engineering for Electronic Systems", John Wiley&Sons, New York, 1964.
- 2) J.Virant, "ZANESLJIVOST", Založba Fakultete za elektrotehniko, Ljubljana, 1978.
- 3) S.M.Sze, "VLSI Technology", McGraw-Hill Book Co., 1983.
- 4) "Components - Assured Quality for the Benefit of the User", SIEMENS, 1987.
- 5) L.Gallace, M.Rosenfield, "Reliability of Plastic-Encapsulated Integrated Circuits in Moisture Environments", RCA Review - Special Issue on Reliability, Vol.45, No.2, Princeton, 1984.
- 6) "Quality Assurance in the Field of Electronics", Proceedings of Symposium ELECTRONICA 86, Muenchen, 1986.

2 OHMSKI UPORI

- 2.1 UVOD
- 2.2 OSNOVNE LASTNOSTI UPOROV
- 2.3 ZNAČILNOSTI UPOROVNIH DRUŽIN

2.1 UVOD

Ohmski upori spadajo med najpogostejše elemente v elektronskih vezjih. Električni simbol elementa, $i(v)$ karakteristiko in izračun upornosti enostavnega upora prikazuje Sl 2.1. Zveza med tokom in napetostjo je linearna, zato pravimo tem uporom tudi linearni upori.



Sl 2.1 Osnovne lastnosti idealnega upora

Osnovni opis elementa je zveza med tokom in napetostjo na uporu (Ohmov zakon)

$$i = \frac{v}{R} = G \cdot v \quad (2.1)$$

kjer je R (totalna, enosmerna) upornost in $G = 1/R$ prevodnost upora. Upornost je pri enostavnih razmerah, kot prikazuje Sl 2.1, določena s specifično upornostjo uporovnega materiala ρ [Ohm-cm] in geometrijo upora (preseka A , dolžina l).

Idealen upor

Idealen upor je v celoti opisan le s svojo upornostjo. Parazitnih komponent (C , L) tu ni oz. so enake nič.

Realen upor

Realen (resničen) upor vsebuje poleg svoje osnovne, koristne lastnosti - upornosti - vedno še različne nekoristne, parazitne kapacitivnosti in induktivnosti. Parazitni elementi lahko, zlasti pri višjih frekvencah, močno spremenijo lastnosti upora (več kasneje pri vf lastnostih uporov).

Nazivna upornost R_n

V katalogih proizvajalci za svoje upore običajno podajajo njihove nazivne (nominal) vrednosti upornosti R_n .

Definicija: Nazivna upornost R_n je pričakovana vrednost upornosti danega upora !

Komentar: Za uporabnika/kupca predstavlja nazivna upornost R_n le najbolj verjetno vrednost kupljenega upora. Resnična (izmerjena) vrednost kupljenega upora se lahko od nazivne vrednosti razlikuje, vendar pa odstopanje ne sme biti večje kot znaša toleranca dane uporovne družine (več kasneje pri obravnavi tolerančnih razredov !).

Primer: Kupljeni upor ima kataloške podatke: $R_n = 10\text{k}\Omega$, toleranca uporovne družine je 10%. Kakšno resnično (izmerjeno) upornost R kupljenega upora lahko pričakujemo ?

Rešitev: Maksimalno odstopanje izmerjene upornosti R od nazivne upornosti R_n , kar označimo z $\Delta R = R - R_n$, je torej 10%. V našem primeru to znaša $\Delta R = \pm 1\text{k}\Omega$. Izmerjene vrednosti upornosti R se torej nahajajo v intervalu $R = 9\text{k}\Omega - 11\text{k}\Omega$.

2.2 OSNOVNE LASTNOSTI UPOROV

2.2.1 OZNAKA UPOROV Z BARVNO KODO

V skladu z mednarodno barvno kodo IEC (International Electrotechnical Commission) podajajo barvni kolobarji na telesu upora osnovne uporove podatke: nazivno upornost, toleranco upornosti in temperaturni koeficient upornosti (Sl 2.2). Kolobarji so izbrani namesto pik zaradi večje odpornosti proti poškodbam in možnosti odčitavanja iz vseh pozicij.

Kadar je uporabljena osnovna oznaka s šestimi kolobarji (Sl 2.2), podajajo prvi trije kolobarji

število, ki ga moramo pomnožiti še z multiplikatorjem 10^m , kjer je m določen z barvo četrtega kolobarja, da dobimo številčno vrednost nazivne upornosti. Peti kolobar podaja tolerance in običajno odebeljeni šesti kolobar na drugem koncu upora temperaturni koeficient upornosti. Podrobnosti podaja SI 2.2.

Primer: Določi lastnosti upora z naslednjimi barvnimi kolobarji:

rjava črna črna rdeča srebrna črna

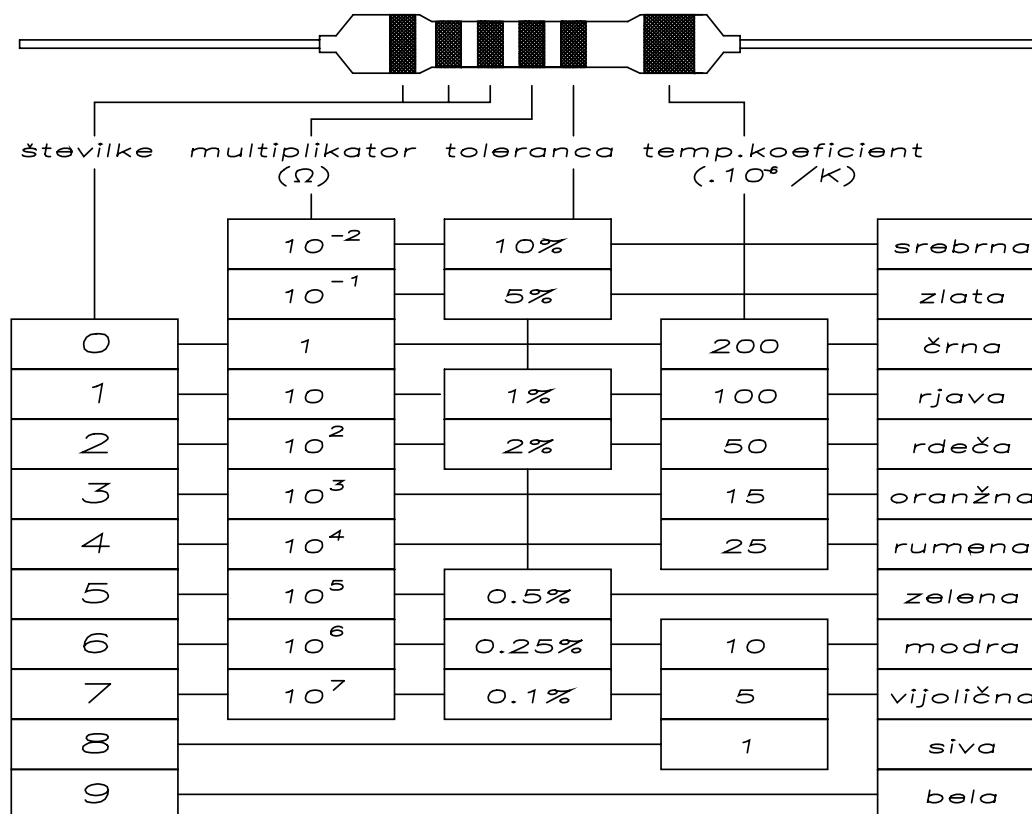
Rešitev: S pomočjo barvne kode (SI 2.2) določimo pripadajoče številčne vrednosti:

1	0	0	2	10	200
---	---	---	---	----	-----

Torej:

100 $\times 10^2$ 10 % 200ppm/K

Odgovor: Upornost upora znaša $10\text{k}\Omega$, toleranca $\pm 10\%$ in temperaturni koeficient $\text{TK}_R = 200\text{ppm/K} = 200 \cdot 10^{-6} / \text{K}$.



SI 2.2 Oznaka uporov z barvno kodo IEC

Kadar je uporabljena oznaka s petimi kolobarji, velja vse tako kot v prejšnjem primeru, le kolobar za temperaturni koeficient je izpuščen. V primeru oznake upora s štirimi kolobarji pa je še dodatno izpuščena ena od prvih treh števil.

2.2.2 OZNAKA UPOROV Z ALFANUMERIČNO KODO

Včasih so upori označeni z alfanumerično IEC kodo, torej enostavno s črkami in številkami, ki so natisnane na uporovnem telesu. Običajno sta na ta način podani nazivna upornost in toleranca upora. Pri tem srečamo več možnosti, ki jih bomo na kratko pregledali:

- za oznako nižjih upornosti je na uporju natisnana številka, ki direktno podaja nazivno upornost v ohmih. Včasih je zaradi jasnosti dodana še črka R ali E.

Primer: upor 75Ω → oznaka na uporju: 75, 75R ali 75E

- za oznako višjih upornosti so dodane še ustrezne črke, ki podajajo velikostni razred nazivne upornosti.

Primer: upor $75\text{ k}\Omega$ → oznaka na uporju: 75K

$75\text{ M}\Omega$ → oznaka na uporju: 75M itd.

- kadar nastopa v vrednosti upornosti decimalna vejica oz. pika, je v oznaki na uporju le-ta nadomeščena z ustrezno črko.

Primer: upor 0.15Ω → oznaka na uporju: 0R15

5.5Ω → oznaka na uporju: 5R5

1700Ω → oznaka na uporju: 1K7 itd.

Opisanim oznakam za nazivno upornost sledi oznaka za toleranco upora, ki je podana s črko po naslednji dogovorjeni kodi

B	0.1 %		
C	0.25 %	Q	-10 - +30 %
D	0.5 %	T	-10 - +30 %
F	1 %	S	-20 - +50 %
G	2 %		
J	5 %		
K	10 %		
M	20 %		

Gornje velike vrednosti toleranc (Q, T, S) srečamo zlasti pri nekaterih vrstah kondenzatorjev, kjer nas odstopanje vrednosti navzgor ne moti, saj je kvečjemu koristno (npr. pri gladilnih kondenzatorjih itd.).

Često tovarne še vedno označujejo elemente po svojih tradicionalnih internih oznakah (npr. črka za toleranco je včasih nadomeščena z ustrezno številko, včasih podaja toleranco barva osnovnega laka upora itd.). V takih primerih je najzanesljiveje poseči po originalnem katalogu proizvajalca.

2.2.3 TOLERANČNI RAZREDI IN RENARDOVE LESTVICE

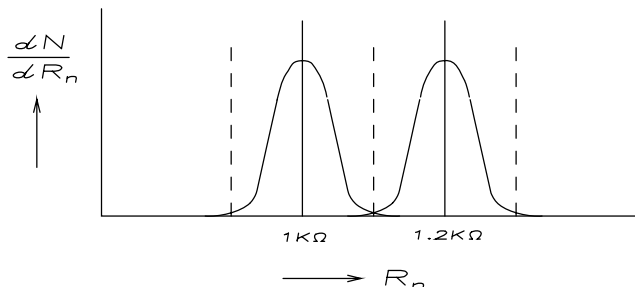
UVOD

Pojem tolerančnih razredov srečamo v različnih področjih tehnike - povsod, kjer imamo opravka z odstopanjem lastnosti proizvedenih elementov od nazivnih vrednosti. Tolerančni razredi omogočijo proizvajalcu, da uporabi za prodajo vse dobre proizvedene elemente.

Renardove lestvice pa rešujejo problem optimalnega izbora nazivnih vrednosti. Izbor nazivnih vrednosti po Renardovi lestvici ima za posledico enakomerno pokritost celotnega področja nazivnih vrednosti. Tako srečamo Renardove lestvice povsod v tehniki, npr. pri izboru nazivnih upornosti neke uporovne družine, pri izboru nazivnih kapacitivnosti kondenzatorjev, nazivnih prebojnih napetosti neke družine prebojnih (Zener) diod itd.

2.2.3.1 Tolerančni razred

Poglejmo kot primer nekega velikega proizvajalca uporov. Pri izdelavi velikega števila uporov končne, izmerjene upornosti izdelanih uporov vedno odstopajo od ciljanih nazivnih upornosti R_n dane uporovne družine ($1\text{k}\Omega$, $1.2\text{k}\Omega$, itd.). Meritve pokažejo, da ima pri dobri tehnologiji odstopanje izmerjenih upornosti Gaussovo porazdelitev okrog ciljanih nazivnih vrednosti (SI 2.3): pri dobri tehnologiji je največ izdelanih uporov v bližini ciljane vrednosti, z oddaljenostjo od te vrednosti pa število uporov upada.



SI 2.3 Porazdelitev izdelanih uporov okrog ciljanih nazivnih vrednosti R_n

Če bi proizvajalec jamčil v prodajnem katalogu točne vrednosti uporov, bi torej od celotnega števila proizvedenih uporov lahko uporabil le zelo majhen del, v limitnem primeru celo noben upor ne bi bil uporaben! Zato za rešitev omenjenega problema proizvajalci uporov vpeljejo sprejemljive, primerno široke intervale dopustnega odstopanja upornosti prodajanih uporov. To omogoči uporabo vseh dobrih uporov, saj vsak proizvedeni upor pade v nek interval (črtkana področja okrog nazivne vrednosti na SI 2.3). Ta dopustna odstopanja od nazivnih vrednosti se imenujejo tolerančni razredi oz. toleranca. Proizvajalec torej sedaj jamči le, da bo resnična (izmerjena) upornost nekega upora odstopala od nazivne vrednosti največ za dano toleranco.

2.2.3.2 Renardove lestvice

Kot naslednji problem se pojavlja optimalen izbor nazivnih vrednosti. Če bi npr. proizvajalec nazivne vrednosti R_n v neki uporovni družini izbral najenostavnejše kar iz množice naravnih števil

$$\dots, 1\text{k}\Omega, 2\text{k}\Omega, 3\text{k}\Omega, \dots, 99\text{k}\Omega, 100\text{k}\Omega, 101\text{k}\Omega, \dots$$

bi bile visoke upornosti npr. z vrednostmi okrog $100\text{k}\Omega$ zelo dobro približane, v najslabšem primeru na 0.5% natančno, medtem ko bi bile nizke upornosti npr. okrog $1\text{k}\Omega$ zelo slabo približane, v najslabšem primeru na 50% natančno! Tak izbor nazivnih vrednosti seveda ni primeren, saj so lastnosti električnega vezja običajno določene z največjim relativnim odstopanjem elementov od nazivnih vrednosti v vezju.

Postavlja se torej vprašanje, ali je mogoč tak izbor nazivnih vrednosti, da bi bile vse upornosti v najslabšem primeru približane z enakim procentom odstopanja oz. tolerance.

Izkaže se, da je ta zahteva izpolnjena, kadar so nazivne vrednosti členi nekega geometričnega zaporedja. Takemu izboru nazivnih vrednosti rečemo tudi Renardova lestvica.

V Renardovi lestvici je torej n -ti člen določen z izrazom

$$N_n = a r^{n-1} \quad (2.2)$$

kjer je $n = 1, 2, 3, \dots$ tekoči indeks geometričnega zaporedja
 $a \dots$ 1. člen zaporedja ($n=1$)
 $r \dots$ razmerje geometričnega zaporedja ($r = N_{n+1}/N_n$ oz. $N_{n+1} = r N_n$)

Največkrat srečamo v praksi dekadne Renardove lestvice, pri katerih se ponavljajo vrednosti znotraj ene dekadne. Dekadne Renardove lestvice dobimo, če v gornjih enačbah postavimo

$$\begin{aligned} a &= 1 \\ r &= \sqrt[k]{10} \end{aligned} \quad (2.3)$$

kjer je k celo število in določa število nazivnih vrednosti na dekada.

Primer: Določi člene Renardove lestvice E12 (12 členov na dekada)!

Rešitev: Za lestvico E12 velja $k = 12$ in je tedaj

$$r = \sqrt[12]{10} \cong 1.2_{12} \dots \quad (2.4)$$

Odgovor: Nazivne vrednosti lestvice E12, ob zaokroževanju na dve decimalni mesti, so torej:

1.0 1.2 1.5 1.8 2.2 2.7 3.3 3.9 4.7 5.6 6.8 8.2 10 12 15 itd.

Preprost račun pokaže, da so maksimalna odstopanja oz. tolerančni razredi sedaj konstantni ($\pm 10\%$) po vsej lestvici! Zato včasih lestvico E12 imenujemo tudi Renardova lestvica s toleranco 10%.

Podobno tvorimo tudi druge Renardove lestvice, npr.

E24: 1.0 1.1 1.2 1.3 1.5 itd.

Preprost račun pokaže, da je E24 tolerančna lestvica s toleranco 5%!

Navedimo nekaj pogostejših Renardovih tolerančnih lestvic s pripadajočimi tolerancami:

Tabela 1 prinaša nazivne vrednosti nekaterih pogostejših Renardovih lestvic.

E12	(12 členov na dekada)	10%
E24	(24 členov na dekada)	5%
E48	(48 členov na dekada)	2%
E96	(96 členov na dekada)	1%
E192	(192 členov na dekada)	0.5%

Tabela 2 Nazivne vrednosti pogostejših Renardovih lestvic

E192	E96	E48	E192	E96	E48	E192	E96	E48	E192	E96	E48	E192	E96	E48	
100	100	100	169	169	169	287	287	287	487	487	487	825	825	825	
101			172			291			493			835			
102	102		174	174		294	294		499	499		845	845		
104			176			298			505			856			
105	105	105	178	178	178	301	301	301	511	511	511	866	866	866	
106			180			306			517			876			
107	107		182	182		309	309		523	523		887	887		
109			184			312			530			898			
110	110	110	187	187	187	316	316	316	536	536	536	909	909	909	
111			189			320			542			920			
113	113		191	191		324	324		549	549		931	931		
114			193			328			556			942			
115	115	115	196	196	196	332	332	332	562	562	562	953	953	953	
117			198			336			569			965			
118	118		200	200		340	340		576	576		976	976		
120			203			344			583			988			
121	121	121	205	205	205	348	348	348	590	590	590				
123			208			352			597						
124	124		210	210		357	357		604	604		E24	E12	E6	E3
126			213			361			612						
127	127	127	215	215	215	365	365	365	619	619	619	10	10	10	10
129			218			370			626			11			
130	130		221	221		374	374		634	634		12	12		
132			223			379			642			13			
133	133	133	226	226	226	383	383	383	649	649	649	15	15	15	
135			229			388			657			16			
137	137		232	232		392	392		665	665		18	18		
138			234			397			673			20			
140	140	140	237	237	237	402	402	402	681	681	681	22	22	22	22
142			240			407			690			24			
143	143		243	243		412	412		698	698		27	27		
145			246			417			706			30			
147	147	147	249	249	249	422	422	422	715	715	715	33	33	33	
149			252			427			723			36			
150	150		255	255		432	432		732	732		39	39		
152			258			437			741			43			
154	154	154	261	261	261	442	442	442	750	750	750	47	47	47	47
156			264			448			759			51			
158	158		267	267		453	453		768	768		56	56		
160			271			459			777			62			
162	162	162	274	274	274	464	464	464	787	787	787	68	68	68	
164			277			470			796			75			
165	165		280	280		475	475		806	806		82	82		
167			284			481			816			91			

2.2.4 NAZIVNA MOČ UPORA

Uvod

Nazivno moč bomo obravnavali na primeru upora, vendar ugotovitve v tem poglavju veljajo splošno, za vsak električno obremenjen element ali vezje, od npr. upora, transistorja do mikroprocesorja.

Na obremenjenem oz. delujočem uporu je neka napetost V oz. tok $I = V/R$ in s tem električna obremenitev oz. električna moč $P=VI$. Ta električna moč se na uporu troši oz. pretvarja v toploto, ki jo segreti upor oddaja v okolico.

Definicija: nazivna moč (nominal power) P_n upora je maksimalna dopustna moč električne obremenitve, ki jo upor še prenese brez degradacije!

Komentar: Če presežemo nazivno moč P_n , temperatura elementa preseže maksimalno temperaturo T_{max} in sledi degradacija oz. uničenje elementa.

Pri tem je maksimalna temperatura T_{max} najvišja temperatura, ki jo materiali v elementu še prenesejo brez degradacije. Tipična vrednost T_{max} pri navadnih uporih je okrog 150°C , pri močnostnih uporih, ki so iz kvalitetnejših, temperaturno odpornih materialov, pa 250°C in več.

Za nazivno moč elementa P_n srečamo v praksi tudi druga imena, kot npr. maksimalna dopustna moč, maksimalna moč segrevanja (maximal power dissipation) itd.

1. Razmere v obremenjenem uporu

Razmere v obremenjenem uporu prikazuje Sl 2.4. V obremenjenem uporu se sprošča električna moč, ki povzroči segrevanje upora in je določena z električnim tokom I oz. napetostjo V na elementu

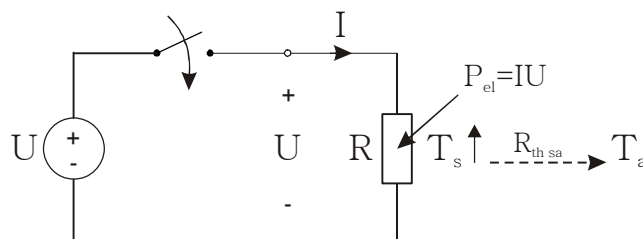
$$P_{segr} = V I \quad (2.5)$$

Zato se upor po priključitvi električne obremenitve segreva in njegova površinska (surface) temperatura T_s raste. Če obremenjeni upor toplote ne bi oddajal, bi njegova temperatura neomejeno rasla. To seveda ne drži, obremenjeni upor torej toploto tudi stalno oddaja. Oddajanje toplote poteka na dva načina, s prevajanjem in s sevanjem. Oba načina oddajanja toplote sta proporcionalna temperaturni razliki $T_s - T_a$, zato lahko oddano toplotno moč P_{odd} zapišemo v obliki

$$P_{odd} = \frac{T_s - T_a}{R_{thsa}} \quad (2.6)$$

kjer je konstanta proporcionalnosti imenovana termična upornost (thermal resistance) med tema točkama R_{thsa} . Termična upornost R_{th} nekega upora podaja termične lastnosti upora oz. učinkovitost odvajanja sproščane toplote od upora v okolico. Enota termične upornosti je $[\text{C}/\text{W}]$. Termična upornost torej številčno podaja število watov, ki jih element oddaja v okolico pri temperaturni razliki 1°C .

Dodajmo še, da temperatura okolice oz. ambienta T_a v praksi običajno ni enaka sobni temperaturi (okrog 25°C) temveč je nekoliko višja, ker se elementi ponavadi nahajajo zaprti v ohišju neke naprave, kjer je temperatura povišana zaradi različnih sproščanih moči. Tipične vrednosti temperature ambienta T_a so tako v intervalu $50 - 90^\circ\text{C}$.



SI 2.4 Razmere v obremenjenem uporu

2. Termično ravnovesje

Po vklopu električne obremenitve oz. segrevanja $P_{\text{segr}} = VI = \text{const}$ se element začne segrevati, njegova temperatura raste T_s , s tem pa, kot smo videli, narašča tudi oddajanje toplote, kot podaja en(2.6). Ko temperatura naraste toliko, da postane oddana moč P_{odd} enaka prejeti električni moči segrevanja $P_{\text{segr}} = VI$, element torej v vsakem trenutku dobi enako moč kot jo odda, zato se temperatura ne spreminja več oz. se stabilizira ($T_s = \text{const}$). Pravimo, da je nastopilo termično ravnovesje.

V termičnem ravnovesju torej velja

$$P_{\text{segr}} = P_{\text{odd}} = \frac{T_s - T_a}{R_{\text{thsa}}} \quad (2.7)$$

En(2.7) podaja zvezo med osnovnimi veličinami problema: $P_{\text{segr}} (= VI)$, T_s , T_a , R_{thsa} .

Osvetlimo povedano z enostavnim a pogostim primerom iz prakse !

Primer: Obremenjen električni element vleče pri napetosti 5V tok 1A . Termična upornost elementa znaša $R_{\text{thsa}} = 10^\circ\text{C}/\text{W}$. Temperatura ambienta je 70°C . Določi (stabilizirano) temperaturo elementa T_s !

Rešitev: Električna moč segrevanja je v tem primeru torej $P_{\text{segr}} = VI = 5\text{V} \cdot 1\text{A} = 5\text{W}$. Iz en(2.7) izrazimo stabilizirano temperaturo elementa T_s

$$\begin{aligned} T_s &= T_a + R_{\text{thsa}} P_{\text{segr}} \\ &= 70^\circ\text{C} + 10^\circ\text{C}/\text{W} \cdot 5\text{W} \\ &= 70^\circ\text{C} + 50^\circ\text{C} = \underline{120^\circ\text{C}} \end{aligned} \quad (2.8)$$

Povišana temperatura obremenjenega elementa se torej v danih razmerah ustali na 120°C .

3. Nazivna moč

Nazivno moč lahko določimo s pomočjo en(2.7) ob upoštevanju definicije, da je nazivna moč tista moč segrevanja, pri kateri element ravno doseže maksimalno dopustno tempe ($T_s =$

T_{\max}). Torej, če vstavimo omenjene vrednosti v en(2.7), dobimo izraz za nazivno moč

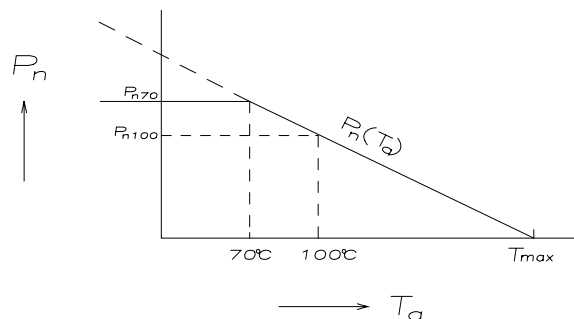
$$P_n = \frac{T_{\max} - T_a}{R_{thsa}} \quad (2.9)$$

Nazivna moč P_n je torej določena z lastnostmi elementa (T_{\max} , R_{thsa}) in ambienta (T_a).

Nazivno moč lahko povečamo, če v skladu z en(2.9) uspemo povišati T_{\max} (temperaturno odpornejši materiali omogočajo višje temperature in s tem večje odvajanje moči), znižamo T_a (večja temperaturna razlika in s tem večje odvajanje sproščane moči oz. toplote) ali znižamo R_{thsa} (boljše odvajanje sproščane moči oz. toplote).

Iz en(2.9) torej vidimo, da je nazivna moč odvisna vedno tudi od temperature ambienta T_a , v katerem se nahaja delujoči element. Zato morajo proizvajalci pri podatku za nazivno moč P_n vedno podati tudi, za katero temperaturo ambienta to velja! Običajno proizvajalci podajajo nazivno moč za temperaturo ambienta $T_a = 70^\circ\text{C}$.

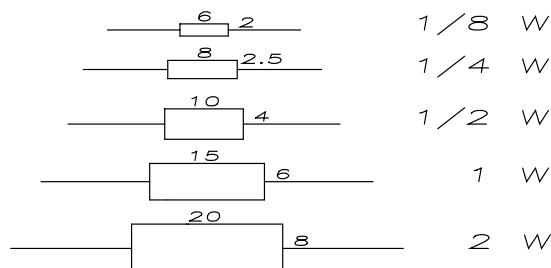
Odvisnost nazivne moči P_n od temperature ambienta T_a , v skladu z en(2.9), prikazuje črtkana premica na Sl 2.5. V praksi se pogosto zgodi, da je temperatura ambienta pri neki aplikaciji elementa različna (višja ali nižja) od specificirane v proizvajalčevem katalogu. V tem primeru se mora spremeniti seveda tudi podatek za nazivno moč, v skladu z grafom na Sl 2.5. Pri višjih oz. nižjih temperaturah ambienta od proizvajalčeve vrednosti za T_a je torej treba nazivno moč zmanjšati oz. povečati. Vseeno pa proizvajalci zaradi varnosti moči pod $T_a = 70^\circ\text{C}$ običajno ne dopustijo neomejeno povečevati, kot prikazuje tipičen graf nazivne (maksimalne dopustne) moči v odvisnosti od temperature ambienta (polna črta) na Sl 2.5.



Sl 2.5 Nazivna moč v odvisnosti od temperature ambienta

4. Razdelitev uporov glede na moč

a) **Upori za manjše moči** ($P_n = 0.1 \div 1W$) so običajni upori manjših dimenzij. Na Sl 2.6 je prikazana zveza med standardnimi dimenzijami uporov (premer,dolžina) in pripadajočo nazivno močjo pri cilindričnih uporih.



Sl 2.6 Dimenzije upora(dolžina, premer) v [mm] in pripadajoče moči pri cilindričnih uporih

b) **Upori za večje moči** ($P_n = 1 \div 100W$ in več) so upori večjih dimenzij, iz temperaturno odpornejših materialov, kar omogoča višje maksimalne temperature in s tem višje maksimalne moči segrevanja oz. nazivne moči.

Poleg tega je za zelo velike moči poskrbljeno za boljše odvajanje toplote na enega od sledečih načinov :

1) **Hladilno telo** : Vroča površina elementa, ki oddaja toploto, je lahko dodatno povečana s ti. hladilnim telesom. Hladilno telo mora biti v dobrem termičnem kontaktu z elementom, tako da se njegova površina segreje (skoraj) do temperature vročega elementa in se tako učinkoviteje odvaja toploto od elementa v okolico. Hladilno telo mora imeti pri dani porabi volumna v napravi čim večjo površino, zato gre tu za značilne strukture s hladilnimi rebri. Večja vroča površina povzroči večje odvajanje toplote, kar opišemo v skladu z en(2.7) z nižjo termično upornostjo. Termična upornost je torej v obratnem sorazmerju z vročo površino, kar zapišemo v obliki

$$R_{thsa} = \frac{1}{\sigma A} \quad (2.10)$$

kjer je A [cm^2] ... celotna vroča površina, ki oddaja toploto (element,hladilno telo itd.)
 σ [$W/^\circ Ccm^2$] ... konstanta toplotne izmenjave; podaja število watov, ki jih odvede $1cm^2$ vroče površine pri temperaturni razliki $T_s - T_a = 1^\circ C$. Včasih srečamo namesto konstante σ konstanto α , ki jo imenujemo specifična toplotna prestopnost upor/okolica.

V gornjih enačbah se torej zaradi dodatka hladilnega telesa zniža termična upornost, kar vodi v skladu z en(2.10) tudi do višjih nazivnih moči.

2) **Pojačano hlajenje** : obstoja več pristopov, glede na hladilno sredstvo ločimo:

- zračno hlajenje, ki ga lahko še dodatno pospešujemo z ventilatorji
- tekočinsko hlajenje, kjer v zaprtem hladilnem sistemu kroži primerna hladilna tekočina (destilirana voda, mineralna ali silikonska olja itd.), ki na oddaljenih toplotnih izmenjevalcih odlaga odvečno toploto v okolico

5. Analogija med elektrotehničskimi in termičnimi problemi

Do enačbe en(2.10) pridemo lahko tudi s pomočjo analogije, ki zaradi podobnih izhodiščnih diferencialnih enačb vlada med problemi elektrotehnike in termike :

ELEKTROTEHNIKA	TERMIKA
ΔV_{ab}	ΔT_{ab}
I	P
R_{ab}	R_{thab}
C	C_{th}
itd	itd

Ob ustrezni zamenjavi veličin se izkaže, da je zapisana enačba en(2.10) za oddajanje toplote pravzaprav termična analogija Ohmovega zakona : toplotna moč P oz. električni tok I, ki teče med dvema točkama, označimo jih npr. (s,a), po nekem toplotnem ali električnem vodniku, je proporcionalen temperaturni oz. potencialni razliki med tema dvema točkama ($T_s - T_a$ oz. $V_s - V_a$) in obratno sorazmeren termični oz. ohmski upornosti R_{thsa} oz. R_{sa} med tema dvema točkama. Opisana analogija pride do izraza zlasti pri bolj kompliciranih termičnih problemih kot npr. pri prehodnih pojavih segrevanja ali ohlajanja itd.

2.2.5 NESTABILNOST UPOROV

Nestabilnost elementa podaja spremembo lastnosti elementa po dolgoletnem delovanju. Tako je npr. nestabilnost upora podana z izrazom

$$\left. \frac{\Delta R}{R} \right|_t = \frac{R_t - R_0}{R_0} \quad (2.11)$$

kjer je R_t spremenjena upornost po dolgoletnem delovanju t, R_0 pa začetna upornost upora ob izdelavi.

Pogosto srečamo v praksi namesto imena nestabilnost tudi druga imena kot npr. degradacija ali staranje elementa, včasih pa tudi (manj logično) stabilnost elementa.

1. Izvor nestabilnosti

Zaradi povišanih temperatur v obremenjenem uporu pride po dolgoletnem delovanju do sprememb upornosti. Vzrok za to časovno spreminjanje upornosti je degradacija uporabne plasti(Pogl. 1).

Te nezaželene spremembe upornosti so tem manjše, čim kvalitetnejši oz. stabilnejši so materiali v uporabi in čim nižja je temperatura upora T_s . Temperatura upora T_s je določena, v skladu z en(2.9), z električno obremenitvijo $P_{\text{segr}} = VI$ in s temperaturo ambienta T_a .

Zaradi eksponentne odvisnosti degradacijskih procesov od temperature (Pogl.1) je zveza med degradacijo upornosti $\Delta R/R$ in temperaturo upora T_s linearna v log merilu, konstanto proporcionalnosti označimo z $K(R)$

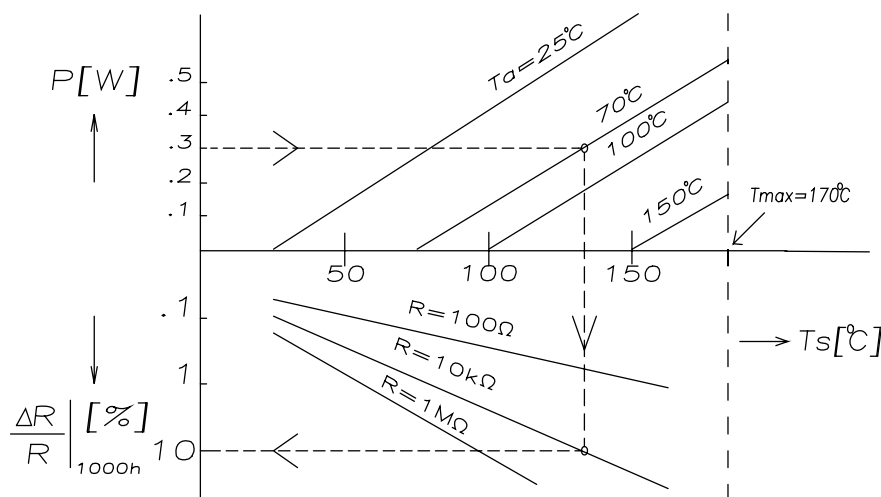
$$\log \frac{\Delta R}{R} = K(R) T_s \quad (2.12)$$

Konstanta $K(R)$ je običajno odvisna od velikosti upornosti. V splošnem imajo namreč pri neki družini uporov, narejenih z isto tehnologijo, nizkoohmski upori večjo stabilnost kot visokoohmski. Vzrok je v dejstvu, da imajo nižjeohmski upori debelejšo uporovno plast, ki so bolj odporne proti opisanemu efektom degradacije kot tanke in zato občutljive plasti višjeohmskih uporov. Osvetlino povedano z enostavnim primerom.

Primer: Pri neki uporovni družini imajo nižjeohmski upori uporovno plast debelino $100\mu\text{m}$, višjeohmski pa $1\mu\text{m}$. Če je zaradi degradacije uporovna plast stanjšana za $0.1\mu\text{m}$, bo pri višjeohmskih uporih upornost zrasla za 10% , pri nižjeohmskih pa le za 0.1% !

2. Nomogram upornosti

Nestabilnost neke uporovne družine podajajo proizvajalci največkrat grafično s ti. nomogramom oz. večparametrskim diagramom. Pri tem gre običajno za podajanje izmerjene relativne spremembe upornosti $\Delta R/R$ pri različnih električnih obremenitvah $P=VI$ oz. povišanih temperaturah upora T_s , po nekem daljšem času delovanja (običajni standard je 1000^{h}) ter včasih še nekaterih dodatnih pogojih delovanja (npr. povišana vlaga η , itd.). Primer takega nomograma prikazuje sl.7.



SI 2.7 Nomogram nestabilnosti: zveza med močjo obremenitve $P = VI$, temperaturami T_s , T_a , T_{max} in degradacijo $\Delta R/R$

Primer : S pomočjo nomograma na Sl 2.7 oceni degradacijo upora $\Delta R/R$ po 1000^h delovanja za upor $R = 10k\Omega$, pri električni obremenitvi $P = 0.3W$ in pri temperaturi ambienta $T_a = 70^{\circ}C$! Določi še degradacijo za primer znižane električne obremenitve $P = 0.1W$!

Rešitev: Iz nomograma na Sl 2.7 odčitamo pri gornjih podatkih po poti, ki jo prikazuje črtkana krivulja, rezultat : $\Delta R/R = +10\%$! Iz diagrama lahko mimogrede ocenimo še en zanimiv podatek, temperaturo upora : $T_s = 130^{\circ}C$.

Podobno za primer znižane obremenitve $P = 0.1W$ iz nomograma ocenimo $T_s = 100^{\circ}C$ in degradacijo $\Delta R/R = +1\%$! Degradacija se torej pri 3x nižji moči zniža za razred velikosti !

3. Degradacija po poljubnem času delovanja

Običajno nas zanima v praksi sprememba upornosti po daljšem ali krajšem časovnem obdobju delovanja, kot je omenjeni standard 1000^h delovanja. Ob upoštevanju korenske časovne odvisnosti degradacijskih procesov (Pogl.1) lahko degradacijo za poljuben čas enostavno določimo iz vrednosti degradacije za 1000^h po enačbi

$$\frac{\Delta R}{R} /_t = \frac{\Delta R}{R} /_{1000^h} \sqrt{\frac{t}{1000^h}} \quad (2.13)$$

4. Znižanje degradacije

Če ocenjena časovna degradacija oz. nestabilnost ΔR po en(2.13) za predpisano obdobje delovanja presega dopustno, ki je zahtevana za pravilno delovanje vezja, je potrebno v skladu z nomogramom na Sl 2.7 ali znižati električno obremenitev P in s tem temperaturo elementa T_s , ali znižati temperaturo ambienta T_a (hladilno telo, ventilator,..), ali pa izbrati kvalitetnejšo, stabilnejšo vrsto upora (nižji K)!

2.2.6 NAZIVNA NAPETOST, MEJNA NAPETOST, KRITIČNA UPORNOST

Pri neki družini uporov je do neke ti. kritične upornosti R_c maksimalna dopustna oz. nazivna (nominal) napetost V_n , ki jo upor še prenese brez degradacije, določena, kot smo videli, s termičnimi omejitvami oz. z nazivno močjo P_n

$$P_n = V_n I_n = \frac{V_n^2}{R_n} = I_n^2 R_n \quad (2.14)$$

Iz znane nazivne moči in upornosti lahko tako izračunamo maksimalno dopustno napetost oz. nazivno napetost upora V_n

$$V_n = \sqrt{P_n R_n} \quad R_n < R_c \quad (2.15)$$

Izkaže se, da za nazivne upornosti nad kritično upornostjo R_c gornja omejitev napetosti ni ustrezna. Pri zelo visokih upornostih R_n , nad kritično upornostjo R_c , bi namreč tako izračunane nazivne napetosti dobile nerealno visoke vrednosti. Zato bi prišlo prej, še preden bi dosegli to nazivno napetost in s tem dosegli termične omejitve oz. maksimalno dopustno temperaturo upora T_{max} , do preboja na uporu !

Torej, pri visokih upornostih nad kritično upornostjo pri neki uporabni družini maksimalna dopustna napetost ni omejena s termičnimi lastnostmi ampak s prebojnimi omejitvami. Ustrezni maksimalni napetosti, ki jo upor še prenese brez preboja, pravimo mejna (limit) napetost V_L . Včasih proizvajalci podajo namesto mejne napetosti V_L kar kritično upornost, pri kateri se zgodi za dano družino uporov prehod od termičnih omejitev na prebojne. Tedaj mejno napetost izračunamo lahko po gornji enačbi ob upoštevanju enakosti $R_n = R_c$

$$V_L = \sqrt{P_n R_c} \quad R_n > R_c \quad (2.16)$$

Ugotovljena napetostna omejitev velja dovolj dobro tudi dalje, za višje upornosti nad R_c . Kritična upornost R_c je odvisna od strukture uporov, zlasti od prebojnih lastnosti oz. dielektrične trdnosti pasivacijskih materialov upora ter njihovih debelin, širine reza pri rezkanih (spiraliziranih) uporih itd.

Zaključek: Torej, napetostne omejitve na uporih pri neki uporabni družini so določene s termičnimi lastnostmi oz. nazivno napetostjo V_n pod kritično upornostjo R_c , nad kritično upornostjo R_c pa s prebojnimi lastnostmi oz. mejno napetostjo V_L !

2.2.7 IMPULZNO KRMILJENJE UPORA

Uvod

Pri obravnavi električne obremenitve in segrevanja oz. termičnih omejitev upora smo spoznali nazivno moč P_n . Ponovimo: nazivna moč P_n je tista maksimalna moč, pri kateri upor ravno doseže maksimalno dopustno temperaturo T_{max} .

Pri krmiljenju upora z enosmernimi signali torej velja

$$P_n = V_n I_n = I_n^2 R_n = \frac{V_n^2}{R_n} \quad (2.17)$$

Podobne zveze lahko zapišemo tudi pri krmiljenju s harmoničnimi signali, le enosmerne vrednosti moramo nadomestiti z efektivnimi.

Prekoračitev nazivnih vrednosti moči, napetosti ali toka P_n , V_n ali I_n ima torej za posledico vedno prekoračitev maksimalne dopustne temperature T_{max} in s tem uničenje upora !

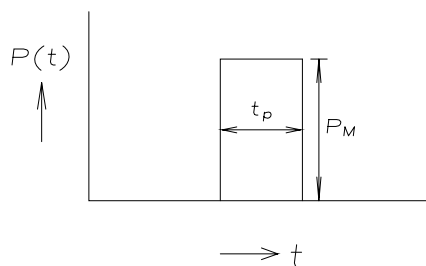
Pri impulznem krmiljenju elementa pa se izkaže, da lahko trenutne vrednosti moči, napetosti ali toka zrastejo kratkotrajno na višje vrednosti od nazivnih vrednosti P_n , V_n , I_n , pa bo upor preživel brez degradacije, če je le izpolnjen pogoj, da srednja (povprečna) moč impulzov ne presega nazivne moči P_n ! Temperatura upora T_s je namreč v tem primeru še vedno pod maksimalno dopustno temperaturo T_{max} in degradacije ni.

V praksi srečamo dve vrsti impulznega krmiljenja: krmiljenje z enkratnim impulzom in krmiljenje s periodičnimi impulzi!

Včasih lahko obravnavamo tudi krmiljenje s periodičnimi impulzi kot enkratni impulz - kadar je čas med dvema zaporednima impulzoma dovolj dolg, da se upor do prihoda naslednjega impulza že ohladi. Ponavljalna frekvenca impulzov mora biti torej dovolj nizka, tipično $f < 0.5$ Hz oz. pod 1500 impulzov/h.

1. Krmiljenje z enkratnim impulzom

Na Sl 2.8 je prikazan časovni potek moči na uporu pri enkratnem impulzu, dolžine t_p in moči P_M .



Sl 2.8 Časovni potek moči pri enkratnem impulzu

Če poznamo električne in termične karakteristike upora, je možno teoretično izračunati, lahko pa tudi eksperimentalno izmeriti, kakšna je za dano trajanje enkratnega impulza t_p tista maksimalna moč impulza P_M , ki jo upor še prenese brez degradacije. Med obema vrednostima seveda vlada obratno sorazmerje: če P_M zraste, mora t_p upasti, in obratno. Izkaže se, da zvezo med obema količinama lahko običajno zapišemo v obliki

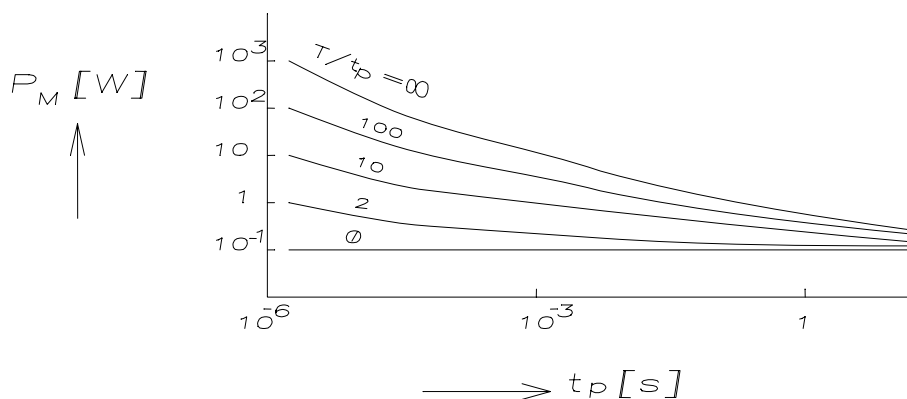
$$P_m = C / t_p^K$$

oziroma v logaritemski obliki

$$\log P_M \cong -K \log t_p + \log C \quad (2.18)$$

Po gornji enačbi je zveza med P_M in t_p v log-log diagramu premica, medtem ko izmerjene vrednosti od tega rahlo odstopajo. Izmerjene vrednosti dajejo običajno nižje vrednosti za maksimalne dopustne moči impulza. Razlog je v hitrejši degradaciji zaradi lokalnih segrevanj, ki jih srečamo pri hitrih spremembah signalov v uporu na raznih nehomogenostih uporovnih in metalizacijskih plasti, ostrih robovih, konicah itd.

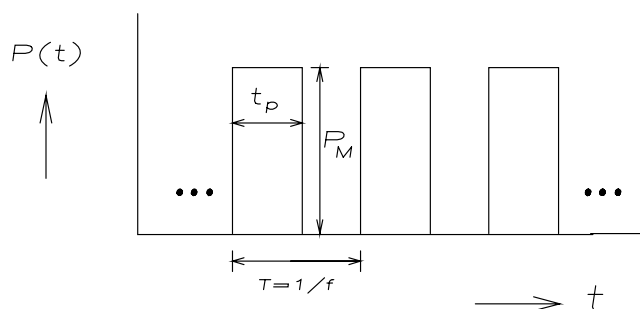
Diagram na Sl 2.9 prikazuje tipično zvezo med maksimalno dopustno močjo P_M in dolžino enkratnega impulza t_p (gornja krivulja, za $T/t_p = \infty$!). V skladu s podano enačbo maksimalna dopustna moč impulza P_M upada z dolžino impulza t_p in za dolge čase limitira proti nazivni moči $P_n = 0.1W$ za ta primer, kar je smiselen rezultat.



Sl 2.9 Maksimalna dopustna moč impulza P_M v odvisnosti od dolžine impulza t_p ($P_n=0.1W$)

2. Krmiljenje s periodičnimi impulzi

Na Sl 2.10 je prikazan časovni potek moči na uporih pri periodičnih impulzih, s ponavljalno dobo (periodo) T oz. frekvenco $f = 1/T$.



Sl 2.10 Časovni potek moči pri periodičnih impulzih

Tudi tu je osnovna zahteva za dobro delovanje elementa brez degradacije, da mora biti temperatura elementa T_s vedno nižja od maksimalne temperature T_{max}

$$T_s < T_{max} \quad (2.19)$$

To pomeni, da se element pri impulzni obremenitvi s P_M v trajanju t_p ne sme segreti bolj kot pri enosmerni obremenitvi z nazivno močjo P_n .

Podobno kot smo videli že pri enkratnem impulzu, lahko tudi za periodične impulze teoretično ali eksperimentalno določimo zveze med osnovnimi veličinami. Zvezo med maksimalno močjo P_M in trajanjem impulza t_p proizvajalci običajno podajajo grafično kot parametričen šop krivulj, kjer nastopa kot parameter razmerje med ponavljalno dobo in trajanjem impulza T/t_p (Sl 2.9). Zgornja krivulja ($T/t_p = \infty$) predstavlja limitni primer $T \rightarrow \infty$, torej enkratni impulz. Spodnja krivulja ($T/t_p = 0$) predstavlja limitni primer $t_p \rightarrow \infty$, torej neskončno dolg impulz oz. konstanten (enosmerni) impulz, z nazivno močjo P_n .

Osvetlino problem krmiljenja upora s periodičnimi impulzi z enostavnim primerom.

Primer: S pomočjo diagrama na s SI 2.9 določi maksimalno dopustno moč P_M za periodične impulze z dolžino $t_p = 1\text{ms}$ in ponavljalno dobo $T = 100\text{ms}$!

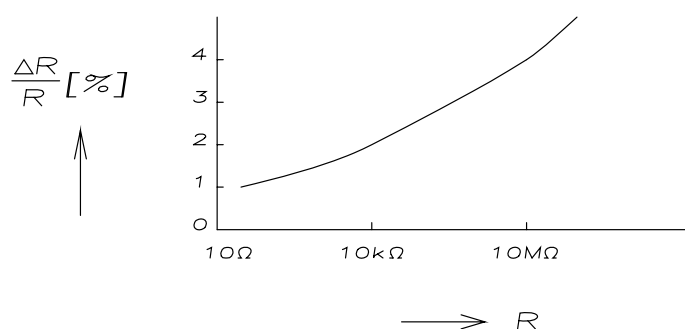
Rešitev: V našem primeru torej velja $T/t_p = 100$ in iz diagrama na SI 2.9 ocenimo pri $t_p = 1\text{ms}$ maksimalno dopustno moč $P_M = \underline{5W}$!

Opomba: V primeru izredno kratkih, strmih in visokih impulzov je treba dodatno paziti, ker lahko pride do močnih lokalnih segrevanj in lahko temperatura lokalno preseže maksimalno dopustno temperaturo T_{\max} , čeprav srednja moč v tem primeru še ne preseže nazivne moči P_n ! Zato običajno proizvajalci podajajo še dodatne omejitve glede teh kratkotrajnih visokih impulzov ali sunkov z vrednostmi P_{\max} , V_{\max} , I_{\max} , ki v nobenem primeru ne smejo biti presežene, tudi kratkotrajno ne !

2.2.8 STANDARDNE OBREMENITVE

Tovarne podajajo pogosto za svoje upore tudi izmerjene relativne spremembe upornosti $\Delta R/R$ pri različnih standardnih obremenitvah. Ti podatki omogočijo oceno kvalitete in stabilnosti posameznih elementov ter primerjavo med različnimi proizvajalci.

Tipičen potek relativne spremembe upornosti v odvisnosti od nazivne upornosti neke uporovne družine prikazuje diagram na SI 2.11. Z naraščajočo vrednostjo upornosti v splošnem relativne spremembe upornosti rastejo. Vzrok je v dejstvu, da zahtevajo v splošnem visokohmski upori tanjše plasti, ki so bolj občutljive in se relativno hitreje spreminjajo, kot je to primer pri debelejših plasteh nizkohmskih uporov.



SI 2.11 Tipična sprememba upornosti pri obremenitvi neke uporovne družine

Navedimo tri pogostejše vrste obremenitev :

1. Električna obremenitev: $T_a = 70^\circ\text{C}$, P_n , $t = 1000^{\text{h}}$

2. Temperaturna obremenitev: $T_a = 155^\circ\text{C}$, $t = 1000^{\text{h}}$

3. Obremenitev z vlago: $T_a = 40^\circ\text{C}$, $\eta = 95\%$, $t = 56$ dni

Tipične relativne spremembe upornosti (SI 2.11) po gornjih standardnih obremenitvah so v razredu nekaj % za srednje kvalitetne upore (bolj podrobno kasneje pri obravnavi lastnosti posameznih družin!).

2.2.9 TEMPERATURNI KOEFICIENT UPORNOSTI

Uporovne lastnosti resničnih materialov se spreminjajo s temperaturo. Zato so tudi upornosti resničnih uporov odvisne od temperature.

Temperaturne lastnosti elementov in materialov podajamo s temperaturnimi koeficienti (TC, tudi TK ali včasih α). Temperaturni koeficient TC ima ponavadi dodan še indeks, ki podaja veličino, katere temperaturno odvisnost koeficient opisuje, npr. temperaturni koeficient upornosti TC_R .

Temperaturni koeficienti so največkrat definirani kot razmerje relativne spremembe opazovane veličine in ustrezne spremembe temperature. Temperaturni koeficient upornosti TC_R je tako običajno zapisan v eni izmed naslednjih oblik

$$TC_R = \frac{\frac{dR}{R}}{dT} = \frac{1}{R} \frac{dR}{dT} = \frac{d \ln R}{dT} \quad (2.20)$$

1. Uporovne lastnosti materialov

Če upornost materiala ali elementa s temperaturo raste, je po en(2.20) temperaturni koeficient pozitiven in govorimo o PTC materialu ali elementu. Če upornost s temperaturo pada, je temperaturni koeficient negativen in govorimo o NTC materialu ali elementu.

Predznak in velikost temperaturnega koeficienta sta odvisna predvsem od materiala uporovne plasti, v praksi pa včasih še od drugih, manj pričakovanih parametrov kot npr. od debeline uporovne plasti - ker pri tanjši plasti pridejo bolj do izraza površinski efekti proti volumskim kot pri debelejši plasti itd.

Uporovne lastnosti raznih (ne)prevodnih materialov se s temperaturo spreminjajo zaradi različnih pojavov, ki vplivajo na mobilnost prostih nosilcev naboja μ ali njihovo koncentracijo n in s tem na specifično upornost ρ oz. prevodnost σ , v skladu z enačbo

$$\frac{1}{\rho} = \sigma = q \mu n \quad (2.21)$$

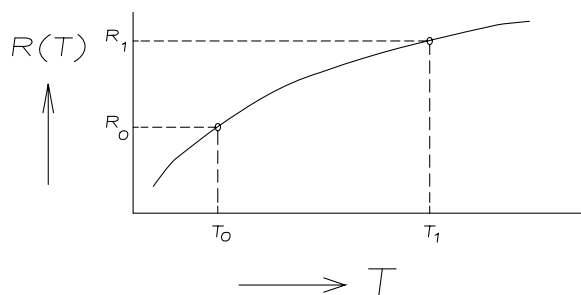
V materialih z znato strukturo se dodatno z naraščajočo temperaturo spreminjajo, običajno izboljšujejo oz. nižajo, kontaktne upornosti med zrnji materiala.

Omenimo nekaj osnovnih efektov, ki določajo temperaturni koeficient v nekaterih materialih in uporih:

- z naraščajočo temperaturo upada mobilnost zaradi naraščajočega števila trkov in upornost raste (PTC) ! Tipičen predstavnik tega efekta so kovine in upori s tankimi kovinskimi plastmi.
- z naraščajočo temperaturo upada kontaktna upornost med zrni materiala in upornost pada (NTC) ! Tipičen predstavnik tega efekta so ogljenoplastni upori.
- z naraščajočo temperaturo raste koncentracija prostih nosilcev zaradi večjih razpoložljivih energij in upornost pada (NTC) ! Tipičen predstavnik tega efekta so polprevodniški materiali in polprevodniški upori.

2. Temperaturna odvisnost upornosti

Pri običajnih (linearnih oz. ohmskih) uporih so temperaturne odvisnosti upornosti majhne, spreminjanje upornosti s temperaturo $R(T)$ je počasno (SI 2.12).



SI 2.12 Tipična odvisnost upornosti ohmskega upora od temperature

Tedaj lahko za opis temperaturnih lastnosti uporabimo razvoj v Taylorjevo vrsto okrog izhodiščne (referenčne) temperature T_0 (običajno 25°C)

$$R(T) = R(T_0) + \frac{dR}{dT}\bigg|_{T_0} (T - T_0) + \frac{1}{2!} \frac{d^2R}{dT^2}\bigg|_{T_0} (T - T_0)^2 + \dots \quad (2.22)$$

Pri običajnih ohmskih uporih višji členi Taylorjeve vrste upadajo po velikosti proti 0, zaradi relativno majhnih sprememb upornosti s temperaturo. Zato lahko temperaturno odvisnost upornosti običajno dobro opišemo, če obdržimo le prve tri člene

$$R(T) = R_0 [1 + \alpha_R (T - T_0) + \beta_R (T - T_0)^2] \quad (2.23)$$

kjer je $R_0 = R(T_0)$... referenčna (tudi: nazivna) upornost

$\alpha_R = \frac{1}{R} \frac{dR}{dT}\bigg|_{T_0}$... linearni člen oz. koeficient, ki podaja naklon premice

$$\beta_R = \frac{1}{2R} \frac{d^2 R}{dT^2} / T_0 \quad \dots \quad \text{kvadratni člen oz. koeficient, ki podaja ukrivljenost krivulje}$$

Pri dobrih ohmskih uporih je temperaturna variacija upornosti majhna, zato je v relativno ozkem intervalu delovanja upora okrog sobnih temperatur krivulja $R(T)$ precej podobno premici in zadošča linearen opis (kvadratni člen je zanemarljiv, $\beta_R = 0$)

$$R(T) = R_0 [1 + \alpha_R (T - T_0)] = R_0 (1 + \alpha_R \Delta T) \quad (2.24)$$

Tabela 1 podaja specifične upornosti in temperaturne koeficiente nekaterih prevodnih in uporovnih materialov. Enota specifične upornosti ρ je izbrana tako, da številčna vrednost podaja kar upornost v $[\Omega]$, ki jo ima 1m dolga žica s presekom 1mm^2 .

Tabela 3 Specifična upornost in temperaturni koeficient ($T = 20^\circ\text{C}$)

Material	$\rho[\Omega\text{mm}^2/\text{m}]$	$\text{TC}_R[10^{-6}/^\circ\text{C}]$
Cu	0.017	+4300
Al	0.028	+4200
Au	0.024	+3800
Ni	0.075	+6500
NiCr 80/20	1.0	+100
C	40	-200

2.2.10 PLASTNA UPORNOST

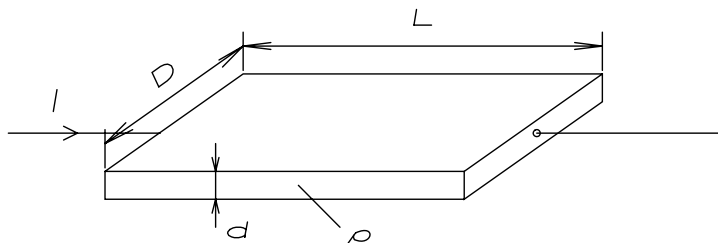
V praksi največkrat srečamo upore, pri katerih je uporovno področje izvedeno v obliki tanke uporovne plasti na primerni podlagi (substratu). Izkaže se, da je v tem primeru najprimerneje za karakterizacijo uporovne plasti in upora samega vpeljati pojem plastne upornost R_{sh} (sheet-plast). Glavni razlog za to je v izredno hitri, enostavni, natančni in nedestruktivni meritvi plastne upornosti, kot bo prikazano na koncu poglavja, medtem ko bi morali za direktno karakterizacijo uporovne plasti izvesti zahtevne, zamudne, manj točne in destruktivne meritve specifične upornosti in debeline tanke uporovne plasti.

Pojem plastne upornosti zato pogosto srečujemo v elektroniki, zlasti pri karakterizaciji klasičnih in mikroelektronskih tehnologij kakor tudi pri načrtovanju uporov.

Pojem plastne upornosti si bomo ogledali v dveh praktično pomembnih primerih, homogene in nehomogene uporovne plasti (homogen - lastnosti materiala so v vsaki točki enake oz. konstantne!).

1. Homogena uporovna plast: $\rho = \text{const}$

Razmere v obravnavani uporovni progi dolžine L , širine D , debeline d in specifične upornosti ρ , po kateri teče električni tok I , prikazuje SI 2.13.



SI 2.13 Razmere v homogeni uporovni progi

Upornost uporovne proge na, ki jo čuti tok I , je določena s specifično upornostjo ρ , širino D , debelino d in dolžino L uporovne proge

$$R = \rho \frac{L}{A} = \rho \frac{L}{Dd} = \frac{\rho}{d} \frac{L}{D} \quad (2.25)$$

En(2.25) smo preuredili s tem, da smo združili skupaj lastnosti uporovne plasti (ρ/d) in geometrijske lastnosti plasti (L/D).

Plastno upornost R_{sh} dane uporovne plasti definiramo kot razmerje (ρ/d)

$$R_{sh} = \frac{\rho}{d} \quad (2.26)$$

Hitro lahko ugotovimo, da je tako definirana plastna upornost R_{sh} tudi enaka upornosti enega kvadratka uporovne plasti: če za uporovno progo na SI 2.13 vzamemo $L = D$, torej uporovno progo kvadratne geometrije, je upornost tega kvadratka R_{\square} , podobno kot v prejšnjem primeru

$$R_{\square} = \rho \frac{L}{A} = \frac{\rho D}{Dd} = \frac{\rho}{d} = R_{sh} \quad (2.27)$$

Alternativna definicija oz. predstava plastne upornosti se torej glasi: plastna upornost R_{sh} dane plasti je upornost enega kvadratka (poljubne stranice) te plasti!

Dimenzija plastne upornosti, kot to sledi iz definicije, je $[\Omega]$. Včasih zaradi nazornosti dodamo še brezdimenzijski simbol kvadratka $[\Omega/\square]$.

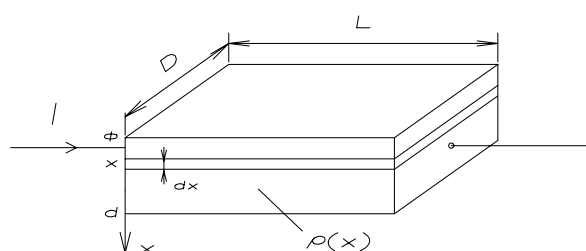
Zvezo med upornostjo danega upora, plastno upornostjo in geometrijo lahko tako zapišemo s pomočjo gornjih enačb v obliki

$$R = R_{sh} \frac{L}{D} \quad (2.28)$$

Razlaga pomena en(2.28) je naslednja: če si predstavljamo neko uporovno progo razdeljeno na kvadratke (npr. Sl 2.17), podaja razmerje L/D število kvadratkov v uporovni progi. V tem smislu razumemo tudi en(2.28): upornost neke uporovne proge je enaka plastni upornosti R_{sh} (ki predstavlja upornost enega kvadratika), pomnoženi s številom kvadratkov v tej uporovni progi (L/D)!

2. Nehomogena uporovna plast : $\rho \neq \text{const}$

V tem primeru se specifična upornost po volumnu materiala spreminja. Tipičen primer take nehomogene uporovne plasti je difundirani upor v monolitnih integriranih vezjih, kjer koncentracija prostih nosilcev naboja in s tem prevodnost plasti od površine v globino upada. Izkače se, da tudi v primeru nehomogene uporovne plasti uporabnost pojma plastne upornosti ostane neokrnjena!



Sl 2.14 Razmere v nehomogeni uporovni plasti

Razmere v nehomogeni uporovni plasti prikazuje Sl 2.14. Specifična upornost ρ oz. prevodnost σ se sedaj spreminjata s koordinato x . Za izračun upornosti si moramo sedaj predstavljati upor razrezan na tako tanke plasti, da je sprememba specifične upornosti znotraj posamezne plasti zanemarljiva in lahko prevodnost dG posamezne tanke plasti debeline dx enostavno zapišemo v obliki

$$dG = \sigma(x) \frac{D dx}{L} \quad (2.29)$$

Celotno prevodnost upora G oz. upornost R dobimo, ker so plasti vezane paralelno, s seštevanjem prevodnosti posameznih plasti oz. z integracijo

$$R = \frac{L}{G} = \frac{L}{D} \frac{1}{\int_0^d \sigma(x) dx} \quad (2.30)$$

Če definiramo plastno upornost nehomogene plasti kot

$$R_{sh} = \frac{L}{D} \frac{1}{\int_0^d \sigma(x) dx} = \frac{\bar{\rho}}{d} \quad (2.31)$$

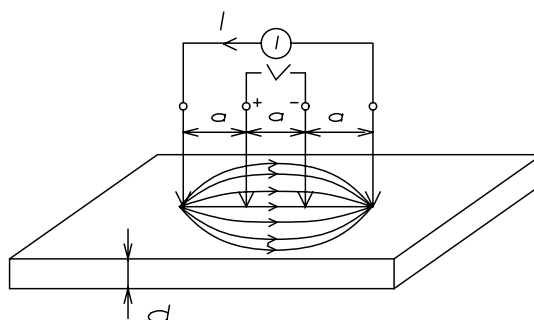
kjer je $\bar{\rho}$ povprečna specifična upornost, lahko enako kot pri homogeni plasti zapišemo

$$R = R_{sh} \frac{L}{D} \quad (2.32)$$

Izkaže se torej, da lahko s plastno upornostjo obravnavamo tudi nehomogeno plast na enak način kot homogeno ! Le ena razlika obstoji, definicija oz. analitični izračun plastne upornosti, v skladu z en(2.34). Vendar v praksi plastne upornosti nikoli ne računamo temveč jo enostavno in hitro izmerimo. Sama meritev plastne upornosti pa poteka v obeh primerih, homogene in nehomogene plasti, enako, pa tudi pri obravnavi in projektiranju uporov ni razlik !

Meritev plastne upornosti

Meritev plastne upornosti izvedemo s ti. 4-točkovno (4-point) metodo (SI 2.15). Posebna merilna glava ima štiri ekvidistančne električne sonde (špice), s pomočjo katerih pridemo po spustu merilne glave do električnega kontakta z merjeno plastjo. Takoj po stiku steče skozi zunanji dve sondi, ki sta priključeni na tokovni generator, nastavljeni električni tok I . Zato se na notranjih dveh sondah pojavi neka napetost V , ki jo izmerimo z visokoohmskim voltmetrom. Ker pri tej meritvi ne teče praktično noben tok skozi notranji sondi, kritični problemi okrog kontaktov in njihovih upornosti odpadejo (IR padeč je enak 0).



SI 2.15 Meritev plastne upornosti s 4-točkovno metodo

Analiza pokaže, da je plastna upornost odvisna od izmerjenega razmerja V/I . V priložnikih so podani ustrezni izrazi za izračun plastne upornosti v odvisnosti od geometrijskih razmer, zlasti od (ob predpostavki neomejene plasti) razmerja med debelino plasti in razdaljo med sondami (d/a). Navedimo izraz za izračun plastne upornosti v dveh limitnih, v praksi pogosto srečanih primerov:

1. Primer tanke plasti: $d \ll a$

$$R_{sh} = \frac{\pi}{\ln 2} \frac{V}{I} = 4.53 \frac{V}{I} \quad (2.33)$$

2. Primer debele plasti: $d \gg a$

$$R_{sh} = 2\pi \frac{V}{I} = 6.283 \frac{V}{I} \quad (2.34)$$

V praksi je meritev plastne upornosti dodatno poenostavljena s tem, da tokovni generator poganja tok, ki je mnogokratnik gornjih numeričnih faktorjev, npr. za tanko plast $I = 4.53\text{mA}$ in tako odčitek napetosti že daje direktno izmerjeno plastno upornost v $[\Omega]$! Meritev plastne upornosti neke plasti je tako opravljena v trenutku, zanesljivo, natančno in nedestruktivno.

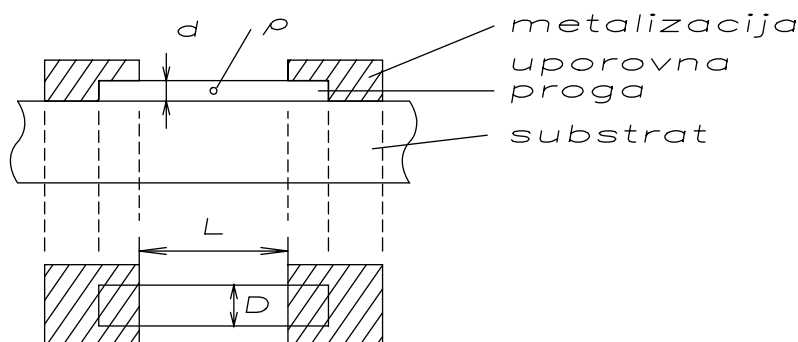
Načrtovanje uporov

Izhodiščni podatki pri načrtovanju nekega upora so: plastna upornost uporovne plasti R_{sh} , priporočena optimalna širina uporovne proge D ter seveda zahtevana upornost upora R . Določiti je torej potrebno le še dolžino uporovne proge L !

V nadaljevanju si bomo ogledali nekaj tipičnih primerov.

1. Plastni upori

Pogosto so upori izdelani s tanko uporovno plastjo, ki ima obliko traku oz. uporovne proge (linije). Praktični primeri takih uporov so tankoplastni in debeloplastni upori v hibridnih tehnologijah, difundirani upori v monolitnih tehnologijah itd. Tipično strukturo plastnega upora prikazuje SI 2.16.



SI 2.16 Struktura plastnega upora (prerez strukture in pogled z vrha oz. načrt mask)

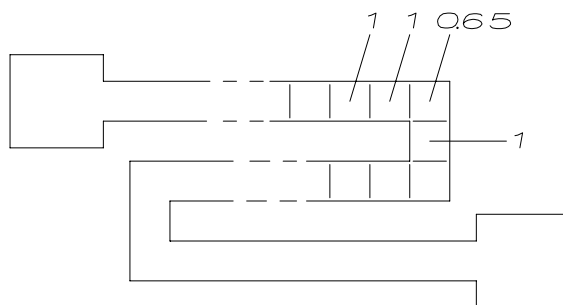
Zvezo med upornostjo, plastno upornostjo in geometrijo podaja osnovna enačba

$$R = R_{sh} \frac{L}{D} \quad (2.35)$$

od kjer brez težav izračunamo potrebno dolžino uporovne proge

$$L = D \frac{R}{R_{sh}} \quad (2.36)$$

Dodajmo še, da v primeru zavite uporovne proge (meander), ki ga srečamo v vezjih zaradi boljše izrabe površine, lahko uporovno progo obravnavamo na enak način s seštevanjem kvadratkov. Le pri kvadratih v ogliščih moramo upoštevati, da zaradi krajše poti manj prispevajo k upornosti - točnejše analize kažejo, da dajo prispevek $0.65 R_{sh}$ namesto $1 R_{sh}$ (SI 2.17).



SI 2.17 Upor zavite oblike (meander)

2. Cilindrični upori

Pogosto imajo upori cilindrično geometrijo. Praktični primeri takih uporov so običajni valjasti upori (SI 2.18a), pri katerih je tanka uporovna plast nanešena na plašču cilindričnega uporovnega telesa. Uporovna plast je običajno mnogo tanjša od polmera valja ($d \ll r$).

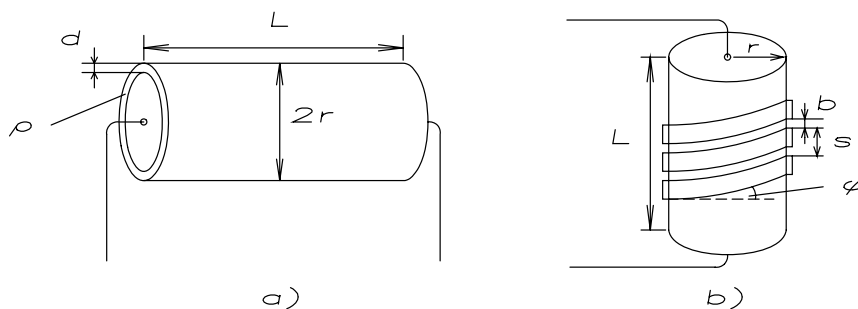
Upornost v tem primeru določimo tako, da si mislimo plašč valja po dolžini prerezan in razgrnjen, zato velja

$$R = R_{sh} \frac{L}{D} = R_{sh} \frac{L}{2\pi r} \quad (2.37)$$

Do enakega rezultata lahko za kontrolo pridemo tudi po klasični poti ($R = \rho l / A$).

3. Cilindrični rezkani upori

Pogosto v praksi povečamo upornost cilindričnega upora tako, da v uporovno progo zarezkamo spiralo in na ta način povečamo dolžino uporovne proge ter hkrati zmanjšamo njeno širino (SI 2.18b). Upornost v tem primeru dodatno določata tudi širina reza b in stopnja navoja oz. korak s .



SI 2.18 Cilindrični upor (a) in rezkani upor (b)

Upornost cilindričnega rezkanega upora najenostavneje določimo po korakih:

- širina uporovne proge: $s - b$
- upornost enega ovoja: $R_{sh} \frac{2\pi r}{(s-b)\cos\phi}$
- število ovojev: L / s

Celotna upornost spiraliziranega upora pa je določena kot upornost enega ovoja, pomnoženega s številom ovojev

$$R = R_{sh} \frac{2\pi r}{s-b} \frac{l}{\cos \phi} \frac{L}{s} \quad (2.38)$$

2.2.11 UPORI PRI VIŠJIH FREKVENCAH

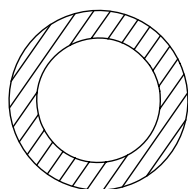
Pri nizkofrekvenčnih (nf) razmerah izkazuje upor samo svojo nazivno upornost R_n . Pri krmiljenju z visokofrekvenčnimi (vf) signali kažejo upori v splošnem spremenjene lastnosti. Za to sta odgovorna predvsem dva glavna efekta:

- 1) kožni pojav (skin effect)
- 2) vpliv parazitnih elementov (kapacitivnosti, induktivnosti)

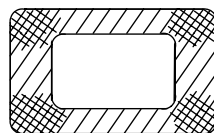
2.2.11.1 KOŽNI POJAV

Ime pojava - kožni pojav (skin effect) - nakazuje, da teče tok predvsem po koži oz. površini vodnika. Točnejše analize pokažejo, da je pri nizkih frekvencah tokovna gostota $j = dI/dA [A/cm^2]$ po vsem preseku vodnika konstantna. Pri visokih frekvencah pa se izkaže, da je gostota magnetnih silnic oz. magnetno polje v sredini vodnika večja kot ob površini, zato ima področje v sredini vodnika večjo reaktanco in teče tok predvsem v bolj prevodnem površinskem predelu vodnika.

Na Sl 2.19 je prikazana porazdelitev tokovne gostote po preseku vodnika za nekaj tipičnih geometrij. Pri vodniku okroglega preseka (Sl 2.19 a) je tokovna gostota radialno simetrična, največja v površinskem sloju in upada v globino. Pri vodniku kvadratnega preseka (Sl 2.19b) je tokovna gostota največja v ogljiščih, znatna ob stranicah in majhna v notranjosti vodnika. Pri trakastem vodniku pravokotnega preseka (Sl 2.19c) je tokovna gostota največja na robovih traku, znatna na površini traku in majhna v notranjosti.



a) okrogel vodnik



b) kvadraten vodnik



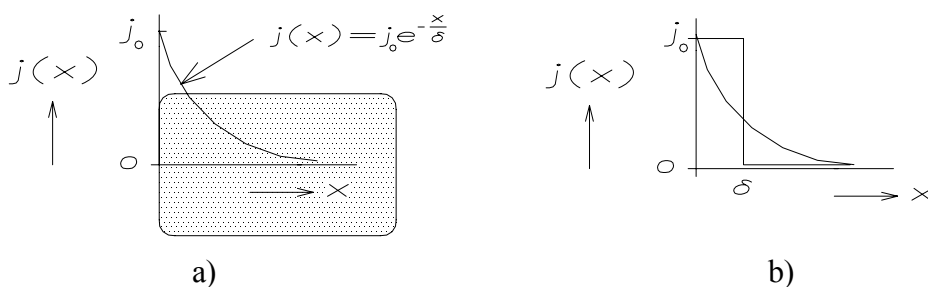
c) pravokoten(trakast)vodnik

Sl 2.19 Porazdelitev toka po preseku vodnika za različne preseke (črtkano področje označuje področja visokih tokovnih gostot)

Podrobnejša analiza pokaže, da tokovna gostota eksponentialno upada od površine v globino vodnika (Sl 2.20a), kar opisuje enačba

$$j(x) = j_0 e^{-\frac{x}{\delta}} \quad (2.39)$$

kjer je j_0 ... tokovna gostota na površini prevodnika ($x=0$)
 δ ... vdorna globina kožnega pojava



Sl 2.20 Upadanje tokovne gostote v globino vodnika: a) točno - eksponentialno, b) poenostavljeno - stopničasto

Poenostavljena predstava kožnega pojava

Pogosta poenostavitev kožnega pojava v praksi je predpostavka, da teče po preseku vodnika konstantna tokovna gostota j_0 , v površinskem sloju debeline δ ! Za preizkus izračunajmo debelino δ ob upoštevanju, da naj bo tok oz. integral tokovne gostote po preseku vodnika (ploščina pod krivuljo) enak v obeh primerih a) in b) na Sl 2.20:

$$\int_0^{\infty} j(x) dx = j_0 \int_0^{\infty} e^{-\frac{x}{\delta}} dx = -j_0 \delta e^{-\frac{x}{\delta}} \Big|_0^{\infty} = j_0 \delta ! \quad (2.40)$$

Torej, v poenostavljeni sliki kožnega pojava lahko pravilno predpostavimo, da teče tok konstantne tokovne gostote le v površinskem sloju debeline δ !

Analiza pokaže, da lahko vdorno globino skin efekta δ ocenimo s pomočjo enačbe/Poberaj/

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi f \mu}} \quad (2.41)$$

kjer je ρ ... specifična upornost materiala
 f ... frekvenca, pri kateri opazujemo kožni efekt
 μ ... magnetna permeabilnost materiala

Izraz za vdorno globino δ lahko poenostavimo za konkretni primer, če npr. vstavimo podatke (ρ , μ) za dani prevodni material. Tako npr. za bakren vodnik pri sobni temperaturi dobimo naslednji izraz

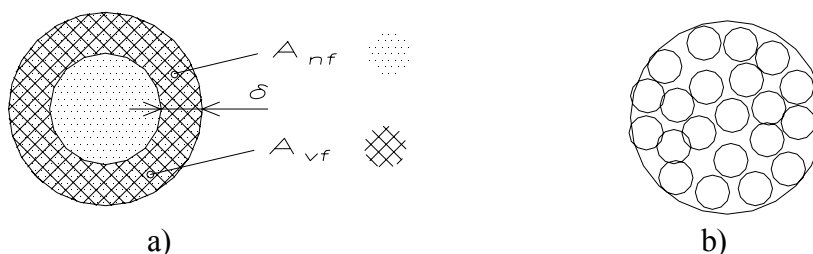
$$\delta [cm] = \frac{6.7}{\sqrt{f [Hz]}} \quad [ba\ ker, T = 20^{\circ}C] \quad (2.42)$$

Po pričakovanju vdorna globina kožnega efekta upada s frekvenco. Tabela 4 prinaša izračunano vdorno globino kožnega efekta za bakren vodnik pri ν_f (1Hz) in ν_{vf} (1MHz) razmerah.

Tabela 4 Vdorna globina kožnega efekta δ (baker, $T=20^{\circ}C$)

f	δ
1 Hz	6.7 cm
1 MHz	67 μ m

Pri visokih frekvencah ostane torej za prevajanje toka na razpolago le majhen del od celotnega geometrijskega preseka vodnika, kot prikazuje SI 2.21a: $A_{\nu_f} \ll A_{\nu_{vf}}$.



SI 2.21 Poenostavljena predstava kožnega pojava(a) in pletenica(b)

Efektivni presek vodnika, ki ostane na razpolago za prevajanje pri ν_{vf} , lahko enostavno ocenimo iz obsega vodnika ob in vdorne globine kožnega pojava δ

$$A_{\nu_f} = ob \cdot \delta \ll A_{\nu_f} = A_{geom} \quad (2.43)$$

Dodatna metoda za natančnejšo kvantitativno obravnavo kožnega pojava bo podana v Pogl. 5 pri obravnavi efektivne upornosti tuljave.

Zmanjšanje vpliva kožnega pojava

Zaradi kožnega pojava v splošnem pri ν_{vf} razmerah upornost nekega vodnika ali upora narašča. Pojav je močnejši pri debelih vodnikih, ker relativno več preseka odpade pri dani vdorni globini δ . To je razlog, da uporabljamo pri vodnikih in uporih za višje frekvence namesto ene same debele žice raje iz več tankih vlaken sestavljene žice oz. pletenice (litz-wire, "licne"), pri katerih je zaradi majhnega premera posameznega vlakna zmanjšanje efektivnega preseka zanemarljivo (SI 2.21b).

Pogoj za odpravo naraščanja upornosti pri ν_{vf} zaradi kožnega pojava je tedaj $D_1 \ll \delta$, kjer je D_1 premer posameznega vlakna, δ pa vdorna globina kožnega pojava. Pri pletenem vodniku v tem primeru pri ν_{vf} ne bo opaznega povišanja upornosti, pri pletenem uporu pa ne bo naraščanja upornosti z naraščajočo frekvenco.

2.2.11.2 VPLIV PARAZITNIH ELEMENTOV

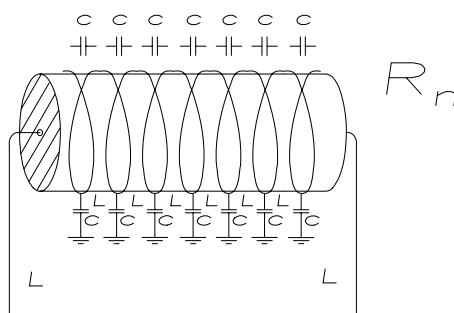
Vsaka resnična električna struktura vsebuje vedno vse tri osnovne električne komponente - upornost R , kapacitivnost C in induktivnost L . Zato vsak električni element poleg svoje osnovne koristne lastnosti (R , C ali L) vsebuje tudi ostali dve parazitni komponenti. Vpliv teh majhnih parazitnih elementov je običajno pri nizkih frekvencah (nf) zanemarljiv, pri visokih frekvencah (vf) pa imajo lahko velik vpliv na lastnosti elementov.

Kot vsaka resnična električna struktura vsebuje tudi upor poleg svoje osnovne koristne lastnosti – nazivne ohmske upornosti R_n - še razne, običajno majhne, parazitne kapacitivnosti C in induktivnosti L (SI 2.22).

Kot nazoren primer si oglejmo žični upor (SI 2.22). V splošnem imata dve prevodni ploskvi, ločeni z izolatorjem, značaj kondenzatorja in s tem neko kapacitivnost. Zato nastopajo kot majhni parazitni kondenzatorji v tej uporovni strukturi metalni ovoji, med katerimi se nahaja izolator oz. dielektrik in med katerimi vlada v obremenjenem uporu neka napetost.

Parazitnih induktivnosti v uporovni strukturi na SI 2.22 si ni težko predstavljati, saj imamo v tem primeru opraviti kar z tuljavnim navitjem. Pripomnimo pa, da imajo v splošnem celo ravni vodniki kot limitni primer tuljave neko majhno induktivnost in so torej tudi induktivnosti v vsaki resnični strukturi vedno prisotne.

Ti majhni parazitni kapacitivnostni in induktivnostni elementi so zvezno porazdeljeni po strukturi elementa.

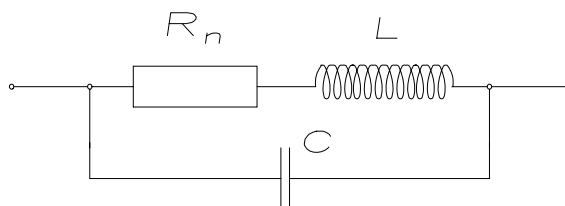


SI 2.22 Parazitni elementi navitega žičnega upora

Koncentracija parazitnih elementov

Točna obravnava resničnega električnega elementa s porazdeljenimi parazitnimi elementi je prezahtevna in prezamudna za običajno uporabo. V praksi zato običajno te porazdeljene parazitne elemente nadomestimo s koncentriranimi elementi - v našem primeru upora torej z eno samo efektivno parazitno kapacitivnostjo C in eno efektivno parazitno induktivnostjo L . Tudi proizvajalci merijo in podajajo lastnosti svojih elementov na osnovi nadomestnih vezij s koncentriranimi elementi.

Tipično nadomestno vezje resničnega upora s koncentriranimi parazitnimi elementi, ki je torej dobro tudi za opis elementa pri vf, prinaša SI 2.23. Ker je značaj parazitnih induktivnosti pri vf podoben kot značaj upornosti (duši tok), jih običajno dodamo v serijo k uporu, medtem ko parazitne kapacitivnosti pri vf prepuščajo vedno več toka (premoščajo element) in jih zato dodamo paralelno.



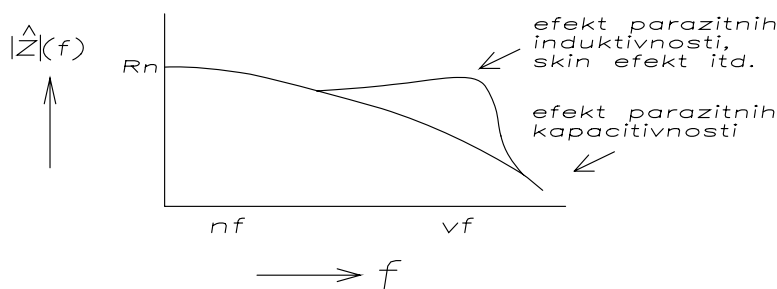
SI 2.23 Nadomestno vezje resničnega upora za visoke frekvence

Impedanca resničnega upora

Impedanca resničnega upora, v skladu z vf nadomestnim vezjem na SI 2.23, je podana z izrazom

$$\hat{Z} = \frac{I}{\frac{I}{R_n + j\omega L} + j\omega C} \quad (2.44)$$

Za karakterizacijo vf lastnosti nekega upora proizvajalci pogosto merijo in podajajo absolutno vrednost impedance v odvisnosti od frekvence. Analiza frekvenčnega poteka impedance resničnega upora kaže, da se pri nizkih frekvencah ($\omega \rightarrow 0$) resnični upor obnaša podobno kot idealni upor z upornostjo R_n . Pri višjih frekvencah lahko začnejo vplivati tudi parazitne kapacitivnosti in induktivnosti. V splošnem impedanca upora pri vf upada zaradi premoščanja ("shuntiranja") upornosti s parazitnimi kapacitivnostmi, preko katerih teče pri naraščajoči frekvence vedno večji tok. V nekem frekvenčnem področju lahko impedanca tudi narašča zaradi parazitnih induktivnosti (SI 2.24). Frekvenčni potek impedance resničnega upora je v praksi od primera do primera drugačen, še zlasti zaradi dodatnih frekvenčnih odvisnosti, ki jih srečamo v resničnem uporu kot npr. kožni pojav, odvisnost dielektričnosti in permeabilnosti ter s tem C, L od frekvence itd.



SI 2.24 Potek impedance upora s frekvenco

Upori za vf delovanje

Podrobne vf lastnosti uporov, ki jih srečamo v praksi, so torej določene s strukturo upora. Vseeno lahko navedemo nekaj splošnih napotkov za dobro vf delovanje.

Plastni in volumnski upori kažejo pri vf razmerah v splošnem upadanje upornosti zaradi premoščanja upora s parazitnimi kapacitivnostmi. Naviti žični upori in spiralizirani plastni upori so še dodatno neugodni pri vf zaradi relativno visokih parazitnih induktivnosti.

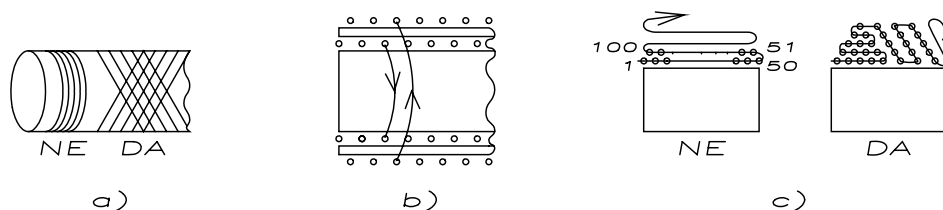
V splošnem se zato izkaže, da so najprimernejši za delo na visokih frekvencah miniaturni nespiralizirani tankoplastni upori. Ta vrsta uporov zaradi tankih uporabnih plasti ne trpi zaradi kožnega pojava, nima velikih parazitnih induktivnosti zaradi odsotnosti ovojev in nima velikih parazitnih C in L elementov zaradi miniaturnosti(majhnih površin).

Izboljševanje vf lastnosti različnih vrst uporov dosežemo lahko tudi pri izdelavi uporov z različnimi ukrepi, ki imajo za posledico znižanje parazitnih kapacitivnosti in induktivnosti.

Zmanjševanje parazitnih kapacitivnosti

V skladu z osnovno enačbo za kapacitivnost ($C = \epsilon A/d$) skušamo povečati efektivno razdaljo med ovoji (d). To lahko dosežemo s tem, da ovoji ne tečejo paralelno drug ob drugem ampak se sekajo pod kotom (SI 2.25a), ali pa z vmesno izolacijsko plastjo med sloji navitja (SI 2.25b).

Nižjo kapacitivnost ima struktura tudi, če je navita tako, da se ovoji ne srečajo po velikem številu ovojev (SI 2.25c). V nasprotnem primeru je namreč med takimi ovoji velika potencialna razlika na majhni razdalji (debelina izolacijskega laka), kar ima za posledico velike parazitne kapacitivnosti.

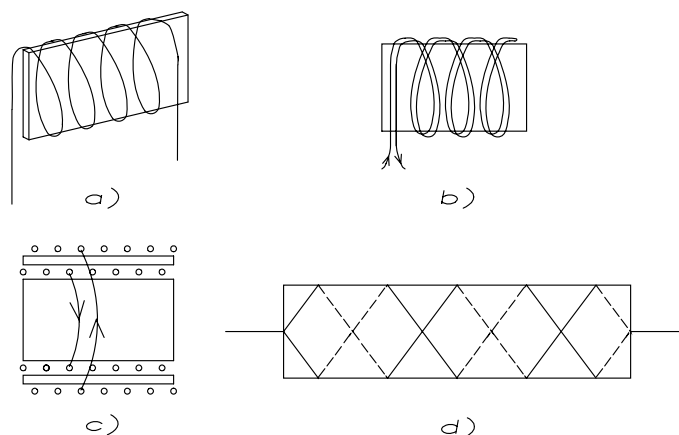


SI 2.25 Zmanjševanje parazitnih kapacitivnosti upora

Zmanjševanje parazitnih induktivnosti

V skladu z osnovno enačbo za induktivnost ($L = \mu N^2 A/l$) lahko zmanjšamo parazitno induktivnost z zmanjšanjem preseka navitja A. Zato srečamo v praksi vf upore, navite npr. na sljudno ploščico (SI 2.26a).

Parazitno induktivnost lahko zmanjšamo tudi s kompenzacijo magnetnega pretoka z različnimi antiinduktivnimi navijanjem. Pri tem srečamo več načinov, npr. bifilarno naviti upori (SI 2.26b) ali izmenično naviti sloji (SI 2.26c). Posebno dobre rezultate daje ti. Ayrton-Perry navijanje (SI 2.26d), pri katerem imamo tako nizko parazitno kapacitivnost (ovoji se sekajo pod pravim kotom) kot tudi nizko parazitno induktivnost (magnetni pretok je kompenziran, saj ima vsak ovoj paralelno še ovoj s tokom v nasprotni smeri!).

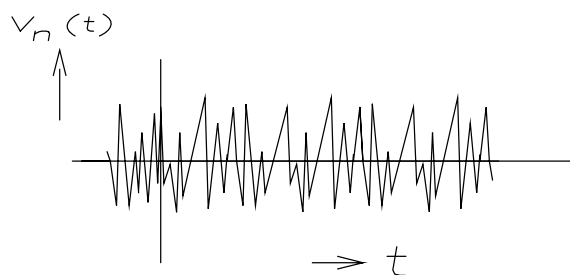


SI 2.26 Zmanjševanje parazitnih induktivnosti upora

2.2.12 ŠUM

V elektroniki si pod besedo šum (noise; rauschen) običajno predstavljamo različne vrste običajno majhnih fluktuirajočih napetosti ali tokov, ki se proti naši volji generirajo v neki elektronski komponenti ali sistemu (SI 2.27). Običajno šumne veličine zato indeksiramo s črko n (noise), npr. šumna napetost v_n .

Šum ima v elektroniki velik pomen, ker predstavlja osnovno omejitev za delovanje elementov in vezij pri majhnih signalih. Vedno morajo biti namreč delovni signali večji od prisotnega šuma, sicer so izgubljeni v šumu oz. jih ne moremo izločiti iz šuma in uporabiti.

SI 2.27 Tipičen časovni potek šumne napetosti $u_n(t)$

Pregled izvorov šuma

Šume razdelimo običajno v dve kategoriji:

1. Komponente šuma, ki jih lahko, vsaj principiarno, z ustrezno zasnovo vezja eliminiramo :

- Šum omrežja (50Hz) se vtihotapi v nas sistem z različnimi efekti kot npr. z omrežno napetostjo ogrevane termionske katode elektronk, z indukcijo preko raznih tuljav in transformatorjev na 50Hz z ostalimi induktivnostmi v sistemu itd. S primernimi prijemi (filtriranje, EM zaščita...) lahko ta periodični šum učinkovito zmanjšamo.
- Šum oz. motnje iskrenja pri raznih motorjih (npr. iskrenje pri vžigu bencinskega

motorja, iskrenje na krtačkah pri elektromotorjih) so tudi periodični šumi, ki jih najučinkoviteje eliminiramo z blokiranjem pri izvoru.

- Mikrofonski efekt nastopi zaradi mehanskih vibracij našega sistema ali komponente; npr. zaradi sprememb v medelektrodnih razdaljah neke komponente se pojavi ustrezna popačitev toka.

- Izvori intenzivnega EM valovanja (npr. radio in TV oddajniki, röntgenski aparati) generirajo šum v bližnjih napravah, motnje se prenašajo po zraku ali omrežju.

2. Komponente šuma, ki so posledica fundamentalnih naravnih procesov in jih principiелno ne moremo eliminirati, s primerno zasnovjo jih lahko le zmanjšamo :

- Termični šum (Thermal noise, Johnson noise) se pojavi, ko se zaradi naključnostne (random) narave termičnega gibanja elektronov v snovi na konceh neke komponente naključnostno pojavljajo presežki ali primankljaji naboja, kar ima za posledico nastanek neke majhne fluktuirajoče napetosti preko komponente.

- Zrnati šum (shot noise) se pojavi, kadar morajo elektroni v komponenti premagati neko potencialno bariero z lastno kinetično energijo; ker je le-ta porazdeljena med elektrone naključno, velja to tudi za prehode elektronov in rezultirajoči električni tok fluktuirajo. Zrnati šum srečamo v elementih, ki krmilijo tok z višino potencialne bariere (elektronke, bipolarni transistorji itd.).

- Porazdelitveni šum (Partition noise) nastopi, kadar sta v elementu dve ali več zbirnih (kolektorskih) elektrod. Usmeritev posameznega elektrona na neko elektrodo je naključna, zato je naključna, fluktuirajoča tudi delitev toka, kar predstavlja dodaten izvor šuma. Ta šum bo tem večji, čim več zbirnih elektrod vsebuje element. Srečamo ga torej v multikolektorskih elementih (npr. pentode, multikolektorski transistorji itd.).

- Barkhausenov šum nastopa v feromagnetnih materialih, kadar se pri magnetenju takega materiala naključno, preskakajoče, vrtijo magnetne domene.

- Tokovni šum (Current noise), imenovan tudi kontaktni šum, nastopi zaradi naključnostnega spreminjanja kontaktnih upornosti med zmi materiala, kar povzroči fluktuacije toka pri konstantni pritisnjeni napetosti na takem elementu. Srečamo ga v prevodnih in uporovnih materialih z zrnato strukturo (npr. ogljeni upori).

- Šum zapisa (Grain noise) se pojavi pri zapisu ali prenosu signalov zaradi končne velikosti osnovnih zapisnih elementov; npr. osnovni element (piksel) pri TV sliki, zrna v rezu zaradi strukture gramofonske plošče itd. Posledica je zabrisanost zapisanega signala.

- Še drugi efekti, ki jih srečamo v elektronskih komponentah in so statistične narave (npr. sekundarna emisija elektronov iz metala, fotogeneracija elektronov, plazovita ionizacija itd.).

Karakterizacija šuma

Natančna meritev pokaže, da je šum sestavljen iz majhnih, neperiodičnih, naključnih fluktuacij napetosti $v_n(t)$ (Sl 2.27), ki gredo na časovni skali od - do + neskončno. Za karakterizacijo takega signala bi rabili neskončno podatkov in torej ta možnost odpade.

Časovno povprečje fluktuacij šumne napetosti mora biti zaradi naključnostne narave tega pojava enako nič

$$\overline{v_n} = 0 \quad (2.45)$$

in torej šuma ne moremo karakterizirati niti s podajanjem njegove povprečne vrednosti.

Zato izberemo naslednjo možnost, to je efektivna oz. rms vrednost napetosti (root mean square, koren povprečja kvadrata), kot prikazuje en(2.46). Pri tej operaciji najprej s kvadriranjem vse vrednosti naredimo pozitivne, s povprečenjem tega dobimo merilo velikosti pojava in končno povprečno vrednost še korenimo, da dobimo osnovno dimenzijo nazaj, v našem primeru [V]

$$v_{rms} = \sqrt{v_n^2(t)} \quad (2.46)$$

2.2.12.1 Šum pri ohmskih uporih

Pri ohmskih uporih je potrebno običajno upoštevati predvsem dve vrsti šuma: termični šum in tokovni šum.

Termični šum

Termični (Johnsonov) šum nastane zaradi naključne narave termičnega gibanja elektronov v snovi. Pri tem pride do naključnega pojavljanja presežkov in primanjkljajev elektronov na koncih elementa. Po Poissonovi enačbi ($dE/dx = \rho/\epsilon$) naboji rodijo električno polje, to pa napetost ($V = -SEdx$). Fluktuirajoči elektroni tako povzročijo majhne, fluktuirajoče napetosti preko komponente - šum. Termične fluktuacije elektronov in s tem termični šum naraščajo s temperaturo.

Opis termičnega šuma podaja Nyquistova enačba

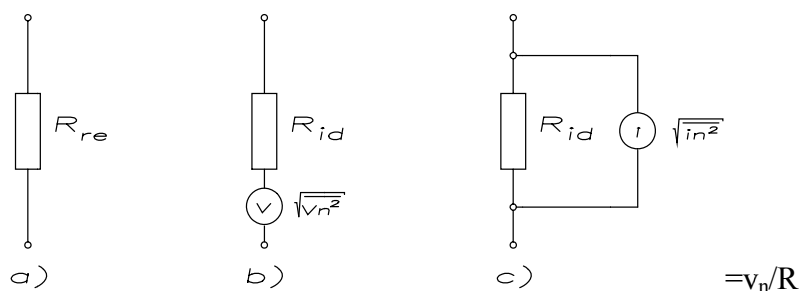
$$\sqrt{v_n^2} = \sqrt{4kTR\Delta f} \quad (2.47)$$

kjer je k ... Boltzmannova konstanta
T ... absolutna temperatura [K]
R ... upornost danega upora
 Δf ... frekvenčni pas signalov na uporu

Nyquistovo enačbo lahko za razmere pri sobni temperaturi zapišemo v poenostavljeni obliki ob upoštevanju $T=300^\circ\text{C}$, $4kT=10^{-20}\text{Ws}$

$$\sqrt{v_n^2} [\mu\text{V}] = 10^{-4} \sqrt{R[\Omega] \Delta f[\text{Hz}]} \quad (2.48)$$

Nadomestno vezje resničnega upora s šumom (Sl 2.28a) je običajno sestavljeno iz idealnega upora brez šuma z zaporednim napetostnim šumnim generatorjem (Sl 2.28b) ali ekvivalentno po Nortonovem teoremu s paralelnim tokovnim generatorjem (Sl 2.28c).



SI 2.28 Nadomestno vezje upora s šumom

Mejna frekvenca termičnega šuma je zelo visoka, saj je določena z naravno frekvenco elektronov (10^{13} Hz), zato je ta šum v praksi neodvisen od frekvence in ga včasih po analogiji z lastnostmi bele svetlobe iz optike imenujejo tudi beli šum (white noise).

Primer: Oцени termični šum upora $R = 1\text{k}\Omega$ v frekvenčnem pasu 100kHz pri sobni temperaturi!

Rešitev: podatke vstavimo v poenostavljeno Nyquistovo en(2.48) in dobimo

$$\sqrt{v_n^2} = 10^{-4} \sqrt{10^{+3} \cdot 10^{+5}} \mu\text{V} = \underline{1\mu\text{V}} \quad (2.49)$$

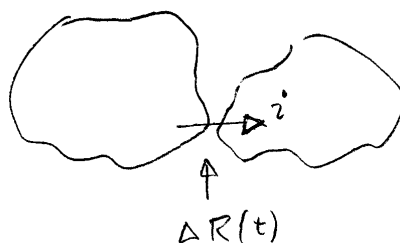
Komentar: Če je na vhodu nekega ojačevalnika vhodna upornost npr. $1\text{k}\Omega$, bodo torej zaradi termičnega šuma v tem primeru izgubljeni vsi vhodni signali pod $1\mu\text{V}$ oz. tak ojačevalnik ne more delati s signali, nižjimi od te vrednosti!

Zmanjšanje termičnega šuma

V skladu z Nyquistovo en(2.49) termični šum lahko znižamo z zmanjšanjem upornosti R ali frekvenčnega pasu Δf , kar pomeni spremenjeni načrt elektronskega vezja, ali pa uporabimo hlajenje vezij in naprav na nizke temperature (T).

Tokovni šum

Tokovni šum (current noise) nosi včasih tudi ime utripajoči (flicker) šum. Tokovni šum upada preko širokega področja frekvenc kot $1/f$ in se zato včasih imenuje tudi $1/f$ šum.



SI 2.29 Fluktuacija kontaktnih upornosti med zrnih materiala

Tokovni šum nastane zaradi naključnih, časovnih fluktuacij kontaktnih upornosti $\Delta R(t)$ med zrni materiala, kot npr. grafitna zrna pri ogljenih uporih, polikristali kovine pri metalnih uporih (SI 2.29). Tudi v tem primeru te fluktuacije upornosti karakteriziramo z njihovimi efektivnimi (rms) vrednostmi $\sqrt{\Delta R_n^2}$. Pri konstantnem toku skozi upor imajo omenjene fluktuacije kontaktnih upornosti po Ohmovem zakonu za posledico fluktuacijo napetosti na uporu, kar zato imenujemo tokovni šum. Tokovni šum običajno karakteriziramo s pomočjo efektivne vrednosti teh fluktuacij.

$$\sqrt{v_n^2} = \sqrt{\Delta R_n^2} I \quad (2.50)$$

Če delimo gornjo enačbo z zvezo po Ohmovem zakonu ($V = I R$), dobimo zapis v relativni oz. brezdimenzijski obliki

$$\frac{\sqrt{v_n^2}}{V} = \frac{\sqrt{\Delta R_n^2}}{R} \quad (2.51)$$

Relativne fluktuacije upornosti ali napetosti na uporu so torej pri tokovnem šumu enake, ne glede na tok upora. Proizvajalci zato podajajo tokovni šum običajno z relativnimi fluktuacijami napetosti $[\mu V/V]$ ali ekvivalentno (številčno isto) z relativnimi fluktuacijami upornosti $[\mu \Omega/\Omega]$.

Tokovni šum je močno odvisen od strukture in tehnologije upora ter ga lahko s primernimi prijemi močno zmanjšamo. Pri dobri tehnologiji znaša ta šum za ogljene upore tipično nekaj $\mu\Omega/\Omega$ oz. $\mu V/V$, za frekvenčno področje ene deкаде. Pri metalnih uporih je tokovni šum običajno za red velikosti manjši. Za širše frekvenčno področje od ene deкаде seštejemo prispevke po dekadah - enostavno pomnožimo gornji podatek s številom dekad.

2.2.12.2 Šum pri drugih elektronskih elementih

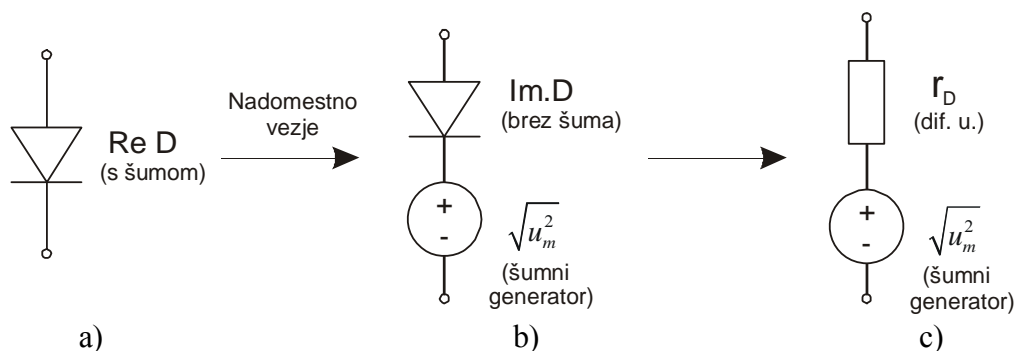
Pri obravnavi šuma neke elektronske naprave se običajno izkaže, da od vseh elektronskih komponent k šumu največ prispevajo upori in aktivni elementi.

Kondenzatorji in tuljave: Pri idealnih kondenzatorjih in tuljavah šuma principiarno ni. Pri resničnih kondenzatorjih in tuljavah se šum zaradi ohmskih komponent strukture ter neidealnega obnašanja dielektrika v kondenzatorju ali jedra v tuljavi sicer javlja, vendar je šum teh elementov običajno mnogo manjši od ostalih šumnih prispevkov v vezju. Zato običajno v vezjih za določitev celotnega šuma zadostuje analiza šumnih prispevkov uporov in aktivnih elementov.

Izvori (generatorji): Podobno je tudi šumni prispevek izvorov (generatorjev) običajno zanemarljiv.

Aktivni elementi: Aktivni elementi imajo običajno velik prispevek k celotnemu šumu vezja. Zlasti se v teh elementih javlja $1/f$ (tudi flicker, excess) šum, ki je zaradi karakteristične frekvenčne odvisnosti ($1/f$) velik pri nizkih frekvencah. Podobno kot smo videli pri uporih, tudi pri aktivnih elementih obravnavo šuma vezja običajno izvedemo s pomočjo šumnih nadomestnih vezij, ki jih dobimo, če resnični element s šumom nadomestimo z idealnim elementom brez šuma in šumnim generatorjem. Ker so šumni signali majhni signali, pri tem lahko uporabimo linearna nadomestna vezja aktivnih elementov za majhne signale. To močno poenostavi šumno analizo vezij, saj imamo opravka z linearnimi vezji in enačbami ter lahko uporabljamo zakonitosti reševanja linearnih vezij (serijska in paralelna redukcija, superpozicija itd.).

Na Sl 2.30 je kot primer prikazano šumno nadomestno vezje polprevodniške diode. Resnično diodo s šumom (Sl 2.30a) nadomestimo z idealno diodo brez šuma in ustreznim šumnim generatorjem $\sqrt{v_n^2}$, kot prikazuje Sl 2.30b. Ker so šumi vedno majhni signali v razredu nekaj μV , lahko pri obravnavi šuma diodo nadomestimo z nadomestnim vezjem za majhne signale, torej z njeno diferencialno upornostjo r_D in tako dobimo končno šumno nadomestno vezje diode (Sl 2.30c). Šumni napetostni generator diode z efektivno vrednostjo $\sqrt{v_n^2}$ običajno dobimo v katalogu proizvajalca ali ga določimo z meritvijo. Včasih je namesto napetostnega šumnega generatorja podan tokovni šumni generator $\sqrt{i_n^2}$. V tem primeru je šumno nadomestno vezje diode paralelna vezava diferencialne upornosti in tokovnega šumnega generatorja.



Sl 2.30 Šumno nadomestno vezje polprevodniške diode

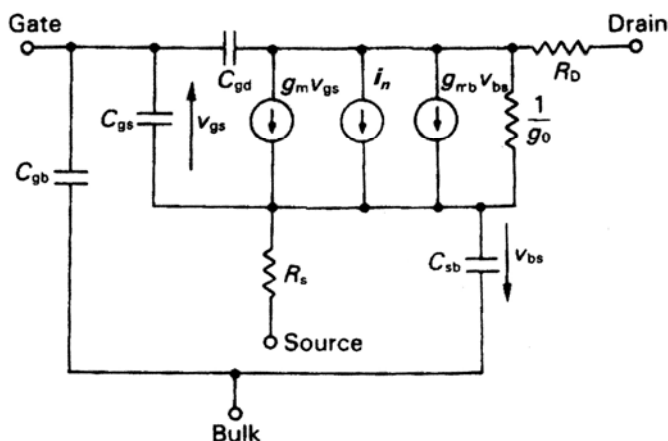
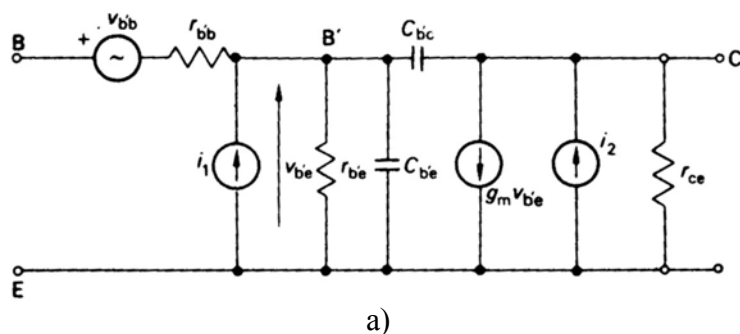
Podobno postopamo pri drugih aktivnih elementih. Pri transistorjih torej šumna nadomestna vezja dobimo s tem, da običajnim nadomestnim vezjem transistorjev za majhne signale (brez šuma) dodamo ustrezne šumne generatorje.

Pri bipolarnem transistorju običajno zadostuje (BarLev294), če v bazno-emitorsko vejo dodamo šumni generator $i_1 = 2qI_B\Delta f$, v kolektorsko-emitorsko vejo pa šumni generator $i_2 = 2qI_C\Delta f$ (Sl 2.31a), kjer je Δf frekvenčni pas signalov.

Pri MOS transistorju običajno zadostuje (BarLev296), če med ponor (D) in izvor (S) dodamo šumni generator i_n , sestavljen iz prispevka termičnega in utripajočega (flicker) šuma. Pri tem zaradi nekoreliranosti obeh šumov lahko seštevamo kar kvadrate njihovih rms vrednosti

$$\overline{i_n^2} = \overline{i_{nth}^2} + \overline{i_{nfl}^2} = \frac{4kT\Delta f}{R_{ch}} + \frac{2K_f I_{DS}}{L^2} \ln \frac{f_{max}}{f_{min}} \quad (2.52)$$

Pri tem je $\Delta f = f_{max} - f_{min}$ frekvenčni pas signalov. R_{ch} je upornost kanala, enaka $1/g_m$ oz. $2/3g_m$ za linearno področje oz. področje nasičenja, respektivno. K_f je koeficient utripajočega šuma, tipično $3 \cdot 10^{-24}$. L je dolžina kanala.



SI 2.31 Šumno nadomestno vezje za a) bipolarni in b) MOS transistor

2.2.12.3 Določitev šuma v vezju

Za določitev celotnega šuma v izbrani točki danega vezja je potrebno upoštevati prispevke vseh šumnih izvorov v vezju !

Šumni signali so običajno neki majhni fluktuirajoči signali, npr. napetostne fluktuacije v razredu $[\mu V]$. Zato lahko za opis elementov uporabimo običajna nadomestna vezja za majhne signale, sestavljenih le iz linearnih elementov (R , C , L , tokovni in napetostni generatorji), kar vodi do linearnih vezij oz. enačb. To močno poenostavi šumno analizo vezij, saj je v tem primeru reševanje enostavno, kot v primeru navadnih linearnih vezij (serijska in paralelna redukcija, superpozicija itd.).

Postopek:

1) Elemente v obravnavanem vezju nadomestimo z ustreznimi šumnimi nadomestnimi vezji, torej z linearnimi nadomestnimi vezji za idealne elemente pri majhnih signalih in šumnimi generatorji.

To nas vodi na linearna vezja in linearne enačbe.

2) Z običajnimi metodami reševanja linearnih vezij (serijska in paralelna redukcija, superpozicija itd.) določimo trenutno šumno napetost $v_n(t)$ v neki izbrani točki vezja "x".

Pri tem zaenkrat smatramo šumne generatorje kot običajne generatorje, katerih časovna odvisnost $v_n(t)$ je v celoti poznana.

Rezultat je torej šumna napetost v izbrani točki vezja $v_{nx}(t)$, ki je zaradi linearnosti problema (princip superpozicije) linearno odvisna od vseh prisotnih šumnih generatorjev, kar zapišemo v obliki

$$v_n(t) \Big|_x = a_1 v_{n1}(t) + a_2 v_{n2}(t) + \dots \quad (2.53)$$

kjer so koeficienti a_i odvisni od danega vezja in jih določimo pri omenjeni linearni analizi vezja.

3) Na dobljenem izrazu za $v_{nx}(t)$ izvedemo operacijo rms (kvadriramo, povprečimo, korenimo). Pri povprečenju mešani členi tipa $v_{ni}(t) \cdot v_{nj}(t)$ ($i \neq j$) odpadejo, ker so različni šumni generatorji med seboj nepovezani (nekorelirani) in so ustrezni integrali enaki 0

$$\frac{1}{T} \int_0^T v_{ni}(t) v_{nj}(t) dt = 0 \quad i \neq j \quad (2.54)$$

Izjema so nemešani členi tipa $v_{ni}(t) \cdot v_{ni}(t) = v_{ni}^2(t)$ $i = 1, 2, \dots$, kar vodi do rms vrednosti teh členov. V izrazu za šumno napetost ostanejo torej le prispevki rms vrednosti posameznih šumnih generatorjev, seveda v skladu z en(2.53) uteženi vsak s svojim koeficientom a_i .

Če dobljeni izraz korenimo, dobimo iskano efektivno oz. rms vrednost šumne napetosti v izbrani točki vezja $\sqrt{v_n^2} \Big|_x$

$$\sqrt{v_n^2} \Big|_x = \sqrt{a_1^2 v_{n1}^2 + a_2^2 v_{n2}^2 + \dots} \quad (2.55)$$

V en(2.55) nastopajoče kvadrate efektivnih vrednosti posameznih šumnih generatorjev v nadomestnih vezjih elementov $\overline{v_{ni}^2}$ ($i = 1, 2, \dots$) običajno dobimo v katalogih proizvajalcev elementov ali določimo z meritvijo. S pomočjo ustreznih enačb oz. modelov (npr. Nyquistova enačba za termični šum) lahko te vrednosti tudi izračunamo.

Gornji postopek določitve šuma smo zaradi enostavnosti prikazali za primer uporovnih vezij. Če so v vezju poleg R prisotni tudi C in L elementi, se sam postopek ne spremeni, le za opis elementov moramo uporabiti impedance. V tem primeru imamo torej opraviti s kompleksnimi izrazi, ki so frekvenčno odvisni. Zato je potrebno v tem primeru za določitev celotnega šuma še sešteti šumne prispevke po infinitezimalnih frekvenčnih pasovih df oz. integrirati preko vseh frekvenc po danem frekvenčnem pasu.

2.3 ZNAČILNOSTI UPOROVNIH DRUŽIN

2.3.1 RAZDELITEV UPOROV

Upore lahko glede na njihove osnovne značilnosti in tehnologije razdelimo v več družin.

I. Ohmski upori

Za to družino uporov srečamo včasih tudi ime linearni upori, ker je $I(V)$ karakteristika takega upora premica (SI 2.32a) oz. njegova ohmska upornost R konstantna. Pri resničnem uporu pa naj bi bila njegova ohmska upornost vsaj čimbolj neodvisna od zunanjih vplivov kot so npr. temperatura, priključena napetost, vlaga, ambient itd. Ohmske upore običajno razdelimo v dve skupini: fiksni in nastavljivi upori.

1. Fiksni upori

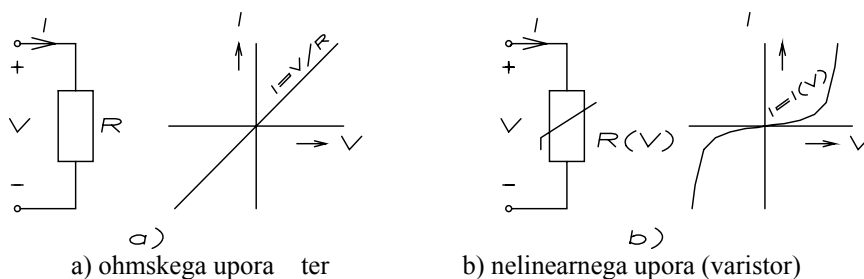
Pri fiksni uporih je upornost za uporabnika nespremenljiva, se je ne da (ročno) nastavljati. Ločimo več družin fiksni uporov, glede na izvedbo uporabnega področja:

- plastni upori
- žični upori
- specialni upori

2. Nastavljivi upori

Pri tej vrsti uporov lahko uporabnik sam v določenih mejah (ročno) nastavlja upornost elementa. Običajno ločimo dve izvedbi:

- potenciometri
- trimmerji



SI 2.32 Električni simbol in $I(V)$ karakteristika:

II. Nelinearni upori

Pri teh elementih upornost ni konstantna in je zato $I(V)$ karakteristika v splošnem neka krivulja (SI 2.32b). Upornost elementa je odvisna od nekega zunanjega parametra. Glede na značaj tega kontrolnega parametra, ki določa upornost elementa, delimo nelinearne upore v več skupin:

1. Temperaturno odvisni upori (termistorji)

Kontrolni parameter, ki določa upornost elementa, je v tem primeru temperatura. Glede na predznak temperaturnega koeficienta elementa delimo termistorje v dve družini:

- NTC termistorji (negativni temperaturni koeficient)
- PTC termistorji (pozitivni temperaturni koeficient)

2. Napetostno odvisni upori (varistorji)

Kontrolni parameter, ki določa upornost, je v tem primeru napetost na elementu.

3. Svetlobno odvisni upori (fotoupori)

Kontrolni parameter, ki določa upornost, je v tem primeru jakost osvetlitve elementa.

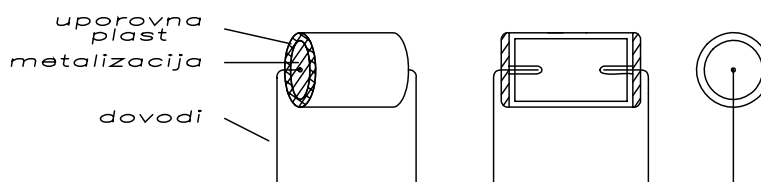
V nadaljevanju bo podan pregled osnovnih struktur, lastnosti in aplikacij nekaterih važnejših ohmskih uporovnih družin. Nelinearni upori bodo pregledani v naslednjem poglavju.

2.3.2 PLASTNI UPORI

Strukturo plastnega upora prikazuje SI 2.33 : po celotni površini uporovnega telesca (običajno keramičen valjček) je nanešena uporovna plast, na čelne ploskve pa še metalizacijska plast. Plastne upore delimo glede na material uporovne plasti v dve družini:

- **ogljenoplastni upori :** uporovna plast je v tem primeru sestavljena iz zrn ogljika (C), zato srečamo v priročnikih za to vrsto uporov tudi okrajšano ime CF (Carbon Film) upori.

- **metalplastni upori :** uporovno plast v tem primeru sestavlja tanka plast (film) primerne kovine, npr. niklja s primesmi fosforja Ni(P) ali legura niklja in kroma NiCr . Zato srečamo v priročnikih za to vrsto uporov tudi okrajšano ime MF (Metal Film) upori.



SI 2.33 Struktura cilindričnega plastnega upora

Tehnologija plastnih uporov

Pregled tehnologije omogoči razumevanje nekaterih osnovnih lastnosti, prednosti, omejitev in aplikacij elementov. Tehnologijo plastnih uporov razdelimo na naslednje osnovne korake:

1. **Izhodiščni material** so cilindrična telesa iz kvalitetne, visoko čiste (high-purity grade) keramike (SI 2.30). Uporovna telesa so na čelnih ploskvah poglobljena z utori, za kasnejše dovodne žice zaradi zanesljivejšega mehanskega kontakta in boljšega termičnega kontakta, saj se znaten del sproščane toplote na obremenjenem uporu odvaja preko dovodov.

2. **Začetna obdelava** keramičnih valjčkov poteka v več stopnjah.

- **brušenje :** v bobnih, ki rotirajo, se valjčki drgnejo drug ob drugega. Dodani brusilni prašek (korund itd.) poskrbi, da se pri tem površina valjčkov obrusi, zabrišejo se razni ostri robovi in konice, ki so nastali pri izdelavi keramičnih valjčkov in bi kasneje

povzročali nestabilnosti elementa.

- poliranje : postopek je enak kot pri brušenju, le da je dodan finejši polirni prašek (drobnejša zrna). Tako dobijo valjčki primerno gladko površino, kar je nujno zlasti pri izdelavi tankih uporovnih plasti za visokoohmske upore.

- jedkanje : v 2% fluorovodikovi (HF) kislini se površina rahlo najedka, da dobimo primerno fino hrapavo površino, ki je potrebna za dobro oprijemljivost (adhezijo) metalnih in uporovnih plasti, kar je kritično zlasti pri nanašanju debelih uporovnih plasti in metalizaciji.

3. **Čiščenje pred nanašanjem uporovne plasti** je zelo važen postopek za kvaliteto izdelanih elementov in poteka običajno v dveh fazah:

- spiranje : v tekoči deionizirani (DI) vodi (specifična upornost $100\text{k}\Omega \div 1\text{M}\Omega$) ob dodatni stimulaciji z ultrazvokom (UZ), ki poskrbi, da zaradi vibracij izstopajo razni delci nečistoč tudi iz por globoko v materialu.

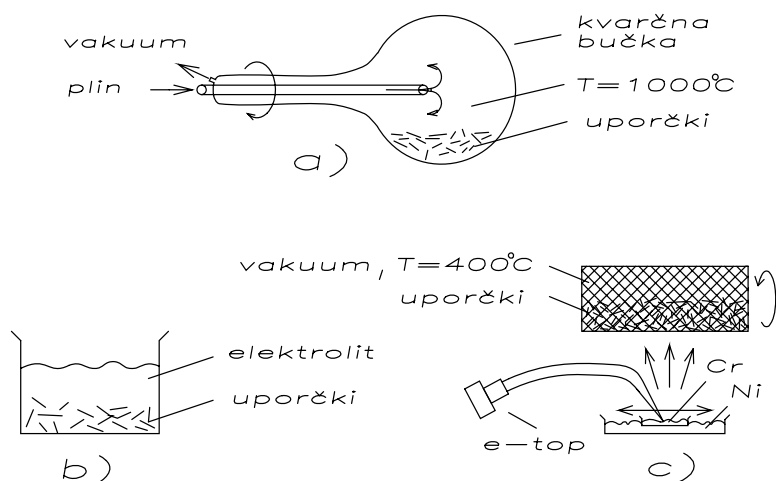
- sušenje : v centrifugi najprej mehansko odstranimo večji del vode, nato pa s sušenjem v tunnelski peči (tekoči trak skozi določen visokotemperaturni profil in včasih kontroliran, npr. inerten ambient) dosežemo popolno osušitev .

4. **Nanašanje uporovne plasti** poteka na različne načine, odvisno od materiala uporovne plasti oz. uporovne družine (C pri CF , Ni(P) ali NiCr pri MF) :

a) Nanašanje ogljenih plasti (sl.34a) poteka s postopkom pirolize tj. termičnim razpadom ogljikovodikov (heptan za višje upornosti, bencen za nižje upornosti) na visokih temperaturah okrog 1000°C , v vakuumu ($0.1 \div 0.5$ Torr). Debelina filma (tipično $0.5 \div 5 \mu\text{m}$) je določena s količino uporov v bobnu, časom depozicije in pretokom plinov.

b) Nanašanje Ni(P) plasti, ki služi za realizacijo nižjih upornosti MF uporov, poteka z breztokovno elektrokemijsko depozicijo (Sl 2.34b). Pri tem postopku se iz močno prenasičenega elektrolita, na predhodno s paladijem (Pd) aktivirano površino keramike, zaradi visoke koncentracije ionov v elektrolitu izločajo sami od sebe, brez zunanje pritisnjene napetosti oz. toka (od tod ime!) atomi metala npr. Ni z dodatkom fosforjevih atomov P, oz. krajše Ni(P) . Tako raste tanka plast na površini keramičnega telesca. Debelina filma je določena s sestavo elektrolita in časom depozicije.

c) Nanašanje NiCr plasti , ki sluči za realizacijo višjih upornosti, je izvedeno z napajanjem v vakuumu 10^{-6} Torr z elektronskim topom na aktivirano površino rotirajočih keramičnih valjčkov (Sl 2.34c). Debelina filma je določena z močjo na elektronskem topu in časom depozicije.



SI 2.34 Nanašanje uporovnih plasti pri ogljenoplastnih(a) in metalplastnih Ni(P) (b) ter NiCr (c) uporih

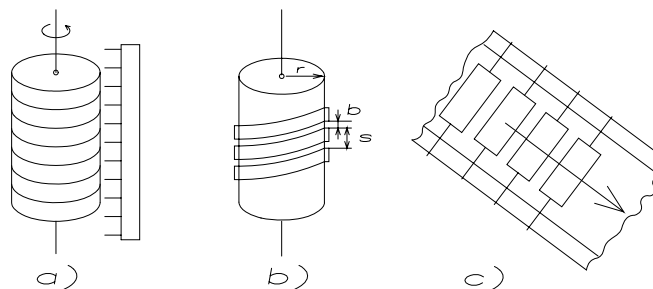
5. **Predlakiranje** (SI 2.35a) služi za zaščito uporovne plasti med kasnejšimi postopki, zlasti pri naslednjem postopku metalizacije čelnih ploskev. Ščetka, napojena z lakom, drsi po plašču upora, ki se vrti v posebni napravi okrog svoje osi, pri temperaturi 300°C , da se lak na hitro delno (površinsko) zasuši. Končno (globinsko) sušenje poteka v tunelski peči na 280°C , vendar traja dalj časa.

6. **Metalizacija** čelnih ploskev je izvedena z breztokovno elektrokemijsko depozicijo bakra in niklja (Cu/Ni). Najprej je izvedeno nanašanje bakra iz raztopine Cu sulfata v vodi, sledi spiranje in depozicija niklja iz raztopine Ni sulfata v vodi v istem bobnu, na temperaturi $T = 40 \div 50^{\circ}\text{C}$.

Pri nekaterih izvedbah uporov pa je metalizacija na upor pritrjena mehansko, z mehansko vtisnjeno kovinsko kapico ali navito žico.

7. **Spiranje** elektrolita in sušenje poteka podobno kot pred nanašanjem uporovne plasti, le da je tu prisoten še predhodni varčevalni korak - najprej je na vrsti spiranje v navadni vodi.

8. **Spiralizacija** služi za realizacijo višjih upornosti pa tudi za doravnavanje (trimanje) natančnih vrednosti upornosti (SI 2.35b). Vrezovanje vijačnice (spirale) v uporovno plast (spiralizacija) poteka na posebnih rotirajočih napravah, ki rotirajo upore okrog lastne osi, primakne se računalniško vodeno rezalno orodje in reže v uporovno plast ustrezno spiralo, upornost raste. Trenutna vrednost upornosti se med vrezovanjem spirale meri in v trenutku, ko je dosežena predpisana vrednost, računalnik da ukaz za odmik rezalnega orodja. Rezalno orodje je lahko diamantna žaga ali laserski žarek. Korak reza je finejši pri laserju in s tem tudi faktor največjega možnega povečanja upornosti. Tipično lahko dosežemo z diamantno žago povečanje osnovne (tj. približno plastne) upornosti do 1000X, medtem ko z laserjem do 3000X. Izračun upornosti spiraliziranega upora je bil prikazan v pogl. Plastna upornost.



SI 2.35 Predlakiranje (a), spiralizacija (b) in trakiranje (c) pri plastnih uporih

9. Zaključni koraki procesa :

- vstavljanje dovodnih žičk
- prvo trakiranje (vpenjanje uporov med para začasnih lepilnih trakov, SI 2.35c)
- trak z elementi gre skozi kopel v fluksu (čiščenje površine in izboljšava spajkljivosti)
- trak z elementi gre skozi kopel v spajki (Pb/Ag/Sn), čelne metalizirane ploskve se odebelijo
- ultrazvočno čiščenje ostankov fluksa; važno, ker bi sicer ostanki fluksa kasneje med dolgoletnim delovanjem na vlagi in temperaturi razpadali, tako nastale kisline bi korodirale element in mu skrajšale življenjsko dobo
- prvo testiranje z električno obremenitvijo (P_n, T, t) in izločanje slabih elementov
- končno lakiranje (električna, mehanska in klima zaščita)
- označevanje upornosti (barvni kolobarji itd.)
- končno staranje (P_n, T, t)
- 100% testiranje in končno izločanje slabih elementov
- končno trakiranje preostalih dobrih elementov

Komentar k tehnološkemu procesu :

- Maksimalna plastna upornost ogljenih plasti znaša okrog $10k\Omega$, pri NiCr plasteh pa okrog $1.3k\Omega$! Ker je pri standardnih geometrijah cilindričnih uporov (SI 2.6) obseg istega reda velikosti kot dolžina, predstavlja plastna upornost obenem tudi maksimalne upornosti, ki jih lahko realiziramo brez spiralizacije oz. maksimalne vrednosti upornosti za vf upore.

- Za višje vrednosti upornosti se spiralizirajo vse vrste obravnavanih uporovnih plasti. Najvišje upornosti daje NiCr plast, rezkana z laserjem (do $1 M\Omega$).

- Temperaturni koeficient upornosti izdelanih uporov je odvisen od različnih tehnoloških podrobnosti kot npr. od strukture keramike, podrobnosti obdelave njene površine, razmer ob nanašanju uporovne plasti (vlaga, ambient) itd. Zato običajno po končanem procesu upore testirajo in razvrščajo v razrede glede na izmerjeni temperaturni koeficient.

- Staranje je pri metalplastnih uporih izvedljivo brez težav, saj se ti elementi pri procesu staranja, ki je največkrat nekakšen proces oksidacije zaradi prisotnosti zraka in vlage na povišani temperaturi, prevlečejo s stabilnimi oksidi, ki še dodatno ščitijo upor pred nadaljnji vplivi okolice (npr. CrO_2 pri NiCr itd.). Pri ogljenih uporih pa med procesom staranja neprestano poteka oksidacija uporovne plasti: $C + O_2 \rightarrow CO_2$! V tem primeru nastajajoči plin CO_2 difundira skozi zaščitni lak ven iz upora in posledica je pravzaprav neprestano izparevanje C uporovne plasti, tako med procesom staranja kot tudi med kasnejšim delovanjem upora ! Zato ogljenih uporov ne moremo uspešno pospešeno starati npr. na povišani temperaturi. Med dolgoletnim delovanjem ogljenega upora pa se uporovna plast počasi a stalno tanjša, zato upornost takega upora s časom stalno narašča in element ni stabilen. Efekt je izrazitejši pri tanjših plasteh oz. visokoohmskih uporih (gl. npr. Staranje, Nestabilnost).

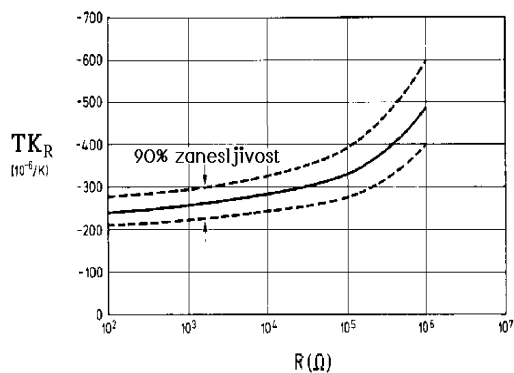
V nadaljevanju si bomo ogledali tipične lastnosti in aplikacije važnejših uporovnih družin. Na mestu je pripomba, da navedene vrednosti podatkov predstavljajo tipične, povprečne vrednosti, ki so lahko pri nekem proizvajalcu presežene, pri drugem pa sploh ne dosežene.

Tipične lastnosti ogljenoplastnih (CF) uporov

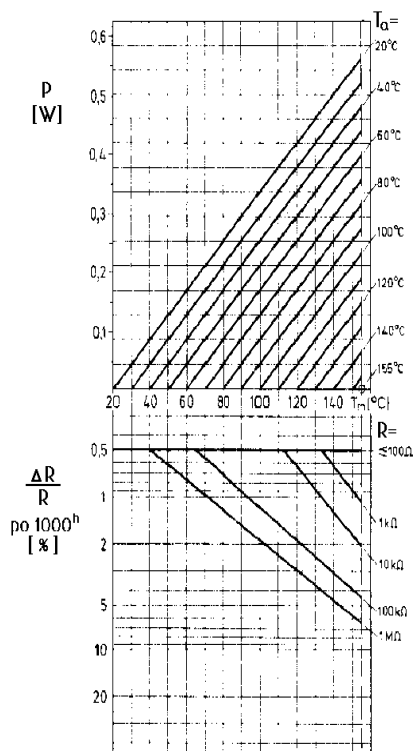
- Območje upornosti $/R_n/$: $1\Omega \div 1M\Omega$
- Tolerance : 5% (E24) 2% (E48) /srednje/
- Maksimalna temperatura $/T_{max}/$: 155°C /rel.nizko/
- Nazivne moči $P_n/$: .2W .33W .5W .75W 1W 1.5W 2W
- Pripadajoče mejne napetosti: 150V 250V 350V 450V 500V 650V 1kV
(čim večja je moč, tem večje so dimenzije in s tem mejna napetost V_L !)
- Šum: odvisen od velikosti upornosti in kvalitete tehnologije (slabša tehnologija daje lahko tudi večji šum od navedenih vrednosti) :
 - $10\Omega \rightarrow 0.1\ \mu\text{V/V}$
 - $10\text{k}\Omega \rightarrow 0.2\ \mu\text{V/V}$
 - $1\text{M}\Omega \rightarrow 1\ \mu\text{V/V}$
- Temperaturni koeficient upornosti/ $TK_R/$: negativen, raste z R_n (gl. pogl. TK_R) :
 - $\frac{R_n}{TK_R}$
 - $27\Omega \div 100\text{k}\Omega \quad -150 \div -600 \cdot 10^{-6}/^\circ\text{C}$
 - $> 100\text{k}\Omega \quad -200 \div -800 \cdot 10^{-6}/^\circ\text{C}$

Tipično odvisnost temperaturnega koeficienta upornosti od velikosti upornosti podaja diagram na Sl 2.36a.
- časovna stabilnost: gl. nomogram stabilnosti na Sl 2.36b, razlaga je podana v pogl. Nestabilnost !
- Obremenitve: podane bodo relativne spremembe upornosti pri standardnih obremenitvah (Pogl.1, Staranje) za srednje upornosti okrog $R_n = 10\text{k}\Omega$.
 - 1.Električna obremenitev: $\Delta R/R = +1\%$
 - 2.Temperaturna obremenitev: $\Delta R/R = +1\%$
 - 3.Obremenitev z vlago: $\Delta R/R = +0.7\%$

Aplikacije: Ogljenoplastni upori so relativno ceneni, vendar ne preveč kvalitetni elementi. Srečamo jih v raznih neprofesionalnih elektronskih napravah (enostavni radio in TV aparati, telefoni, računalniki itd.).



a)



b)

SI 2.36 Temperaturni koeficient upornosti (a) in stabilnost (b) pri ogljenoplastnih uporih

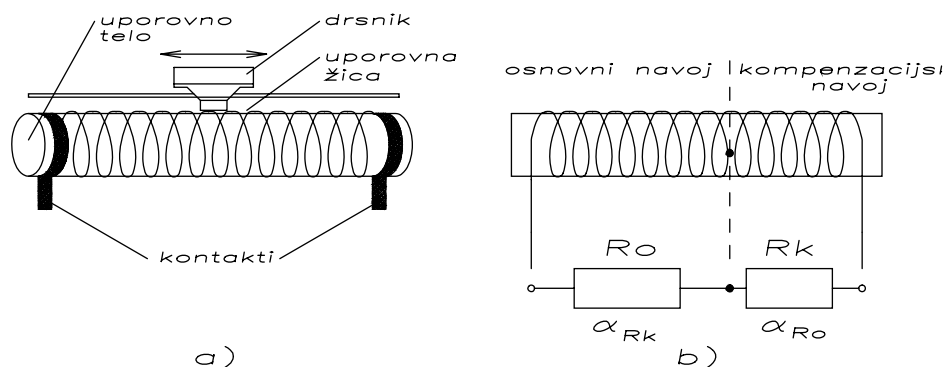
Tipične lastnosti metalplastnih (MF) uporov

- Območje upornosti/ R_n / : $1 \Omega \div 3 M\Omega$
- Tolerance : 5%(E24) 2%(E48) 1%(E96) 0.5%(E192)
(MF natančnejši kot CF !)
- Maksimalna temperatura/ T_{max} / : $175^\circ C$
(boljše od CF, omogoča večje P_n za iste dimenzije, manjše dimenzije za isto P_n)
- Nazivne moči/ P_n / : 0.33W 0.50W 0.75W 1W 1.5W
- Pripadajoče mejne napetosti/ V_L / : 250V 250V 350V 500V 650V
- Šum : odvisen od velikosti upornosti, nižji kot pri CF uporih!
 - $< 50k\Omega \rightarrow < 0.1 \mu V/V$
 - $< 500k\Omega \rightarrow < 0.3 \mu V/V$
 - $> 500k\Omega \rightarrow < 0.5 \mu V/V$
- Obremenitve: precej stabilnejši od CF uporov ! Tipično/ $R=10k\Omega$ /:
 1. Električna obremenitev: $\Delta R/R = +0.15\%$
 2. Temperaturna obremenitev: $\Delta R/R = +0.2\%$
 3. Obremenitev z vlago: $\Delta R/R = +0.3\%$

Aplikacije: V splošnem so metalplastni upori boljši od ogljenoplastnih in jih nadomeščajo, kadar so zahtevane boljše lastnosti kot npr. večja točnost oz. nižje tolerance, večja časovna stabilnost, nižji TK_R itd. Metalplastne upore najdemo v zahtevnejših elektronskih napravah kot so npr. računalniki, telekomunikacijska oprema, merilni instrumenti itd.

2.3.3 ŽIČNI UPORI

Strukturo tipičnega žičnega upora prikazuje SI 2.37a. Na keramično uporovno telo, običajno cilindrične ali kvadraste geometrije, je navita uporovna žica iz primerne materiala. Upor je zaščiten proti vplivom okolice s kvalitetnim, visokoodpornim površinskim premazom (zastekleno, emajlirano, cementirano itd.). Včasih so ovoji uporovne žice delno odkriti (SI 2.37a), tako da jih lahko kontaktira premičen drsnik, kar omogoči nastavljanje upornosti elementa.



SI 2.37 Struktura žičnega upora (a) in temperaturna kompenzacija (b)

Lastnosti žičnih uporov so določene predvsem z lastnostmi uporovnega materiala žice. Tabela 3 prinaša nekaj osnovnih podatkov za nekatere najpogostejše uporovne materiale.

Tabela 5 Uporovne lastnosti nekaterih uporovnih materialov za žične upore ($T = 0 \div 100^\circ\text{C}$)

Material	ρ [$\Omega \text{ mm}^2/\text{m}$]	TK_R [$10^{-6} / ^\circ\text{C}$]	T_{max} [$^\circ\text{C}$]
NiCr	1	+100 ÷ +200	1000
manganin	0.5	+5 ÷ +30	200
konstantan	0.5	-5	500

Visoka maksimalna dopustna temperatura NiCr (1000°C!) pomeni, da ta material omogoča veliko disipacijo moči ($P_n = T_{\text{max}} - T_a / R_{\text{th}}$) in bo zato primeren za izdelavo žičnih uporov za velike moči.

Nizek temperaturni koeficient manganina in konstantana bo omogočal izdelavo preciznih visokostabilnih uporov. Zaradi nizke maksimalne temperature manganina, ki je posledica oksidacije tega materiala, ki se začne že pri zelo nizkih temperaturah okrog 70°C, srečamo zato v praksi največkrat konstantan.

Manganin srečamo pogosto v povezavi s konstantanom pri temperaturno kompenziranih uporih, kjer izkoristimo nasprotni predznak temperaturnih sprememb upornosti pri obeh materialih (SI 2.37b) : kolikor enemu navitju upornost zaradi temperaturne spremembe zraste, drugemu upade

$$\begin{aligned}
 R(T) &= R_{o20} (1 + \alpha_{Ro} \Delta T) + R_{k20} (1 + \alpha_{Rk} \Delta T) = \\
 &= (R_{o20} + R_{k20}) \left(1 + \frac{\alpha_{Ro} R_{o20} + \alpha_{Rk} R_{k20}}{R_{o20} + R_{k20}} \Delta T \right) = \text{const}
 \end{aligned}
 \tag{2.56}$$

Preprost račun pokaže, da se celotna upornost kompenziranega upora pri neki spremembi temperature ne bo spremenila, če je člen pri ΔT enak 0 oz. če sta upornosti obeh navitij v obratnem razmerju temperaturnih koeficientov

$$\frac{R_{k20}}{R_{o20}} = - \frac{TK_{Ro}}{TK_{Rk}}
 \tag{2.57}$$

Aplikacije: V splošnem žične upore srečamo redkeje od plastnih uporov zaradi zahtevnejše in dražje tehnologije ter s tem višje cene, večjih dimenzij in slabšega vf delovanja.

V posebnih primerih so žični upori boljši od plastnih: kadar je zahtevana večja točnost in stabilnost, nižji temperaturni koeficient, višje temperature oz. moči in nizek šum.

Pregled žičnih uporov

Žične upore razdelimo običajno v tri skupine:

I. Precizni žični upori

Struktura je največkrat enoslojno navitje na keramičnem telesu, zaščiteno s plastjo laka in včasih hermetizirano v ohišju.

- Območje upornosti/tipično/ : $1 \Omega \div 57 \text{ k}\Omega$
- Tolerance : 0.5% 0.25% in manj
- Maksimalna temperatura : odvisno od materiala, gl. Tabela 3 (v splošnem višja kot pri plastnih uporih !)
- Nazivne moči : 0.4W 1.8W
- Temperaturni koeficient upornosti : $< 10^{-6} / ^\circ\text{C}$ (zelo majhen!)
- Obremenitve: 1. Električna obremenitev: $\Delta R/R < 0.25\%$
- 2. Obremenitev z vlago: $\Delta R/R < 0.25\%$

Aplikacije : Kot kažejo gornji podatki, so precizni žični upori zelo stabilni elementi s skoraj zanemarljivimi efekti staranja! Zato jih srečamo v profesionalnih elektronskih napravah pri nižjih frekvencah (merilni instrumenti, telekomunikacija itd.).

II. Nizkoohmski žični upori :

Struktura je v tem primeru običajno v steklo zataljena uporovna žica s pocinjenimi kontakti (za manjše moči) ali enoslojno uporovno navitje na keramičnem telesu (za večje moči). V praksi jih lahko uspešno improviziramo tudi sami, če razpolagamo z ustrezno uporovno žico. Trimanje točne nizkoohmske vrednosti izvedemo s počasnim cinjenjem žice od enega kontakta proti drugemu in sprotno meritvijo upornosti.

- Območje upornosti : $0.1 \Omega \div 10 \Omega$
- Tolerance : 10%
- Nazivne moči : $1W \div 2W$
- Maksimalna temperatura : odvisno od materiala (gl. Tabela 3 !)
- Temperaturni koeficient : $-50 \div +150 [10^{-6}/^{\circ}C]$

Aplikacije : kjer potrebujemo nizke vrednosti upornosti ob ostalih dobrih lastnostih žičnih uporov (stabilnost itd.), z možnostjo trimanja (npr. v transistorskih vezjih za stabilizacijo delovne točke močnostnih transistorjev itd.).

III. Žični upori za večje moči :

Struktura je v tem primeru največkrat uporovno navitje na keramičnem telesu, zalito v primerno zaščito (cement, steklo, emajl). Včasih je zaradi večjega odvajanja moči dodano še hladilno telo. Pri uporih za zelo velike moči lahko kroži skozi upor hladilna tekočina, ki na odmaknjenih toplotnih izmenjevalcih oddaja odvečno energijo.

- Območje upornosti : odvisno od moči
 - srednje moči (1W \div 10W): $5 \Omega \div 27 k\Omega$ (cementirani)
 $5 \Omega \div 100k\Omega$ (emajlirani)
 - večje moči (10W \div 250W): $1 \Omega \div 11 k\Omega$ (cementirani)
 $60 \Omega \div 120 k\Omega$ (emajlirani)
- Tolerance : 10% , 5%
- Maksimalna temperatura : $400^{\circ}C$
- Temperaturni koeficient upornosti : $-50 \div +160 [10^{-6}/^{\circ}C]$

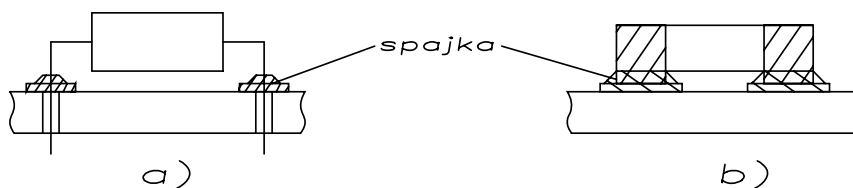
Aplikacije: Žične upore za večje moči uporabljamo v močnostnih električnih vezjih in napravah, kadar so zahteve po disipaciji velikih moči na relativno majhnih volumnih.

2.3.4 SPECIALNI UPORI

2.3.4.1 SMD UPORI

V modernih tiskanih vezjih (PCB - Printed Circuit Board) klasične elemente in tehnologijo, ki je osnovana na montaži s spajkanjem izvodov elementa v ustrezne metalizirane luknje v tiskanem vezju (SI 2.38a), vse bolj nadomešča modernejša SMD (Surface Mounted Device) tehnologija (SI 2.38b). Pri SMD tehnologiji element nima izvodov in se kontakti elementa spajkajo direktno na metalizacijske površine tiskanega vezja. Različni testi kažejo, da SMD način montaže prevladuje nad klasičnim v pogledu zanesljivosti. Ker smo priča stalnemu porastu kompleksnosti vezij, tudi tiskanih, o čemer nas prepriča že pogled v notranjost najpreprostejšega osebne računalnika, je seveda večja zanesljivost ultimativna zahteva, ki diktira smer razvoja na vseh področjih elektronike. Zato lahko z gotovostjo trdimo, da bo šel razvoj tiskanih vezij, vsaj kompleksnejših, v smeri SMD.

V nadaljevanju si bomo ogledali nekaj modernih miniaturnih diskretnih uporov za vgradnjo (čip uporov), kot jih srečamo pri SMD tehnologijah. Miniaturnost kot vedno tudi pri teh elementih prinese določene prednosti (npr. majhne dimenzije in teža elementov in naprav, boljše v lastnosti itd.) a seveda tudi nekatere slabosti (npr. nižje nazivne moči in napetosti itd.).



SI 2.38 Pritrditev elementa na tiskano vezje: a) klasično in b) SMD tiskano vezje

I. Cilindrični čip upori

Strukturo upora prikazuje SI 2.39a. Osnovni tehnološki koraki pri izdelavi tega upora so podobni kot pri izdelavi plastičnih uporov, le da so tu kontakti izvedeni z vtisnjenimi kovinskimi kopicami. Upore srečamo v dveh izvedbah: ogljenoplastni (CF) in metalplastni (MF). Nekateri tipični podatki (npr. MELF RESISTOR) :

- Nazivne upornosti/ R_n / : $10 \Omega \div 1 M\Omega$
- Nazivna moč/ P_n pri $T_a = 70^\circ C$ / : $1/4 W$
- Mejna napetost/ V_L / : $250 V$
- Tolerance, degradacija pri standardnih obremenitvah in temperaturni koeficient so podani v Tabeli 4.

Tabela 6: Cilindrični čip upori

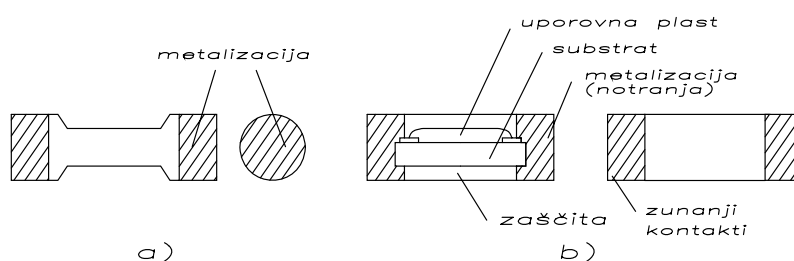
VRSTA UPORA	TOLERANCE	DEGRADACIJA	$TK_R [10^{-6}/^\circ C]$
CF	5%(rjavi)	< 2%	-250 ÷ -800
MF	1%(zeleni)	< 1%	-100 ÷ +100

II. Kvadrasti čip upori

Strukturo upora prikazuje SI 2.39b. V tem primeru sta notranja metalizacija in uporabna plast izdelani s postopkom tiskanja (Pogl.2, Specialni upori), zunanja metalizacija pa enako kot v prejšnjem primeru vtisnjene kovinske kapice. Nekateri osnovni podatki (npr.Philips) :

- Nazivne upornosti/ R_n / : $1 \Omega \div 10 M\Omega$
(obstoja tudi kratkostični (premostitveni) upor 0Ω /jumper/ s podatki $R < 50m\Omega$ pri $I < 2A$!)
- Tolerance : 5% , 2%
- Nazivna moč/ P_n pri $T_a = 70^\circ C$ / : $1/4 W$
- Mejna napetost/ V_L / : $200 V$
- Degradacija pri standardnih bremenitvah $\Delta R/R$ / : $< 1.5\%$
- Temperaturni koeficient upornosti $/TK_R/$: $< +200 \cdot 10^{-6}/^\circ C$

Aplikacije cilindričnih in kvadratnih čip uporov : Srečamo jih v zahtevnejših modernih kompleksnih SMD vezjih (npr. za profesionalnejše radio, TV in video aparate, ure, računalnike; medicinska, vojaška in telekomunikacijska oprema itd.).



SI 2.39 Cilindrični(a) in kvadrasti(b) čip upor

2.3.4.2 INTEGRIRANI UPORI

Za razliko od diskretnih miniaturnih (čip) uporov so integrirani upori sestavni deli integriranega vezja, organsko vgrajeni v samo vezje. Tudi tu velja, da miniaturnost teh elementov prinese nekatere prednosti (majhne dimenzije in teža, dobre vf lastnosti) a seveda omejitev na male moči!

Mikroelektronske elemente in vezja razvrščamo običajno glede na tehnologijo izdelave v več skupin :

I. Hibridna integrirana vezja

Substrat je v tem primeru ploščica visokokvalitetne keramike, vezje pa je izdelano z depozicijo metalnih in uporabnih plasti na površini substrata. Aktivne in druge komponente so dodane v obliki prispajkanih chipov.

Hibridna integrirana vezja oz. elemente delimo glede na tehnologijo izdelave v dve grupi : tankoplastna (SI 2.40a) in debeloplastna (SI 2.40b).

II. Polprevodniška (monolitna) integrirana vezja

Substrat je v tem primeru monokristal primernega polprevodnika (Si, GaAs itd.). Vezje, ki je izdelano s polprevodniškimi tehnološkimi postopki kot npr. oksidacija, fotolitografija, difuzija itd., je izdelano v celoti, aktivne in pasivne komponente, na in v polprevodniškem substratu (SI 2.38).

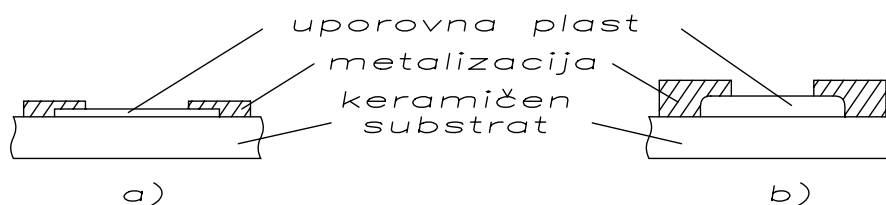
V nadaljevanju si pogledjmo osnovne strukture in lastnosti uporov, ki jih srečamo v integriranih vezjih. Hkrati bomo spoznali tudi nekatere osnovne značilnosti ustreznih družin oz. tehnologij integriranih vezij!

I. Tankoplastni upori

Strukturo tankoplastnega upora prikazuje SI 2.40a: na keramičen substrat je nanešena tanka uporovna plast. Nanašanje je izvedeno z neko vakuumsko depozicijo (naparevanje z uporovno ladjico ali elektronskim topom, naprševanje) primernega uporovnega materiala (nizek TK_R , $\Delta R/R$ itd.) kot so npr. razne metalne legure ali kermeti (kot pove če ime, mešanice keramik in metalov). Plasti so nanešene uniformno preko celotne površine ploščice, tipične debeline plasti so okrog $1\mu\text{m}$. Geometrija uporovne proge je nato izdelana s fotolitografskimi postopki (nanos fotoresista, presvetlitev skozi masko, razvijanje - presvetljeni fotoresist se odtopi, odjedkanje odkritih površin, odstranitev preostalega fotoresista). Nato se procedura ponovi še z metalizacijo (nanašanje, fotolitografija).

II. Debeloplastni upori

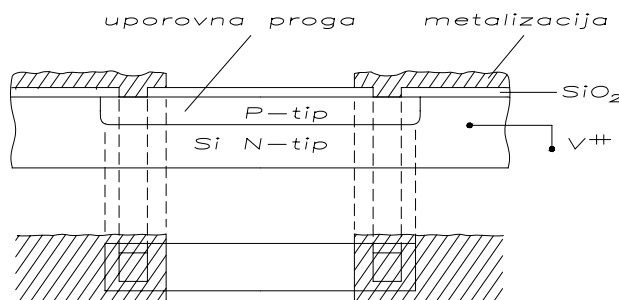
Strukturo debeloplastnega upora prikazuje SI 2.40b: na keramičen substrat je s postopkom tiskanja nanešena uporovna pasta primernih lastnosti (nizek TK_R , $\Delta R/R$ itd.) dane geometrije. Tipične debeline plasti so v tem primeru nekaj deset μm . Uporovno plast nato zapečemo na predpisani temperaturi in ambientu. Nato se procedura ponovi še z metalizacijo.



SI 2.40 Struktura tankoplastnega(a) in debeloplastnega(b) upora

III. Polprevodniški upori

Strukturo polprevodniškega upora prikazuje SI 2.41: substrat je v tem primeru monokristal primernega polprevodnika. S postopkom selektivnega vnašanja primesi v polprevodnik, z difuzijo ali implantacijo skozi oksidno masko, izdelamo uporovno progo nasprotnega tipa od osnovnega substrata. Oksidna maska, kontaktne odprtine in metalizacija so izvedene s fotolitografskimi postopki. Depozicija tankih plasti poteka enako kot pri tankoplastnih uporih. Upor mora biti med delovanjem integriranega vezja električno ločen od substrata in ostalih elementov vezja, kar dosežemo z zaporno polarizacijo PN spoja upor - substrat. V primeru na SI 2.41 moramo torej substrat priključiti na najbolj pozitiven potencial V^{++} , ki se lahko pojavi med delovanjem integriranega vezja!



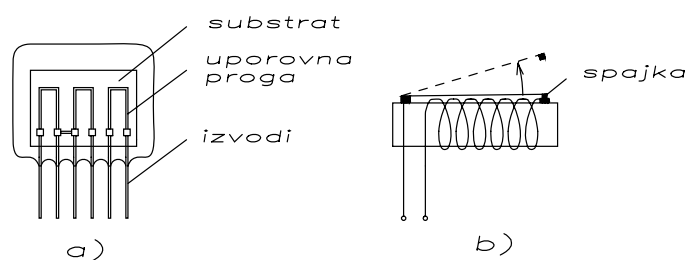
SI 2.41 Struktura polprevodniškega integriranega upora

2.3.4.3 HIBRIDNA VEZJA

V tem primeru gre za hibridna tankoplastna ali debeloplastna uporovna vezja z dobrimi uporovnimi lastnostmi. Na keramičen substrat je nanešena kvalitetna uporovna plast, pritrjene žičke za izvode in nato zalito v zaščitni silikonski lak in fenolno smolo (SI 2.42a). Vezje lahko vsebuje večje število uporov, včasih že v notranjosti smiselno povezanih (delilniki itd.) ter večje število izvodov. Nekaj osnovnih lastnosti:

- Nazivne upornosti $/R_n/$: $10 \Omega \div 1 \text{ M}\Omega$
- Tolerance: 1% , 0.5% , 0.2% , 0.1% (zelo precizni!)
- Nazivne moči $/P_n$ pri $T_a = 70^\circ\text{C}/$: $1/8 \text{ W} \div 1/2 \text{ W}$
- Obremenitve $/\Delta R/R/$: $< 0.5\%$
- Temp. koeficient upornosti $/TK_R/$: $< +50 \cdot 10^{-6} /\text{K}$ (zelo majhen!)
- Dobre vf lastnosti : $C < 0.2 \text{ pF}$, $Z/R(10\text{MHz}) < 0.8$ (za $10\text{k}\Omega$ upor)

Aplikacije: Hibridna uporovna vezja srečamo v profesionalnih napravah, kadar je zahtevana velika natančnost glede upornosti (nizke tolerance), visoka stabilnost, nizek TK_R , dobre vf lastnosti, toda nizke moči.



SI 2.42 Hibridna uporovna vezja (a) in obnovljivi zaščitni upori (b)

2.3.4.4 ZAŠČITNI UPORI

Zaščitni upor (Fusible Resistor) ima osnovno lastnost, da pri električni preobremenitvi tok prekine. Prekinitev toka je posledica previsoke temperature, ki nastopi zaradi previsoke moči. Osnovna zahteva za varno delovanje zaščitnega upora je, da mora biti prekinitev toka izvršena brez plamena ali iskrenja, zaradi vedno prisotnega lahko vnetljivega prahu ali morebitne eksplozivne atmosfere. Obstojata dva tipa zaščitnih uporov:

1. Neobnovljivi zaščitni upor: Pri takem uporu v primeru prekoračitve predpisanega toka skozi upor uporabna plast zaradi pregretja enostavno, brez plamena izpari! Nekaj primerov:

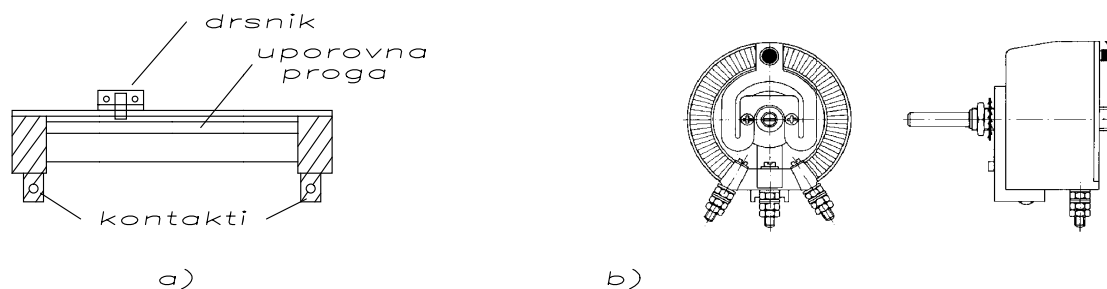
- Proizvajalec:	ISKRA	PHILIPS
- Uporovna plast:	CF	MF
- Nazivne upornosti/ R_n / :	2.2 Ω ÷ 5.1 k Ω	1 Ω ÷ 15 k Ω
- Tolerance:	5%	5%
- Nazivne moči/ $P_n, T_a=70^\circ\text{C}$ / :	0.33 W ÷ 0.75 W	0.33 W ÷ 0.5 W
- Obremenitve/ $\Delta R/R$ / :	< 1.5%	< 1%

2. Obnovljivi zaščitni upor: Strukturo takega upora prikazuje Sl 2.42b. Pri določeni električni obremenitvi tak upor doseže temperaturo tališča spajke, s katero je prispejkan elastično vpet kontakt. Posledica je razklenitev kontaktov in s tem prekinitev toka. Upor lahko obnovimo, če kontakt ponovno prispajkamo. Seveda je treba paziti, da spajkamo vedno z enako spajko, saj imajo različne spajke z različnim razmerjem osnovnih sestavin Pb/Sn/Ag tudi različne temperature tališča ! Za nižje nazivne moči oz. temperature vzamemo spajke z nižjim tališčem (več Pb, Sn - mehke spajke), za višje moči pa spajke z visokim tališčem (več Ag - trde spajke).

2.3.5 NASTAVLJIVI UPORI

Nastavljivi upori omogočajo ročno nastavitev ohmske upornosti elementa. Običajna izvedba nastavljivega upora je sestavljena iz uporabne proge, po kateri drsi pomičen drsnik in s svojo lego določa upornost elementa (Sl 2.43). Nastavljive upore ločimo v več skupin :

- Glede na značaj nastavljanja delimo nastavljive upore na potenciometre (za vsakodnevna nastavljanja kot npr. jakost zvoka v radioaparatu; drsnik je dostopen direktno preko zunanega gumba) in trimere (za občasna nastavljanja kot npr. nastavitev delovne točke nekega transistorja; lego drsnika nastavimo z izzvičajem v notranjosti naprave).
- Glede na pomik ločimo preme (Sl 2.43a) in rotacijske (Sl 2.43b) potenciometre.



SI 2.43 Premi (a) in rotacijski (b) potenciometer

- Glede na odvisnost upornosti od lege drsnika ločimo (SI 2.43) :

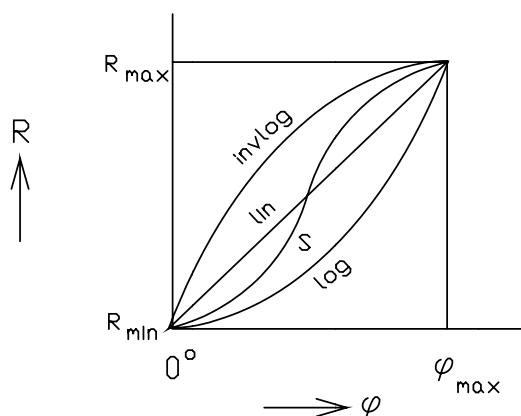
a) **linearni potenciometri** : upornost je linearno odvisna od zasuka

$$R(\varphi) = R_{\min} + K\varphi \quad (2.58)$$

b) **nelinearni potenciometri** : upornost je nelinearno odvisna od zasuka; npr. pri logaritemskem potenciometru

$$\log \frac{R}{R_{\min}} = K\varphi \quad (2.59)$$

Logaritemski potenciometer je primeren za regulacijo jakosti zvoka zaradi logaritemske občutljivosti človeških čutil. Včasih so primerni tudi drugačni potenciometri (SI 2.44) : inverzni logaritemski, S, itd.



SI 2.44 Karakteristike nekaterih potenciometrov

- Glede na izvedbo uporovne proge ločimo plastne in navite žične potenciometre.
- Glede na občutljivost ločimo grobe oz. direktne (1 obrat gumba pomeni 1 obrat drsnika) ter precizne oz. indirektne (s prenosom - N obratov gumba povzroči 1 obrat drsnika).
- Glede na kvaliteto ločimo neprofesionalne (ogljena uporovna plast, ogljeni ali kovinski drsnik) ter profesionalne (kermetna uporovna plast na korundni keramiki) potenciometre.

Osnovni podatki pri nastavljivih uporih

Proizvajalci podajajo za svoje nastavljive upore poleg podatkov, ki so bili že obravnavani pri fiksnih uporih, še nekatere druge podatke, značilne le za te elemente:

- Nazivna upornost/ R_n /: maksimalna upornost, ki jo lahko nastavimo s potenciometrom
- Nazivna moč/ P_n /: maksimalna dopustna moč, ne glede na lego drsnika
- Mejni tok drsnika: maksimalni tok, ki lahko stalno teče skozi drsnik, ne glede na lego drsnika
- Vrtilni kot: maksimalni zasuk, ki ga omogoča izvedba (SI 2.40a). Tipične vrednosti so $200^\circ \div 300^\circ$, včasih pa tudi 360° (lahko sploh brez ustavitve).
- Življenjska doba potenciometra: od proizvajalca zajamčeno število pomikov drsnika od minimalnega odklona do maksimalnega odklona in nazaj, pri določeni obremenitvi (temperatura, vlaga, električna moč) ob predpisani minimalni degradaciji (npr. $\Delta R/R < 1\%$). Običajni neprofesionalni potenciometri prenesejo 10^{+4} , profesionalni pa $10^{+5} \div 10^{+7}$ takih pomikov.
- Šum: dodatno k šumom, ki so bili obravnavani pri uporih, se pri nastavljivih uporih javlja še dodatno šum zaradi kontakta drsnik - uporovna plast. Ta šum je različen za mirujoč in za gibajoč se drsnik. Običajno je največji od vseh šum gibajočega se drsnika.

Tipične lastnosti nekaterih pogostejših tipov potenciometrov podaja Tabela 7 (okrajšave: pot. - potenciometer, rot. - rotacijski, oglj. - ogljeni, pr. - premi, drs. - drsni, ker. - kermet, žič. - žični, nav. - naviti, močn. - močnostni).

Tabela 7 Tipične lastnosti nekaterih pogostejših tipov potenciometrov

Tip pot.	$R_n[\Omega]$	$P_n/70^\circ\text{C}$	$TK_R[10^{-6}/\text{K}]$	Karakteristika
rot.oglj.	220-4M7	0.1	+250	lin,log,invlog
pr.drs.oglj.	220-10M	0.1	+250	lin,log,invlog
rot.ker.	100-1M	0.5	+200	lin
rot.žič.nav.	2E2-22k	1-2	+100	lin
rot.močn.	0E5-10k	25-100	+200	lin
žič nav.				

REFERENCE

- 1) J.Furlan, osebni zapiski
- 2) C.L.Wellard, "Resistance and Resistors", McGRAW-HILL BOOK COMPANY, New York, 1960.
- 3) C.A.Harper, "Handbook of Materials and Processes for Electronics", McGRAW-HILL BOOK COMPANY, USA, 1970.
- 4) C.A.Harper, "Handbook of Components for Electronics", McGRAW-HILL BOOK COMPANY, USA, 1977.
- 5) C.A.Harper, "HANDBOOK OF ELECTRONIC PACKAGING", McGRAW-HILL BOOK COMPANY, USA, 1969.
- 6) M.Kaufman, A.H.Seidman, "HANDBOOK for ELECTRONICS ENGINEERING TECHNICIANS", McGRAW-HILL BOOK COMPANY, USA, 1984.
- 7) č.A.Spasojevič, Z.V.Popovič, "ELEKTROTEHNIČKI I ELEKTRONSKI MATERIJALI", Naučna knjiga, Beograd, 1979.
- 8) O.Zinke, "Widerstände, Kondensatoren, Spulen und ihre Werkstoffe", Springer-Verlag, Berlin/Heidelberg, 1965.
- 9) S.Ristič, "ELEKTRONSKE KOMPONENTE", I.del, Univerzitet u Nišu, Niš, 1986.
- 10) A.Kralj, P.Šuhel, "ELEKTRONSKI SESTAVNI DELI IN SESTAVI", Fakulteta za elektrotehniko, Ljubljana, 1989.
- 11) Iskra - Tovarna uporov Šentjernej, "Upori", 1986/87.
- 12) Philips Data handbook, "Fixed Resistors", Components and materials Book C13, 1986.
- 13) VTM, "Resistors", 1982/83.
- 14) S.M.Sze, "VLSI TECHNOLOGY", Mc-GRAWHILL BOOK COMPANY, USA, 1985.
- 15) King, "Electrical Noise", 1966.
- 16) A.van der Ziel, "NOISE", PRENTICE-HALL, INC., 1954.
- 17) J.J.Freeman, "PRINCIPLES OF NOISE", JOHN WILEY & SONS, 1958.
- 18) W.R.Bennett, "ELECTRICAL NOISE", McGRAW-HILL BOOK COMPANY, USA, 1960.
- 19) G.Klein, J.J.Zaalberg van Zelst, "PRECISION ELECTRONICS", Philips Technical Library, Eindhoven, 1967.
- 20) G.Lipnjak, L.Gašpar, "UTJECAJ PRIMJENE TEHNOLOGIJE POVRŠINSKE MONTAŽE NA TISKANE PLOČE", Informacije MIDEM, Ljubljana, 1991.
- 21) ARCOL, "Hochlast-Widerstände in Kühlgehäuse", England.
- 22) Iskra - Tovarna uporov Šentjernej, "Uporovna vezja".
- 23) VALVO, "Kondensatoren, Widerstände, Quarze Produktprogramm", Hamburg, 1984.
- 24) Iskra - Tovarna uporov Šentjernej, "Potentiometers", 1980/81.
- 25) Iskra - Tovarna uporov Šentjernej, "Nastavitveni keramični potenciometri", 1991.
- 26) A.Bar-Lev, Semiconductors and Electronic Devices, ISBN 0-13-825209-2 Prentice Hall, 1993

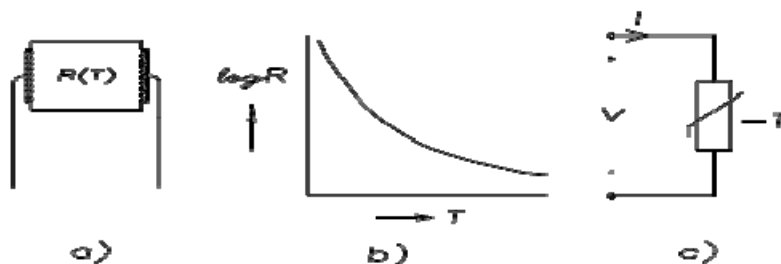
3 NELINEARNI UPORI

- 3.1 NTC TERMISTORJI
- 3.2 PTC TERMISTORJI
- 3.3 VARISTORJI

3.1 NTC TERMISTORJI

3.1.1 UVOD

NTC termistorji so temperaturno odvisni upori z visokim negativnim temperaturnim koeficientom (NTC) upornosti, tipično $-1 \div -7\% /K$! Strukturo, karakteristiko in električni simbol NTC termistorja prikazuje Sl 3.1.



SI 3.1 Struktura (a), karakteristika (b) in električni simbol (c) NTC termistorja

Materiali, ki se uporabljajo za izdelavo NTC termistorjev, so po svoji sestavi zmesi kovinskih oksidov, torej dobri izolatorji, ki jih z dodatkom ustreznih atomov primesi lahko pretvorimo v polprevodniške keramike.

Tehnologija izdelave je zato podobna kot pri keramiki: zmes kovinskih oksidov se dobro premeša, doda primerne atome primesi in vezivo, nastalo pasto oblikuje s pomočjo kalupov v zahtevane oblike in žge (sintra) pri visoki temperaturi. Kontakti so izdelani z nanašanjem prevodne metalne plasti. Običajno sledi še pospešeno staranje, ker imajo v začetnem obdobju termistorji velike variacije lastnosti, poleg tega pa na ta način slabi elementi izpadejo.

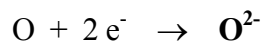
3.1.2 POLPREVODNIŠKA KERAMIKA

Uvod

Polprevodniška keramika je osnova za mnoge moderne elektronske elemente. Narejena je na osnovi kovinskih oksidov.

Kovinski oksidi so v splošnem dobri izolatorji, ki pa jih lahko z dodatkom ustreznih atomov primesi pretvorimo v polprevodniške keramike. Pogoji za to so atomi, ki se lahko nahajajo v različnih ionskih stanjih oz. radi sprejemajo ali oddajajo elektrone. V spodnjih primerih zaželeno stanje zapišemo poudarjeno (bold).

Primer: Atom kisika O rad sprejme 2 elektrona e^- in je rad oz. je energijsko ugodneje, če se nahaja v stanju 2x negativno nabit ion. To opišemo z naslednjo enačbo



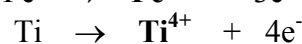
Pripravimo še nekaj primerov, ki jih bomo rabili kasneje pri razlagi polprevodniške keramike:

N-tip keramike:

osnovni material je železo Fe z lastnostjo:



donorska primes je titan Ti z lastnostjo:



P-tip keramike:

osnovni material je nikelj Ni z lastnostjo:



akceptorska primes je litij Li z lastnostjo:



a) Nastanek polprevodniške keramike N-tipa

Poglejmo si keramiko na osnovi železovega oksida Fe_2O_3 . Osnovna molekula Fe_2O_3 je navzven neutralna, znotraj posamezne molekule pa so trije atomi kisika ugrabili šest elektronov dvema atomoma čeleza ($\text{Fe}_2^{3+}\text{O}_3^{2-}$) in jih vezali nase. Zato je material brez prostih nosilcev, torej izolator. Če pa pred sintranjem dodamo primesi titana, ki oddaja štiri elektrone



bo atom Ti tri elektrone porabil podobno kot železo, četrti elektron pa bo ostal nevezan oz. skoraj prost!

Pri nizkih temperaturah, ko so termične energije še nizke, so ti četrti elektroni še vezani in material bo izolator. Pri višjih temperaturah dobijo ti četrti elektroni dovolj energije, da se odtrgajo od matične molekule in prispevajo k prevajanju toka, material je tedaj prevodnik.

Z naraščajočo temperaturo torej število prostih nosilcev narašča, zato ohmska upornost materiala upada - nastala je torej polprevodniška keramika N-tipa (nosilci - elektroni) z negativnim temperaturnim koeficientom (NTC)!

b) Nastanek polprevodniške keramike P-tipa

V tem primeru je osnovna molekula npr. nikljev oksid, v kateri je prišlo do izmenjave dveh elektronov ($\text{Ni}^{2+}\text{O}^{2-}$) in material je izolator. Če pa pred sintranjem dodamo primesi litija, ki oddaja en elektron manj



se bodo po vgraditvi pojavila z elektroni nazasedena mesta, ki lahko pri višjih temperaturah sprejemajo iz soseščine vezane elektrone in s tem povzročijo pod vplivom pritisnjeneja polja nastanek toka (pozitivne vrzeli).

Z naraščajočo temperaturo število prostih nosilcev narašča, zato ohmska upornost materiala upada - nastala je torej polprevodniška keramika P-tipa (nosilci - vrzeli) z negativnim temperaturnim koeficientom (NTC)!

3.1.3 TEMPERATURNA ODVISNOST UPORNOSTI

Podobno kot v polprevodnikih tudi v polprevodniški keramiki koncentracija prostih nosilcev eksponencialno narašča s temperaturo, npr. v keramiki N-tipa

$$n(T) = n_{\infty} e^{\frac{\Delta E}{kT}} \quad \text{Equation Section 3(3.1)}$$

kjer je ΔE ... aktivacijska energija, določena z vezalno energijo elektronov

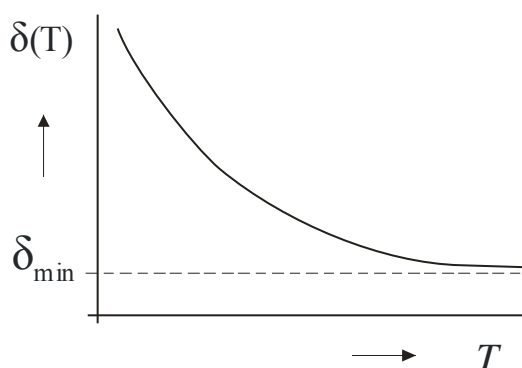
kT ... termična energija (T-absolutna temperatura [K])

n_{∞} ... limitna (maksimalna) koncentracija prostih elektronov za visoke temperature, določena s koncentracijo dodanih primesi (vsi ionizirani!)

Temperaturna odvisnost specifične upornosti materiala je zaradi recipročne zveze med ρ in n podana z izrazom

$$\rho(T) = \frac{1}{q \mu_n n(T)} = \rho_{\min} e^{\frac{\Delta E}{kT}} \quad (3.2)$$

kjer je $\rho_{\min} = 1/q\mu_n n_{\infty}$ minimalna upornost materiala za visoke temperature (SI 3.2).



SI 3.2 Odvisnost specifične upornosti materiala od temperature

Temperaturna odvisnost upornosti NTC termistorja enostavne geometrije (konstantni presek S , dolžina l) je torej

$$R(T) = \rho \frac{l}{S} = R_{\min} e^{\frac{\Delta E}{kT}} \quad (3.3)$$

kjer je $R_{\min} = \rho_{\min} l/S$ minimalna upornost termistorja pri visokih temperaturah.

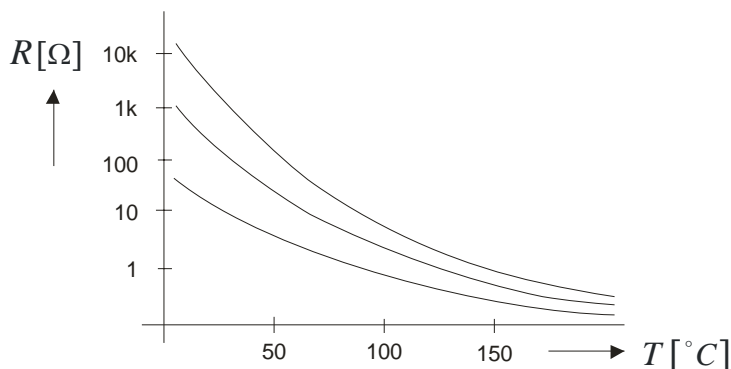
Proizvajalci gornjo temperaturno odvisnost upornosti NTC termistorja običajno podajajo z dvema konstantama A , B v obliki

$$R(T) = A e^{\frac{B}{T}} \quad (3.4)$$

Primerjava enačb (3.3) in (3.4) pokaže, da je konstanta A določena z minimalno upornostjo termistorja za visoke temperature R_{\min} oz. geometrijo in koncentracijo dodanih primesi.

Konstanta B je določena z vezalno energijo prostih nosilcev oz. z lastnostmi osnovnega materiala in ji zato pravijo tudi materialna konstanta (material constant), včasih pa kratko faktor B. Tipične vrednosti konstante B se nahajajo v intervalu $2000\text{K} \div 5000\text{K}$.

Tipično odvisnost upornosti družine NTC termistorjev od temperature prikazuje Sl 3.3. Zaradi velikih sprememb upornosti in razlik med posameznimi termistorji družine je graf običajno podan v semilog merilu.



Sl 3.3 Odvisnost upornosti družine NTC termistorjev od temperature

Materialna konstanta B

Pogosto proizvajalci podajajo materialno konstanto B posredno preko izmerjenih upornosti NTC termistorja pri dveh temperaturah, npr. $R_1(T_1=25^\circ\text{C})$, kar se imenuje tudi **nazivna upornost** termistorja R_n in $R_2(T_2=85^\circ\text{C})$. Če vstavimo ti dve točki v en(3.4) in delimo, je B določen kot

$$B = \frac{\ln \frac{R_1}{R_2}}{\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_2}} \quad (3.5)$$

Temperaturni koeficient upornosti NTC termistorja

Temperaturni koeficient upornosti NTC termistorja najenostavneje izračunamo z logaritmiranjem in odvajanjem en(3.4)

$$TK_R = \frac{1}{R} \frac{dR}{dT} = \frac{d \ln R}{dT} = - \frac{B}{T^2} \quad (3.6)$$

Primer: Izračunaj TK_R za NTC termistor z $B=3600\text{K}$, pri sobni temperaturi !

Rešitev: (pozor, nastopajo absolutne temperature in je potrebno $^\circ\text{C}$ pretvoriti v K !)

$$TK_R = - \frac{B}{T^2} = - \frac{3600 \text{ K}}{(300 \text{ K})^2} = - \underline{\underline{4 \% / \text{K}}} \quad (3.7)$$

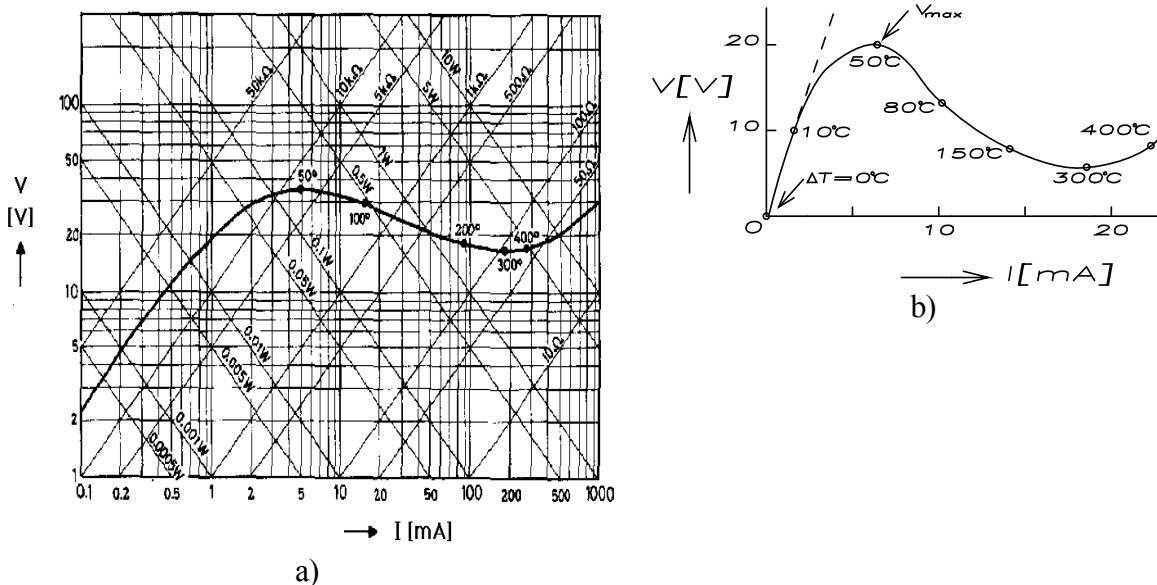
3.1.4 STACIONARNA KARAKTERISTIKA NTC TREMISTORJA

Stacionarna $V(I)$ karakteristika podaja zvezo med napetostjo in tokom na NTC termistorju.

V tem redkem primeru $V(I)$ karakteristike je kot neodvisna spremenljivka izbran tok I , ki se enolično spreminja, za razliko od napetosti, ki v tem primeru ni enolična spremenljivka.

Stacionarno karakteristiko dobimo, če nastavimo tok in nato počakamo z meritvijo napetosti dovolj dolgo, da se razmere stabilizirajo oz. se temperatura in napetost na elementu ne spreminjata več.

Sl 3.4a prikazuje stacionarno $V(I)$ karakteristiko v linearnem merilu. V bližini izhodišča, pri majhnih tokih, je zveza linearna, ker so tedaj moči segrevanja ($P=VI$) še nizke, temperatura se zato še ne spreminja in NTC se obnaša kot običajen ohmski upor. Pri višjih tokih in napetostih začne temperatura naraščati, upornost NTC naglo upada in zato navzlic naraščajočemu toku upada tudi napetost na elementu, dobimo področje negativne diferencialne upornosti. Često podajajo proizvajalci na $I(V)$ krivulji kot parameter pripadajoče povišanje temperature elementa, nad sobno temperaturo. Pri visokih temperaturah na elemntu okrog 300°C začne upornost ponovno naraščati, zaradi upadanja gibljivosti nosilcev.



Sl 3.4 Stacionarna $V(I)$ karakteristika NTC termistorja v linearnem (a) in log-log merilu (b)

Včasih proizvajalci podajajo stacionarno $V(I)$ karakteristiko v log-log diagramu (Sl 3.4b). Na ta način lahko pokrijejo širše področje tokov in napetosti, kar omogoči vnos podatkov za celo družino NTC termistorjev. Naslednja prednost tega diagrama pa je, da so črte, ki povezujejo točke konstantnega VI produkta in konstantnega V/I razmerja, torej krivulje konstantne moči in konstantne upornosti, v log-log $V(I)$ diagramu premice! Tako lahko za vsako delovno točko direktno odčitamo iz diagrama moč na elementu in njegovo upornost (Sl 3.4b).

Primer: Oцени moč in upornost na NTC termistorju za delovno točko D ($V = 30V$, $I = 3mA$) v diagramu na sl.4b !

Rešitev: Iz diagrama odčitamo s pomočjo premic moči in upornosti, ki potekata skozi izbrano delovno točko D

$$P = 0.1W$$

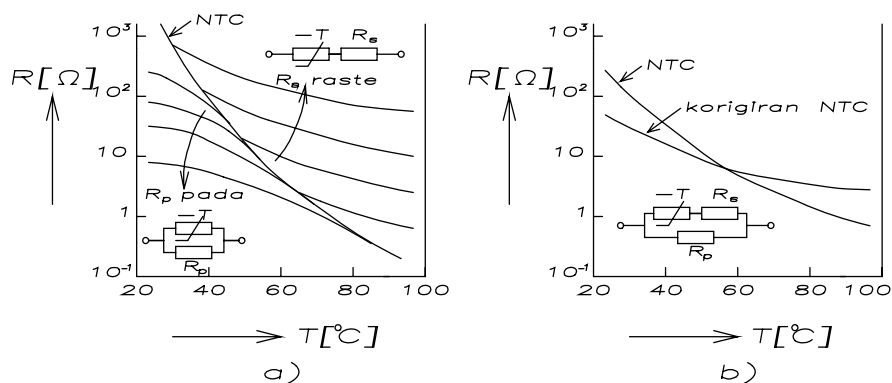
$$R = 10k\Omega$$

O pravilnosti odčitanih vrednosti se lahko prepričamo še z enostavnim izračunom, s pomočjo podanih vrednosti napetosti in toka.

3.1.5 DORAVNAVANJE KARAKTERISTIKE

Kadar za dano aplikacijo originalna $R(T)$ karakteristika danega NTC termistorja ne ustreza, lahko v določenih mejah to odvisnost sami doravnavamo (trimamo), z dodatkom običajnih ohmskih uporov, ki imajo zanemarljiv TK_R v primerjavi s termistorji.

Upor lahko dodamo k NTC termistorju vezan v serijo ali paralelno, kot prikazuje Sl 3.5a. Včasih dodamo oba upora, serijsko in paralelno (Sl 3.5b). V vsakem primeru so spremembe $R(T)$ karakteristike take, da se odvisnost upornosti od temperature zmanjša oz. so v smeri zmanjševanja temperaturnega koeficienta upornosti danega NTC termistorja.



SI 3.5 Doravnavanje $R(T)$ karakteristike NTC termistorja z dodatkom uporov

3.1.6 TERMOELEKTRIČNE ZNAČILNOSTI

NTC termistorji so termoelektrični elementi: vsem aplikacijam teh elementov je skupno, da izkoriščajo opisano $R(T)$ odvisnost oz. natančneje, kdaj in kako doseže v konkretnem primeru dani NTC termistor predpisano temperaturo in s tem upornost. Oglejmo si nekaj tipičnih primerov!

1. Stacionarno stanje : $T = \text{const}$

V tem primeru se je torej stanje na elementu že uravnovesilo (stacioniralo), zato se nobena količina s časom ne spreminja več. Za dano moč na NTC termistorju ($P = VI$) se njegova temperatura stabilizira, podobno kot je bilo opisano pri segrevanju uporov, v skladu z enačbo

$$P = VI = K(T - T_a) \quad (3.8)$$

kjer so T, T_a ... temperature NTC termistorja, ambienta
 K ... termična prevodnost NTC termistorja

Termična prevodnost K [$\text{W}/^\circ\text{C}$] je recipročna vrednost termične upornosti R_{th} in znaša pri NTC termistorjih tipično $1 \div 10 \text{ mW}/^\circ\text{C}$. Termična upornost predstavlja številčno tisto moč, ki dvigne, v skladu z gornjo enačbo, temperaturo elementa za $\Delta T = 1^\circ\text{C}$, ali obratno kot tisto moč, ki jo element oddaja pri temperaturni razliki $\Delta T = 1^\circ\text{C}$. Zato srečamo za parameter K včasih v priročnikih tudi ime faktor disipacije.

Pogosto srečamo v praksi obrnjen primer - zanima nas, kakšna je temperatura T , ki jo ima element pri dani obremenitvi P in temperaturi ambienta T_a . Rezultat dobimo enostavno z obratom gornje enačbe

$$T = T_a + \frac{P}{K} \quad (3.9)$$

Delovanje elementa pri ničelni moči.

V zvezi s tem omenimo še delovanje elementa pri ničelni moči. Pogosto srečamo pri aplikacijah NTC termistorjev, npr. kadar deluje NTC kot senzor temperature, zahtevo, da naj tok skozi NTC oz. lastno segrevanje ne prispeva k povišanju temperature elementa oz. natančneje : povišanje temperature elementa zaradi lastnega segrevanja naj bo manjše od neke predpisane ΔT_0 (tipično $\Delta T_0 = 0.1^\circ\text{C}$). Ustrezni moči pravimo ničelna moč P_0 in jo lahko za dani element izračunamo s pomočjo gornje enačbe

$$P_0 = K \Delta T_0 \quad (3.10)$$

Primer: Določi za NTC termistor s termično prevodnostjo $K = 10 \text{ mW}/^\circ\text{C}$ ničelno moč P_0 , če je predpisano ničelno povišanje temperature $\Delta T_0 = 0.1^\circ\text{C}$!

Rešitev: V skladu z gornjo enačbo pišemo

$$P_0 = K \Delta T_0 = 10 \text{ mW}/^\circ\text{C} \cdot 0.1^\circ\text{C} = \underline{1 \text{ mW}} \quad (3.11)$$

2. Prehodni pojavi : $T = T(t)$

V tem primeru je stanje nestacionarno, temperatura in ostale količine se s časom spreminjajo. Pogledali si bomo dva tipična prehodna pojava, ohlajanje in segrevanje NTC termistorja.

Ohlajanje NTC termistorja :

Opazujemo npr. nek NTC termistor, ki mu v trenutku $t = 0$ izklopimo tok oz. segrevanje (Sl 3.6a). Enačbo za časovni potek upadanja temperature elementa dobimo iz izenačenja oddane energije v nekem kratkem času dt , ki jo izračunamo po gornji enačbi, z ustreznim zmanjšanjem toplotne energije elementa, kar je opisano s toplotno kapaciteto elementa H in zmanjšanjem njegove temperature $T(t) - T_a$

$$P(t) dt = K [T(t) - T_a] dt = - H dT \quad (3.12)$$

Toplotna kapaciteta NTC termistorja H podaja toploto, ki jo mora element sprejeti ali oddati za spremembo temperature elementa $\Delta T = 1^\circ\text{C}$ in znaša pri teh elementih tipično $0.1 \text{ Ws}/^\circ\text{C}$. Časovni potek temperature $T(t)$ dobimo s separacijo spremenljivk v en(3.12) in integracijo od 0 do t

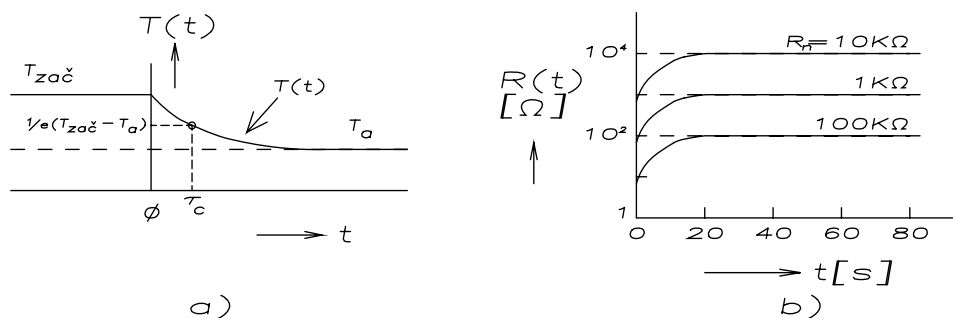
$$\int_{T_{zac}}^{T(t)} \frac{dT}{T - T_a} = - \frac{K}{H} \int_0^t dt \quad (3.13)$$

Rešitev gornjih integralov vodi do časovnega poteka temperature pri ohlajanju $T(t)$

$$T(t) - T_a = (T_{zac} - T_a) e^{-\frac{t}{\tau_c}} \quad (3.14)$$

Začetni presežek temperature $(T_{zac} - T_a)$ torej eksponencialno upada s časom proti 0. Časovna konstanta tega upadanja, določena z razmerjem H/K , nosi običajno ime časovna konstanta ohlajanja (cooling) τ_c (tipično $1 \text{ s} \div 1 \text{ min}$). Časovno konstanto si lahko predstavljamo tudi kot čas, v katerem začetni presežek temperature upade za faktor $1/e$.

Včasih tovarne namesto časovne konstante ohlajanja τ_c podajajo časovni potek naraščanja upornosti NTC termistorja pri nekem standardnem ohlajanju, npr.: $T_{zac} = 85^\circ\text{C}$, sledi ohlajanje v zraku. Ustrezní časovni potek naraščanja upornosti proti nazivni upornosti R_n termistorja zaradi ohlajanja prikazuje Sl 3.6b.



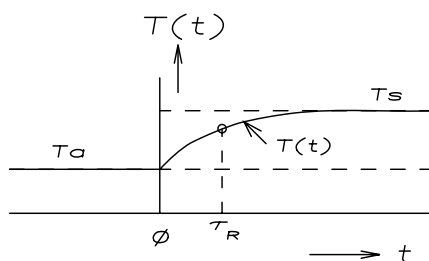
SI 3.6 Upadanje temperature(a) in naraščanje upornosti(b) pri ohlajanju NTC termistorja

Segrevanje NTC termistorja :

Proces segrevanja NTC termistorja proizvajalci podajajo običajno na sledeč način (SI 3.7): na začetku ($t < 0$) segrevanja ni, element ima kar temperaturo ambienta, običajno $T_a = 25^\circ\text{C}$. Segrevanje se prične v trenutku $t = 0$ s tem, da element potopimo npr. v silikonsko olje pri določeni stacionarni temperaturi, običajna standardno dogovorjena vrednost je $T_s = 85^\circ\text{C}$. S podobno analizo kot v prejšnjem primeru bi lahko ugotovili, da tudi sedaj začetno odstopanje temperature od ravnovesne vrednosti $T_s - T_a$ eksponencialno upada proti 0 oz. trenutna temperatura $T(t)$ proti ravnovesni vrednosti T_s , v skladu z enačbo

$$T(t) - T_a = (T_s - T_a)(1 - e^{-\frac{t}{\tau_R}}) \quad (3.15)$$

Pri segrevanju se pojavi časovna konstanta segrevanja, včasih jo imenujejo tudi odzivni čas NTC termistorja (Response Time) τ_R , ki je pri teh elementih tipično $1\text{s} \div 1\text{min}$ in si jo lahko predstavljamo tudi kot čas, v katerem začetno odstopanje temperature upade za faktor $1/e$.



SI 3.7 Segrevanje NTC termistorja

3.1.7 OSNOVNI PODATKI

Poleg nekaterih podatkov, ki so bili že opisani pri dosedanji obravnavi ohmskih uporov in NTC termistorjev, podajajo proizvajalci NTC termistorjev še nekatere podatke:

- Nazivna upornost NTC termistorja R_n je ohmska upornost elementa pri sobni temperaturi ($T_a = 25^\circ\text{C}$). Tipične vrednosti nazivnih upornosti : $R_n = 5\Omega \div 1M\Omega$.

- Tolerance nazivne upornosti : 20% 10% (rel. grobo !)
- Nazivna moč P_n je tista maksimalna moč termistorja, ki jo element še trajno prenese brez degradacije. Tipične vrednosti nazivnih moči: $P_n = 0.1W \div 1W$ / pri $T_a = 55^\circ C$ /
- Temperaturno področje delovanja je običajno podano za dva načina obremenitve:
 - delovanje pri nazivni moči P_n : $T_a = -55^\circ C \div +55^\circ C$
 - delovanje pri ničelni moči P_0 : $T_a = -55^\circ C \div +1200^\circ C$

3.1.8 INDIREKTNO SEGREVANI TERMISTORJI

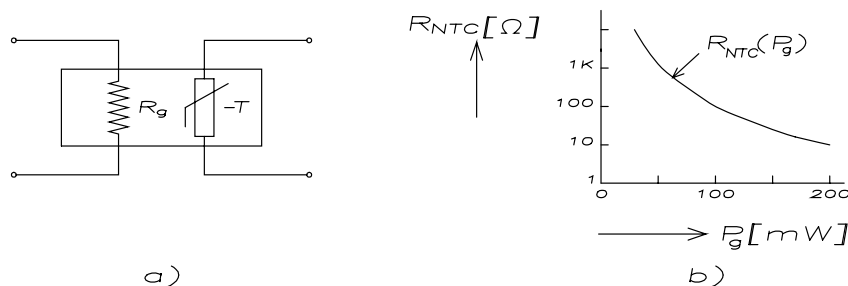
Dosedanja obravnava se je ukvarjala z navadnimi, direktno segrevanimi NTC termistorji, pri katerih je sprememba temperature povzročena z lastnim segrevanjem zaradi toka skozi element ali pa zaradi spremembe temperature okolice. Obstojajo tudi ti. indirektno segrevani termistorji (SI 3.8a), pri katerih je segrevanje povzročeno zaradi toka skozi ločen upor oz. grelec, ki pa je v dobrem termičnem kontaktu z NTC termistorjem. Električni simbol indirektno segrevanega termistorja (SI 3.8a) kaže na omenjene značilnosti.

Poleg standardnih podatkov, kot jih srečamo pri običajnih direktno segrevanih NTC termistorjih, podajajo proizvajalci za opis indirektno segrevanih NTC termistorjev še nekatere podatke:

- I(V) karakteristika za različne toke oz. moči na grelcu
- Karakteristika segrevanja: odvisnost upornosti NTC termistorja od moči na grelcu $R_{NTC}(P_g)$ (SI 3.8b)
- Koeficient toplotne zveze k : razmerje moči pri direktnem in indirektnem segrevanju, ki je potrebna za doseg iste temperature termistorja

$$k = \frac{P_{dir}}{P_{indir}} \quad (3.16)$$

Ker je P_{indir} vedno nekaj večja od P_{dir} zaradi toplotnih izgub v okolico pri indirektnem segrevanju, vedno velja $k < 1$. Tipične vrednosti znašajo $k = 0.5 \div 0.95$.



SI 3.8 Zgradba oz. simbol (a) in karakteristika segrevanja $R_{NTC}(P_g)$ (b) pri indirektno segrevanem NTC

3.1.9 APLIKACIJE NTC TERMISTORJEV

Pri aplikacijah NTC termistorjev izkoriščamo opisane osnovne temperaturno-električne lastnosti teh elementov. Aplikacije delimo v več skupin, glede na osnovno lastnost, ki se izkorišča pri dani aplikaciji:

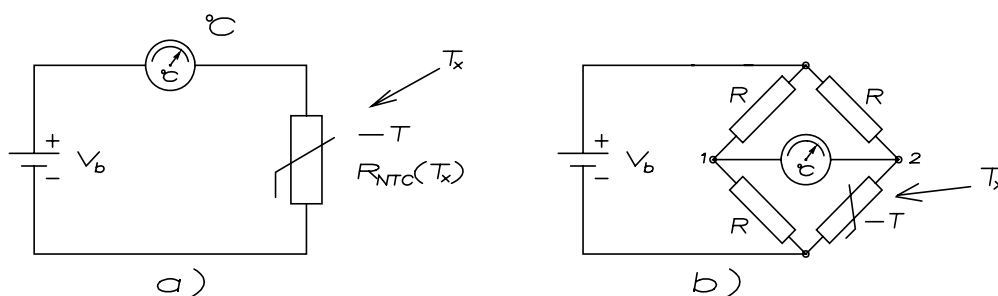
- odvisnost upornosti NTC termistorja od zunanje temperature: npr. merjenje in regulacija temperature, temperaturna kompenzacija (npr. upornosti neke tuljave s pozitivnim TK_R), itd.
- odvisnosti upornosti NTC termistorja zaradi segrevanja z lastnim tokom: npr. daljinsko krmiljenje, merilniki nivojev in pretokov fluidov (tekočin in plinov), merjenje νf moči, omejevanje zagonskih sunkov, itd.
- termična vztrajnost NTC termistorja (prehodni pojavi $T(t)$ ob vklopu ali izklopu): npr. časovno zakasneli releji
- nelinearnost stacionarne $V(I)$ karakteristike: npr. stabilizacija napetosti
- negativna diferencialna upornost stacionarne $V(I)$ karakteristike: npr. oscilatorji zelo nizkih frekvenc ($f < 1\text{Hz}$!)

V nadaljevanju bo podan opis nekaterih tipičnih aplikacij NTC termistorjev !

1. Meritev temperature

Enostavno, ceneno industrijsko meritev temperature prikazuje SI 3.9a (npr. meritev temperature vode v avtomobilu itd.). S spreminjanjem neznane temperature T_x se spreminja tudi temperatura NTC termistorja in s tem njegova upornost. Običajno imamo v zanki že kar umerjen instrument, ki direktno kaže neznano temperaturo T_x [$^{\circ}\text{C}$].

Natančnejša meritev temperature je realizirana z mostično izvedbo (SI 3.9b). Odstopanje upornosti NTC termistorja od ostalih treh uporov mostiča generira potencialno razliko med točkama 1 in 2, ki je torej odvisna od neznane temperature T_x . Pri enostavnejših izvedbah na izhod mostiča, med točke 1 in 2, priključimo kar umerjen instrument (SI 3.9b), pri natančnejših meritvah pa lahko vodimo izhod mostiča najprej na vhod nekega operacijskega ojačevalnika.



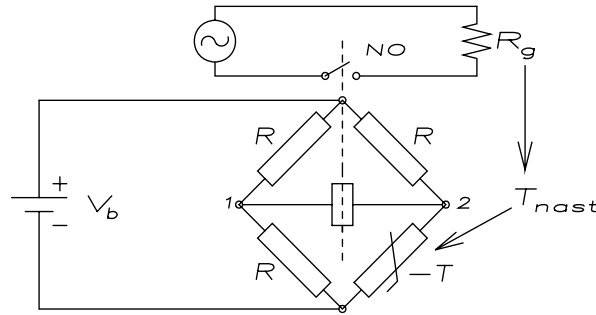
SI 3.9 Meritev temperature z NTC termistorjem: enostavno (a) in mostično (b)

2. Regulacija temperature

Primer regulacije temperature oz. vzdrževanja temperature na predpisani vrednosti (termostatiranje) z mostično izvedbo prikazuje Sl 3.10. Ob primerno izbranih elementih velja, glede na nastavljeno temperaturo T_{nast} , ki jo določimo s spremenljivim uporom R_1 ,

$T < T_{nast}, \quad R_{NTC} > R_1 \rightarrow V_{12} \neq 0$, rele napajan (ON), grelec greje, temperatura raste!

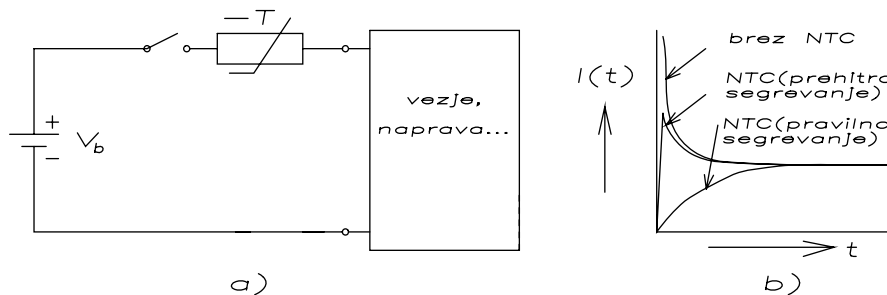
$T \sim T_{nast}, \quad R_{NTC} \sim R_1 \rightarrow V_{12} \sim 0$, rele ni napajan(OFF), grelec ne greje, temperatura pada itd.!



Sl 3.10 Regulacija temperature

3. Zaščita stikal in bremen pri vklopu

Ob vklopu nekega bremena (Sl 3.11a) pride pogosto do tokovnega sunka, ki lahko poškoduje ali vsaj skrajšuje življenjsko dobo vpletenih stikal in vezij. Začetni tokovni sunek ob vklopu lahko zmanjšamo ali celo odpravimo, če v serijo z bremenom vežemo primeren NTC termistor. V tem primeru je ob trenutku vklopa v zanki hladni NTC termistor s svojo visoko upornostjo in začetni tok bo majhen. Po vklopu se NTC termistor zaradi lastnega toka segreva, zato njegova upornost pada in tok počasi raste (Sl 3.11b).



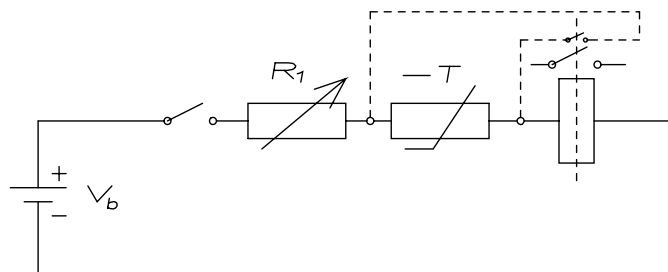
Sl 3.11 Vklp bremena (a) in časovni potek toka ob vklopu(b)

4. Zakasnilni rele

Včasih je ugodno, če nek rele vklopi z določeno zakasnitvijo (npr. ob vklopu večjega števila porabnikov, zaradi manjšega zagonkega toka itd.). Tak zakasnilni rele lahko enostavno realiziramo, če v serijo z relejem dodamo NTC termistor (Sl 3.12).

Brez NTC termistorja rele na Sl 3.12 preklopi v trenutku, ko staknemo stikalo. Če dodamo NTC termistor, bo ob vklopu ta še hladen in bo imel visoko upornost, tok bo zato premajhen za preklop releja. Vseeno se zaradi lastnega toka NTC termistor sčasoma segreva, upornost upada in tok raste, vse dokler ne doseže vrednosti, potrebne za preklop releja. Zakasnitev preklopa lahko tudi zvezno nastavljamo, če dodamo v serijo spremenljiv upor R_1 (Sl 3.12): če povečamo upornost R_1 , se bo tok pomanjšal in zakasnitev preklopa se poveča. Seveda velja tudi obratno.

Dodajmo, da opisana shema ne deluje dobro v primeru, kadar po izklopu takoj sledi ponoven vklop: NTC termistor se v tem primeru nima časa ohladiti in ne pride do zakasnitve vklopa! Če pa dodamo še ene delovne kontakte releja, ki kratko staknejo NTC termistor (črtkano na SI 3.12), se po preklopu NTC termistor ohladi in je pripravljen za takojšen zakasnilen vklop.



SI 3.12 Zakasnilni rele

5. Kontrola nivoja tekočin

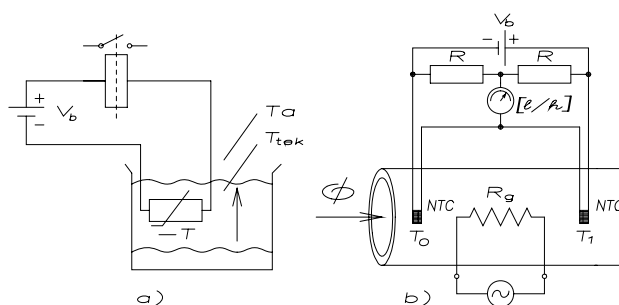
Enostavno kontrolo nivoja tekočin in sorodne probleme lahko izvedemo z NTC termistorjem kot prikazuje SI 3.13a. Ko nivo tekočine zraste do NTC termistorja, se temu spremeni temperatura zaradi spremenjenih pogojev odvajanja toplote in s tem njegova upornost, tok se spremeni, to povzroči preklop releja ter vklop npr. črpalke, alarma itd. Ko gladina upade, se vzpostavijo prvotni pogoji (črpalka, alarm itd. se izklopi).

6. Meritev pretoka fluidov

Na SI 3.13b je prikazan pogost princip meritve pretoka fluidov (tj. tekočin in plinov): v pretok fluida postavimo grelec med dva sensorja temperature. Čim manjši je pretok fluida, tem dalj časa se fluid zadržuje v področju grelca R_g in se zato segreje na višjo temperaturo. Razlika temperatur izstopajočega fluida T_1 in vstopajočega fluida T_0 je zato obratno proporcionalna pretoku Φ

$$\Phi = \frac{K}{T_1 - T_0} \quad (3.17)$$

NTC termistor je torej v tem primeru uporabljen le kot senzor temperature, podobno bi lahko uporabili tudi kakšen drug senzor temperature. Omenjeno temperaturno razliko lahko registriramo tudi na razne druge načine, npr. mostično (SI 3.13b): v tem primeru izhod iz mostiča direktno napaja umerjen instrument, ki kaže kar direktno pretok fluida Φ v enoti npr. [l/min].



SI 3.13 Kontrola nivoja tekočin (a) in meritev pretoka fluidov (b)

REFERENCE

- 1) E.D.MACKLEN, "THERMISTORS", ELECTROCHEMICAL PUBLICATIONS LIMITED, Glasgow, 1979.
- 2) PHILIPS Data handbook, "Negative temperature coefficient thermistors", Components and materials Book C11, 1986.
- 3) SIEMENS, "NTC and PTC Thermistors Applications", Germany, 1987.
- 4) ISKRA, "NTC, PTC Termistorji/Thermistors", Ljubljana, 1986/87.

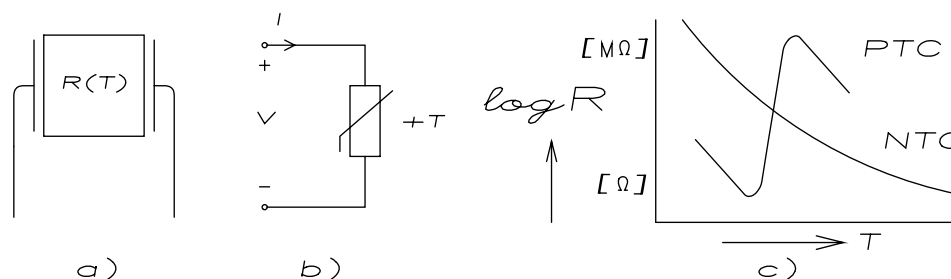
3.2 PTC TERMISTORJI

3.2.1 UVOD

Osnovno strukturo, električni simbol in temperaturno odvisnost upornosti PTC termistorja prikazuje Sl 3.14. PTC termistorji so upori z izredno visokim pozitivnim temperaturnim koeficientom upornosti v razredu $+5 \div +80 \% /K$!

V primerjavi z NTC termistorji kažejo karakteristike PTC termistorjev dve osnovni razliki (Sl 3.14b):

- PTC termistorji imajo pozitiven temperaturni koeficient le v ozkem temperaturnem intervalu, izven tega področja pa imajo negativen temperaturni koeficient oziroma se obnašajo kot NTC termistorji !
- V področju pozitivnega temperaturnega koeficienta je temperaturni koeficient zelo velik, mnogo večji kot pri NTC termistorjih!



Sl 3.14 Struktura(a), električni simbol(b) in temperaturna odvisnost upornosti(c) PTC termistorja

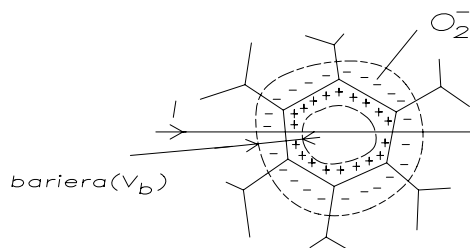
Materiali za izdelavo PTC termistorjev so v osnovi kovinski oksidi s feroelektričnimi lastnostmi (npr. $BaTiO_3$, včasih z dodatkom $SrTiO_3$).

Tehnologija je zato podobna kot pri NTC termistorjih (priprava keramične paste, sintranje itd.).

3.2.2 PTC EFEKT

Razlaga PTC efekta se prične podobno kot pri NTC termistorjih, v zvezi z nastankom polprevodniške keramike: v osnovnem materialu, npr. $BaTiO_3$, nadomestimo med sintranjem nekatere atome titana Ti ($Ti \rightarrow Ti^{4+} + 4e^-$) s primernimi 5-valentnimi atomi, npr. antimona Sb ($Sb \rightarrow Sb^{5+} + 5e^-$). To vodi do nastanka polprevodniške keramike N-tipa z NTC efektom, podobno kot je bilo že opisano pri NTC termistorjih. Vendar to velja le v primeru, ko poteka sintranje v inertni (neoksidativni) atmosferi. Izkaže se namreč, da dobimo v

primeru sintranja istega materiala v prisotnosti kisika PTC termistorski material z omenjenim PTC efektom!



SI 3.15 Barierna področja v zrnati strukturi keramičnega materiala

Nastanek PTC efekta v prisotnosti kisika lahko razložimo na sledeč način: kisikovi atomi zaradi visoke temperature sintranja prodirajo v globino materiala najhitreje po mejah med zrni v zrnati strukturi keramičnega materiala in se nato vgradijo predvsem na površini zrn (Sl 3.15). Ker želi biti kisikov atom v stanju O^{2-} , pritegne iz površinskega sloja zrna dva elektrona (e^-) in jih veže (imobilizira). Ker je bilo zrno pred tem neutralno, se zaradi primanjkljaja elektronov e^- pojavi v površinskem sloju zrna pozitiven prostorski naboj, in podobno na površini zrn tanka plast negativnega naboja na kisikove atome vezanih elektronov. Razmere v površinskem področju zrna so torej podobne situaciji v osiromašenem področju PN spoja in je zato obravnava, pa tudi rezultati, podobna: prostorski naboj v skladu s Poissonovo enačbo rodi električno polje, le-to pa potencialni skok preko bariere, ki ga pri PN spoju imenujemo difuzijska napetost, tu pa potencialno bariero

$$V_b = \frac{q}{2\epsilon} N_D d^2 \quad (3.18)$$

kjer je q osnovni naboj, N_D koncentracija vgrajenih donorskih atomov Ti, d širina bariere in ϵ dielektričnost materiala.

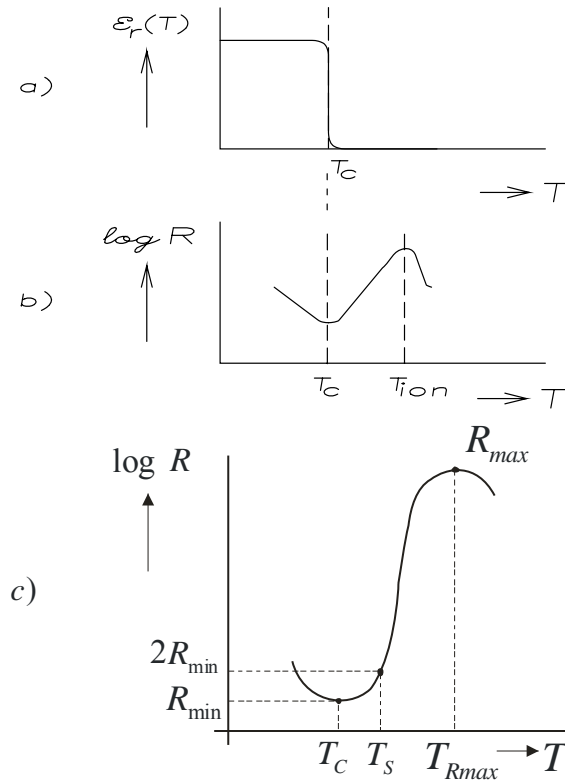
Bariera je izpraznjena prostih nosilcev in zato predstavlja visoko upornost za gibanje prostih nosilcev oz. električni tok. Ohmska upornost takega materiala eksponentialno narašča z višino bariere V_b

$$R = K e^{\frac{V_b}{V_T}} \quad (3.19)$$

Upornost takega materiala torej zaenkrat upada z naraščajočo temperaturo in zato izkazuje običajni NTC značaj.

Vendar povedano velja le do Curiejeve temperature T_c našega feroelektričnega materiala. V teh ti. feroelektričnih materialih je namreč značilno, da ima dielektričnost veliko vrednost vse do neke karakteristične temperature, ki jo imenujemo Curiejeva temperatura materiala T_c , nakar dielektričnost naglo upade (sl.16a).

Izkaže se, da od temperature T_c dalje prevzame odločilen vpliv na upornost materiala temperaturna odvisnost dielektrične konstante $\epsilon_r(T)$: v skladu z en(3.18) je, podobno kot pri PN spoju, tudi tukaj višina bariere obratno proporcionalna dielektričnosti materiala. Zato nad Curiejevo temperaturo višina bariere izredno naglo naraste in s tem še hitreje naraste tudi ohmska upornost materiala (sl.16b) - material se torej sedaj obnaša kot PTC !



SI 3.16 Temperaturna odvisnost dielektričnosti v feroelektričnem materialu(a), pripadajoči PTC efekt(b) in temperaturi T_s , T_{Rmax} (c)

Opisano naglo naraščanje upornosti s temperaturo oz. PTC efekt se pri višjih temperaturah (tipično pri $T_{ion}=150 \div 200^\circ\text{C}$, SI 3.16b) zaključí, ker pride do novega efekta: termične energije elektronov postanejo tedaj že dovolj visoke, da se pričnejo osvobajati na kisikove atome vezani elektroni v bariernem področju. Bariere zato razpadejo, PTC efekt izgine, material se ponovno obnaša kot NTC !

Poenostavljena predstava PTC

Poenostavljeno si PTC termistor torej lahko predstavljamo kot temperaturno kontrolirano stikalo, ki pri dani temperaturi preklopa (switch) T_s preklopi iz nizkoohmskega v visokoohmsko stanje

$$R_{NTC} [\Omega] \xrightarrow{T_s} R_{NTC} [M\Omega]$$

Tipično se pri tem preklopu poveča upornost elementa za faktor $10^{+2} \div 10^{+4}$!

Temperatura preklopa

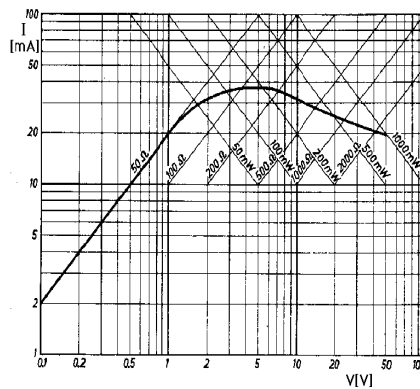
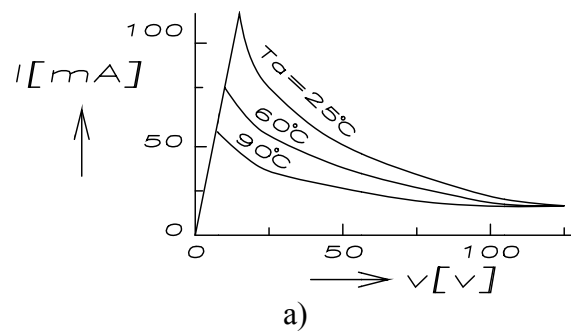
Proizvajalci običajno ne karakterizirajo PTC termistorjev s Curiejevo temperaturo materiala T_c , ampak iz praktičnih razlogov raje s temperaturo preklopa (switch) T_s , pri kateri se je prekop iz nizkoohmskega v visokoohmsko stanje če v znatni meri pričel. Temperatura preklopa T_s je definirana po ustaljenem dogovoru (standardu) kot temperatura, pri kateri je upornost PTC termistorja že narasla na vrednost $2R_{min}$! Tipične vrednosti temperatur preklopa T_s za različne PTC materiale se nahajajo v intervalu $-30 \div +200^\circ\text{C}$.

3.2.3 STACIONARNA KARAKTERISTIKA

Stacionarno $I(V)$ karakteristiko dobimo, če pritisnemo na PTC termistor neko napetost in počakamo z odčitkom toka, dokler se temperatura in tok elementa ne stabilizirata. Tipično stacionarno $I(V)$ karakteristiko PTC termistorja prikazuje Sl 3.17a. Okrog izhodišča, pri nizkih napetostih, tokih in močeh je segrevanje zanemarljivo, element ima torej konstanto upornost in $I(V)$ zveza je linearna kot pri ohmskem upor. Pri višjih napetostih pa pride do segrevanja in temperature elementa raste. Ko element doseže temperaturo preklopa T_s , upornost izredno naglo narašča in tok upada, čeprav napetost raste (Sl 3.17a).

Na prekop vpliva tudi temperatura ambianta T_a : pri višji temperaturi ambianta bo prišlo do preklopa hitreje, pri nižjih močeh oz. napetostih (Sl 3.17a).

Pogosto proizvajalci stacionarno $I(V)$ karakteristiko zaradi velikih sprememb upornosti podajajo v logaritmskem merilu (Sl 3.17b).



Sl 3.17 Stacionarna $I(V)$ karakteristika PTC termistorja v linearnem (a) in logaritmskem (b) merilu

3.2.4 OSNOVNI PODATKI

Proizvajalci podajajo običajno naslednje osnovne podatke PTC termistorjev :

- Upornost pri dveh karakterističnih temperaturah pred in po preklopu, npr. R_{25} in R_{80} . Tipične vrednosti R_{25} so $1\text{k}\Omega \div 10\text{k}\Omega$, po preklopu naraste upornost R_{25} tipično za faktor $10^{+2} \div 10^{+4}$.
- Temperatura preklopa T_s znaša, odvisno od materiala, tipično $-30^\circ\text{C} \div +200^\circ\text{C}$.
- Faktor disipacije D , imenovan tudi termična prevodnost oz. moč, ki je potrebna za spremembo temperature elementa za $+1^\circ\text{C}$, znaša tipično $5 \div 20\text{ mW/K}$.
- Toplotna kapaciteta H podaja, koliko toplote element prejme ali odda pri spremembi temperature elementa za $+1^\circ\text{C}$, in znaša tipično $0.1 \div 10\text{ J/K}$ ($1\text{kcal}=4200\text{J}$)
- Temperaturni koeficient upornosti znaša v PTC področju tipično $+5 \div +80\text{ %/K}$.
- Temperaturno območje delovanja znaša tipično $-50 \div +200^\circ\text{C}$.
- Maksimalne napetosti na elementu so tipično $10 \div 500\text{V}$.
- Termične časovne konstante ohlajanja (cooling) τ_c in segrevanja (response time) τ_r so tipično $1 \div 60\text{sec}$.

3.2.5 APLIKACIJE PTC TERMISTORJEV

O p o z o r i l i :

- Pri PTC termistorjih je še zlasti nevarno prekoračenje predpisane maksimalne dopustne napetosti V_{max} , ker v tem primeru sledi izredno naglo naraščanje moči in hitro uničenje elementa!
- Nedopustno je vezati več PTC termistorjev v serijo z namenom zvišati delovno napetost, ker je taka shema nestabilna: resnični PTC termistorji se med seboj običajno precej razlikujejo, zato se bo po priklopu napetosti oz. moči najprej segrel predvsem en element, prvi dosegel temperaturo preklopa in prekopil v visokohmsko stanje. Zato se bo praktično na tem elementu pojavila celotna pritisnjena napetost in bo prišlo do preboja tega elementa. Če pri tem element pregori oz. ostane v neprevodnem stanju (odprte sponke, npr. zaradi pregorele metalizacijske linije), je serijska vezava že odpovedala, če pa pride pri preboju elementa do prevodnega stanja (kratek stik, npr. zaradi taljenja metalizacije), se cela zgodba ponovi na nekem naslednjem PTC elementu itd.

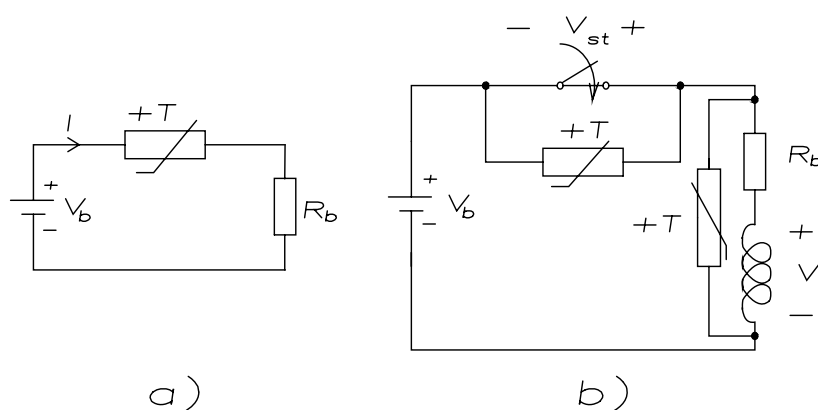
Opomba

Pri analizi aplikacij PTC termistorjev je pogosto koristna poenostavljena predstava PTC kot temperaturno kontroliranega stikala: pri temperature preklopa T_s PTC preklopi iz nizkoohmskega v visokoohmsko stanje oz. stikalo se izklopi(odprte sponke).

V nadaljevanju bodo kratko opisane nekatere tipične aplikacije PTC termistorjev.

1. Zaščita proti električni preobremenitvi

Kadar napetost ali tok narasteta čez določeno mejo, se zaradi sproščane moči PTC termistor segreje do temperature preklopa T_s in preklopi iz nizkoohmskega v visokoohmsko stanje ter s tem loči ščiteno breme od previsokega napajanja (SI 3.18a). Ko previsoka napetost ali tok upadeta na normalne vrednosti, se PTC ohladi in preklopi v nizkoohmsko stanje ter s tem ponovno priklopi breme na napajanje.



SI 3.18 Zaščita proti električni preobremenitvi(a) in zaščita stikala pred iskrenjem pri izklopu(b)

Obrni napetost v_{st}

2. Zaščita stikala pred iskrenjem pri izklopu

Uspešna zaščita stikala pred iskrenjem (SI 3.18b) je pomembna zaradi daljše življenjske dobe, nižjih EM motenj (EMI - Electromagnetic Interference), varnosti(npr. stikalo v bencinskem tanku ali zaprašenem televizorju), itd.

Izkustveno pravilo za odpravo iskrenja pri razklenitvi kontaktov stikala pravi, da iskrenja ne bo, če omejimo hkrati in tok in napetost stikala med razmikanjem kontaktov pod določene vrednosti! Kot primer navedimo stikalo srednjih moči s srebrnimi kontakti - izkustveno pravilo pravi, da v tem primeru pri izklopu ne bo iskrenja, če so med razmikanjem kontaktov izpolnjene naslednje omejitve:

$$I < 300\text{mA} \quad V < 300\text{V} !$$

Če je le ena od teh vrednosti presežena, lahko iskrenje samo zmanjšamo, v celoti odpraviti pa ga ne moremo!

Še zlasti so razmere kritične pri izklopu induktivnega bremena, kot to prikazuje Sl 3.18b. V tem primeru se na stikalu pojavi v trenutku izklopa poleg napajalne napetosti V_b še celotna inducirana napetost V_{ind} , ki lahko zaradi naglega upadanja toka v trenutku izklopa oz. razmikanja kontaktov doseže trenutno zelo visoke vrednosti

$$V_{st} = V_b - V_{ind} = V_b + L \left/ \frac{di}{dt} \right. \quad (3.20)$$

Pri tem smo upoštevali, da je časovni odvod toka v trenutku preklopa zelo velik in negativen (tok naglo upada proti 0). Pri izklopu induktivnih bremen se zato pojavlja močno iskrenje.

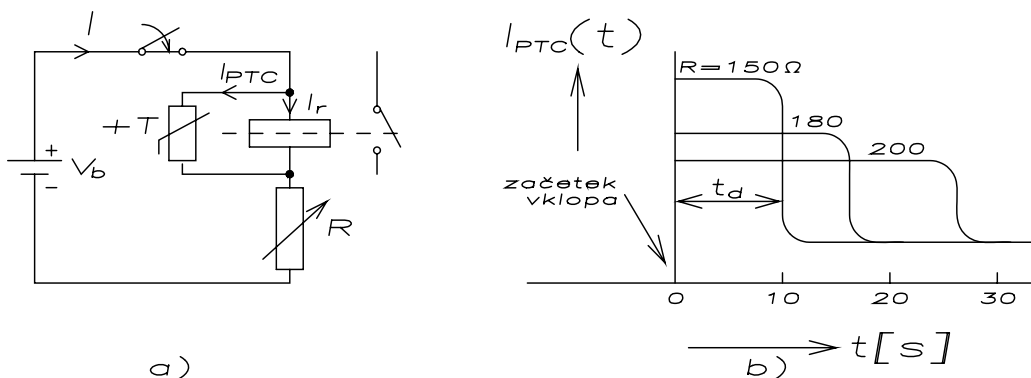
Delno ali v celoti lahko to iskrenje odpravimo z dodatkom PTC termistorjev v serijo s kontakti stikala: pred preklopom teče celoten tok le skozi stikalo, PTC je hladen in se torej nahaja v nizkoohmskem stanju. Ko se pričnejo kontakti razmikati, je zato na stikalu nizka napetost, iskrenja ni oz. je zmanjšano. Ker po izklopu teče celoten tok skozi PTC, se ta počasi segreva, doseže temperaturo preklopa T_s in preklopi v visokoohmsko stanje ter zavre tok. Izklop je tako "mehek", brez iskrenja in tokovnih ali napetostnih sunkov.

3. Zakasnilni rele

Včasih je ugodno, če stikalo preklopi z neko zakasnitvijo za prihodom prožilnega impulza, npr. pri vklopu večjega števila porabnikov (kot je ulična razsvetljava mesta itd.) zaradi nižje zagonske obremenitve.

Zakasnilni rele z nastavljivo zakasnitvijo lahko enostavno realiziramo s pomočjo paralelno k navitju releja vezanega PTC termistorja in serijsko vezanega spremenljivega upora, kot prikazuje Sl 3.19a. Ko pride prožilni impulz (vklop stikala), je PTC še v hladnem, nizkoohmskem stanju. Zato teče ves tok skozi PTC - rele ne preklopi, PTC pa se segreva. Po nekem času se PTC segreje do temperature preklopa T_s in preklopi v visokoohmsko stanje, preneha odžirati tok navitju releja, ki zato preklopi.

Zakasnilni (delay) čas t_d lahko nastavljamo s spremenljivim uporom R - če povečamo upornost, bo tok nižji, naraščanje temperature počasnejše in zakasnilni čas večji (Sl 3.19b).



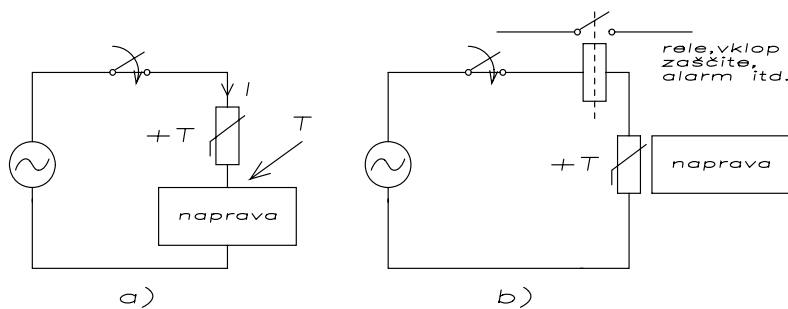
Sl 3.19 Zakasnilni rele (a) in nastavljanje zakasnitve (b)

4. Zaščita naprav pred električno in temperaturno preobremenitvijo

PTC termistor lahko direktno uporabimo tudi kot zaščitni element pri zaščiti neke električne naprave pred električno preobremenitvijo in previsoko temperaturo hkrati (SI 3.20a), lahko pa tudi kot zaščitni element pred previsoko temperaturo (overheat protection) poljubnih, tudi neelektričnih naprav (SI 3.20b).

V prvem primeru ob električni ali temperaturni preobremenitvi (SI 3.20a) ustrezno izbrani PTC (s primerno vrednostjo T_s) doseže temperaturo preklopa T_s in preklopi iz nizkoohmskega v visokoohmsko stanje ter s tem odklopi napravo od napajanja. Ko preobremenitev izgine, se PTC ohladi pod T_s in napravo ponovno priklopi na napajanje itd.

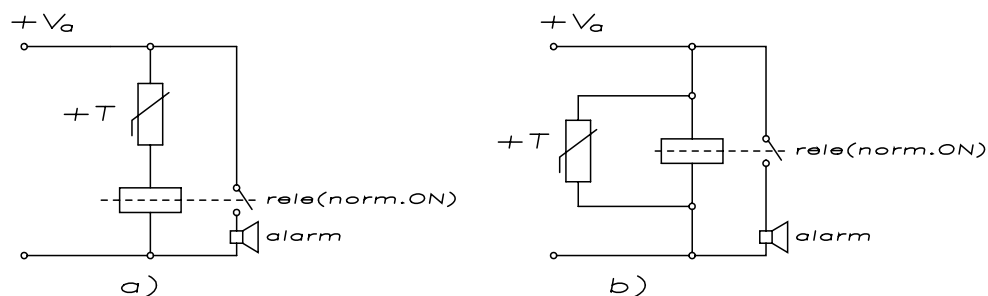
V drugem primeru je PTC uporabljen le kot tipalo previsoke temperature ščitene naprave (SI 3.20b). V primeru, ko temperatura naprave iz kateregakoli vzroka (električna preobremenitev, previsoka temperatura ambianta itd.) doseže kritično mejo, ki je določena s temperaturo preklopa T_s izbranega termistorja, bo zato le-ta preklopil v visokoohmsko stanje in to sporočil npr. z vklopom nekega alarma ali nekega zaščitnega hladilnega sistema, kot je to prikazano na SI 3.20b.



SI 3.20 Zaščita naprav pred električno preobremenitvijo in previsoko temperaturo(a) ter pred previsoko temperaturo(b)

5. Temperaturni alarm

Temperaturni alarm pred previsoko(SI 3.21a) in pred prenizko(SI 3.21b) temperaturo razložimo podobno kot v prejšnjem primeru. Alarm se vklopi, ko PTC doseže temperaturo preklopa T_s . Ko temperatura upade, se alarm izklopi itd.

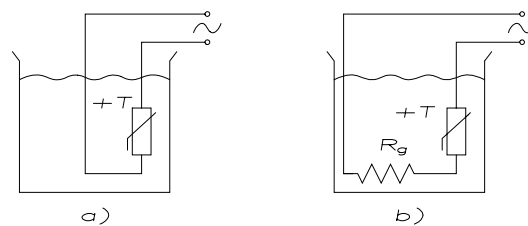


SI 3.21 Temperaturni alarm pred previsoko(a) in pred prenizko(b) temperaturo

6. Termostatiranje

Termostatiranje oz. vzdrževanje določene temperature s PTC termistorjem srečamo v dveh izvedbah: PTC je hkrati kontrolni element in grelec (SI 3.22a) oz. PTC je le kontrolni element, ki krmili moč na ločenem grelcu (SI 3.22b).

V obeh primerih je temperatura termostatiranja določena s temperaturo preklopa T_s izbranega PTC termistorja: dokler je temperatura v termostatiranem prostoru pod T_s , je PTC v nizkoohmskem stanju, teče tok, grelec greje, temperatura raste. Ko temperatura doseže T_s , PTC preklopi v visokoohmsko stanje, tok upade praktično na nič, grelec ne greje več, temperatura upada. Ko temperatura dovolj upade, PTC preklopi v nizkoohmsko stanje, tok ponovno steče itd.



SI 3.22 Termostatiranje: (a) PTC hkrati kot kontrolni element in grelec ter (b) PTC kot kontrolni element za moč na ločenem grelcu

7. PTC grelci

PTC keramični materiali imajo zanimive lastnosti tudi kot moderni grelni materiali. V primerne oblike oblikovani trakovi ali plošče iz PTC polprevodniške keramike služijo lahko kot moderni grelci, ki imajo vrsto prednosti pred klasičnimi grelci:

- avtotermostatiranost PTC grelcev: ko temperatura preseže temperaturo preklopa T_s izbranega PTC materiala, se grelec sam izklopi. Ko temperatura upade, se spet sam vklopi, itd.
- avtostabiliziranost PTC grelcev: grelna moč je tu praktično neodvisna od variacij napajalne napetosti - če napetost upade, se zniža temperatura in s tem upornost materiala, zato zraste tok in se s tem dvigne segrevanje na prvotno raven itd.
- glavna disipacija moči se odvija v notranjosti grelca, kar podaljšuje njegovo življenjsko dobo

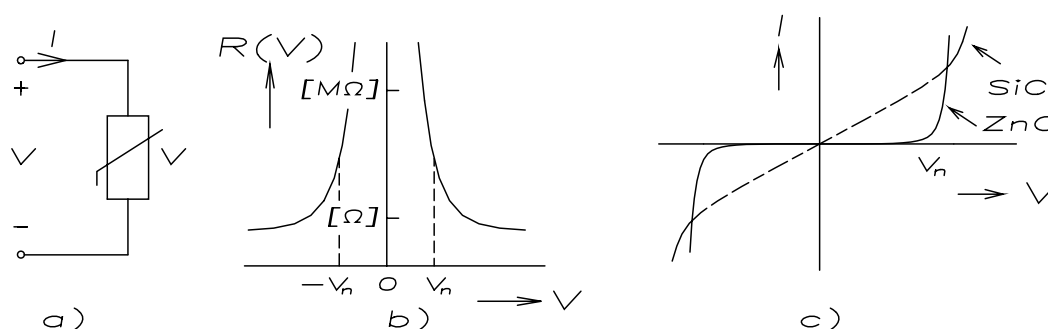
REFERENCE

- 1) E.D.MACKLEN, "THERMISTORS", ELECTROCHEMICAL PUBLICATIONS LIMITED, Glasgow, 1979.
- 2) PHILIPS Data handbook, "Positive temperature coefficient thermistors", Components and materials Book C11, 1986.
- 3) SIEMENS Data Book, "PTC thermistors", Germany, 1987/88.
- 4) SIEMENS, "NTC and PTC Thermistors Applications", Germany, 1987.
- 5) ISKRA, "NTC, PTC Termistorji/Thermistors", Ljubljana, 1986/87.
- 6) SIEMENS, "Kaltleiter", Datenbuch, West Germany, 1972/73.
- 7) W.Kahr, "The PTC Thermistor", Siemens Components XX, No.4, 1985

3.3 VARISTORJI

3.3.1 UVOD

Varistorji, imenovani tudi VDR (Voltage Dependent Resistors - Napetostno odvisni upori), so upori z visoko nelinearno odvisnostjo upornosti od napetosti. Simbol, napetostno odvisnost upornosti in $I(V)$ karakteristiko varistorja prikazuje Sl 3.23. Osnovna značilnost za te napetostno kontrolirane elemente je, da pri prekoračitvi neke napetosti, ki jo imenujemo **nazivna (nominal) napetost** varistorja V_n , včasih pa tudi napetost kolena, upornost elementa izredno naglo upade oz. tok izredno naglo naraste (Sl 3.23b,c).



Sl 3.23 Električni simbol, napetostna odvisnost upornosti in $I(V)$ karakteristika varistorja

Materiali, iz katerih so izdelani varistorji, so v osnovi kovinski oksidi, največkrat silicijev karbid SiC ali cinkov oksid ZnO. Tehnologija izdelave varistorjev je v osnovi enaka ostalim keramičnim tehnologijam (sintranje itd.), podobno kot je že opisano pri termistorjih. Materiali za izdelavo varistorjev imajo zrnato strukturo, podobno kot je bilo pokazano že pri termistorjih.

Pri nizki napetosti na elementu, manjši od nazivne napetosti V_n , je situacija podobna kot pri PTC termistorju: na površini zrn so bariere, brez prostih nosilcev, ki se zato obnašajo kot izolatorska področja. Varistor zato tedaj izkazuje visoko upornost (Sl 3.23b).

Pri visoki napetosti na elementu, večji od nazivne napetosti V_n , pride zaradi visokih napetosti oz. električnih polj v bariernih področjih do tuneliranja elektronov skozi bariere, bariere se zaradi Joulove toplote lokalno segrevajo do zelo visokih temperatur, zato pride do generacije novih nosilcev, toki rastejo, Joulovo segrevanje narašča itd. Upornost varistorja tedaj naglo upade za precej razredov velikosti (Sl 3.23b). Proces imenujemo kratko preboj, posledica je naglo upadanje upornosti. Proces je tudi zelo hiter, tudi v primerjavi z ostalimi konkurenčnimi zaščitnimi elementi (npr. Zenerjeva dioda), kar je ena izmed osnovnih odlik varistorja.

3.3.2 $I(V)$ KARAKTERISTIKA VARISTORJEV

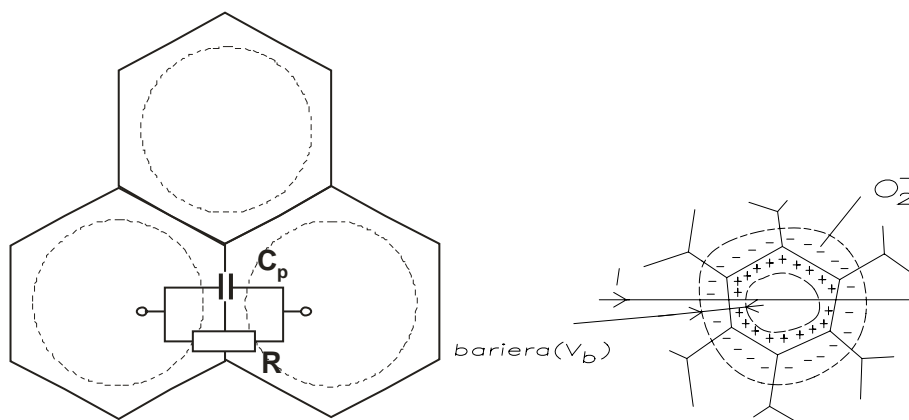
Nelinearnost $I(V)$ karakteristike varistorja (SI 3.23c) je določena s pojavi v bariernih področjih na mejah med kristalnimi zrnji materiala, podobno kot je bilo opisano v prejšnjem poglavju o termistorjih.

Pri nizkih napetostih pod nazivno napetostjo V_n ima varistor zelo visoko upornost, zato so toki zelo majhni.

Pri visokih napetostih nad nazivno napetostjo V_n upornost varistorja zelo naglo upada in toki izredno naglo naraščajo. Pojav je simetričen glede na pritisnjeno napetost (SI 3.23c), varistor torej deluje enako dobro pri obeh polarizacijah, pozitivni in negativni ter je zato direktno uporaben tudi za AC aplikacije. To spet odlikuje varistor v primerjavi z Zenerjevo diodo, kjer moramo pri AC aplikacijah uporabiti dve diode v protistiku.

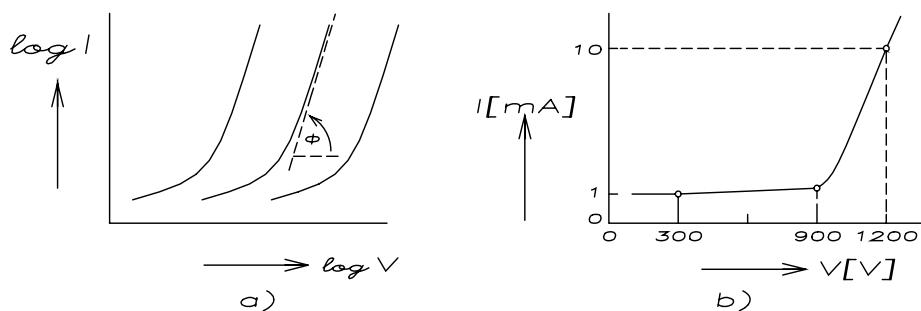
V splošnem imajo ZnO varistorji boljšo usmerniško karakteristiko kot SiC varistorji, kot prikazuje SI 3.23c.

Pri visokih frekvencah je potrebno upoštevati še parazitne kapacitivnosti bariernih področij C_p (SI 3.24). Parazitne kapacitivnosti premoščajo upornosti barrier, zato pri ωf signalih v splošnem toki naraščajo oz. upornost varistorja upada. Tudi v tem pogledu so ZnO varistorji precej boljši od SiC varistorjev, pri katerih je frekvenčna meja uporabnega delovanja precej nizka (tipično 1-10kHz).



SI 3.24 Parazitne kapacitivnosti bariernih področij

Tovarne podajajo izmerjene $I(V)$ karakteristike za družino varistorjev zaradi velikih variacij napetosti in tokov največkrat grafično v log-log merilu (SI 3.25a). Včasih $I(V)$ karakteristiko zaradi enostavnosti podajajo kar z vrednostmi napetosti in tokov v treh značilnih točkah, označenih s krogci na SI 3.25b.



SI 3.25 I(V) karakteristika družine varistorjev: a) log-log merilo, b) tri točke

3.3.3 ANALITIČNI OPIS VARISTORJEV

Včasih je I(V) odvisnost varistorja podana analitično. Odvisnost napetosti od toka varistorja je tedaj podana običajno s pomočjo dveh konstant C, β v obliki

$$V(I) = C I^{\beta} \quad (3.21)$$

Konstanta β je odvisna od materiala in znaša tipično pri SiC $0.15 \div 0.40$, pri ZnO pa $0.02 \div 0.035$. Konstanta C je zaradi velikih variacij podana redkeje, je v splošnem obratno proporcionalna β in ima vrednosti običajno v intervalu $10 \div 5000 \text{ V/A}^{\beta}$.

Včasih pa je podana obratna odvisnost, odvisnost toka od napetosti varistorja, s pomočjo dveh konstant K, α

$$I(V) = K V^{\alpha} \quad (3.22)$$

Primerjava z en(3.22) pokaže, da velja med konstantami zveza: $K = 1/C^{\alpha}$, $\alpha = 1/\beta$.

Konstanta α , ki podaja strmino naraščanja toka z napetostjo v I(V) karakteristiki, znaša torej tipično pri SiC varistorjih okrog 5 in pri ZnO varistorjih celo okrog 50! Tok varistorja torej raste z napetostjo pri SiC varistorjih kot V^5 , pri ZnO varistorjih pa celo kot V^{50} !

3.3.4 TEMPERATURNE LASTNOSTI VARISTORJEV

Uvod

Tipično področje delovanja varistorjev je $-25 \div +125^{\circ}\text{C}$ za delovanje pri ničelni moči oz. pri zanemarljivem lastnem segrevanju.

Varistorji so močno temperaturno odvisni elementi. Glavna temperaturna odvisnost se skriva v odvisnosti konstante C od temperature, odvisnost $\beta(T)$ se izkaže za zanemarljivo.

Zato je temperaturna odvisnost varistorjev določena kar s temperaturnim koeficientom konstante C TK_C , ki je običajno definiran kot relativna sprememba veličine (dC/C) na majhno spremembo temperature dT

$$TK_C = \frac{dC/C}{dT} = \frac{d \ln C}{dT} \quad (3.23)$$

Temperaturni koeficient TK_C je običajno velik in negativen, tipična vrednost je v razredu $-0.1\%/^{\circ}\text{C}$.

Temperaturna odvisnost $I(V)$ karakteristike varistorja

Tipične spremembe toka in napetosti na varistorju prikazuje Sl 3.26. Spremembe napetosti in toka varistorja pri spremembi temperature podajajo tovarne na dva načina: s temperaturnim koeficientom pri konstantnem toku TK_I in s temperaturnim koeficientom pri konstantni napetosti TK_V na varistorju.

a) Temperaturni koeficient pri konstantnem toku TK_I :

V tem primeru je tok skozi varistor konstanten: $I = \text{const}$. Tu torej pri neki spremembi temperature varistorja ΔT vzdržujemo konstanten tok I in opazujemo relativno spremembo napetosti. Temperaturni koeficient varistorja je v tem primeru definiran kot razmerje med relativno spremembo napetosti pri spremembi temperature

$$TK_I = \frac{1}{V} \frac{dV}{dT} \Big|_I = \frac{d \ln V}{dT} \Big|_I = \frac{d}{dT} [\ln C - (1 - \beta) \ln I] \Big|_I = TK_C \quad (3.24)$$

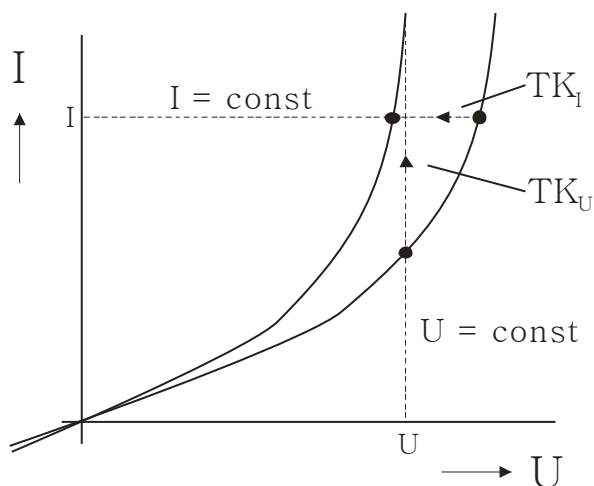
Pri tem smo uporabili Ohmov zakon $V = RI$ ter en(3.22). Pri konstantnem toku varistorja je torej pri spremembi temperature relativna sprememba napetosti na varistorju majhna in negativna(Sl 3.26), tipično $TK_C = -0.1\%/^{\circ}\text{C}$.

b) Temperaturni koeficient pri konstantni napetosti TK_V :

V tem primeru je napetost na varistorju konstantna: $V = \text{const}$. Tu torej pri neki spremembi temperature varistorja ΔT vzdržujemo konstantno napetost V in opazujemo relativno spremembo toka. Temperaturni koeficient varistorja je v tem primeru definiran kot razmerje med relativno spremembo toka pri spremembi temperature

$$\begin{aligned} TK_V &= \frac{1}{I} \frac{dI}{dT} \Big|_V = \frac{d \ln I}{dT} \Big|_V = \frac{d \ln(V/R)}{dT} \Big|_V = \frac{d}{dT} [\ln V - \ln R] \Big|_V = \\ &= -\frac{d}{dT} [\alpha \ln C - (\alpha - 1) \ln V] \Big|_V = -\alpha TK_C \end{aligned} \quad (3.25)$$

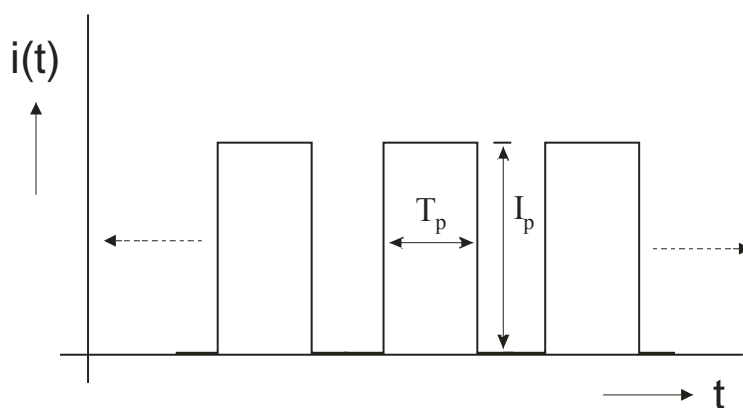
Pri tem smo uporabili Ohmov zakon $I = V/R$ ter en(3.22). Pri konstantni napetosti na varistorju je torej pri spremembi temperature relativna sprememba toka varistorja velika in pozitivna(Sl 3.26), tipično $-\alpha TK_C = +5\%/^{\circ}\text{C}$ pri ZnO varistorjih ($\alpha = 50$).

SI 3.26 Temperaturna odvisnost $I(V)$ karakteristike varistorja

3.3.5 OBREMENLJIVOST VARISTORJEV

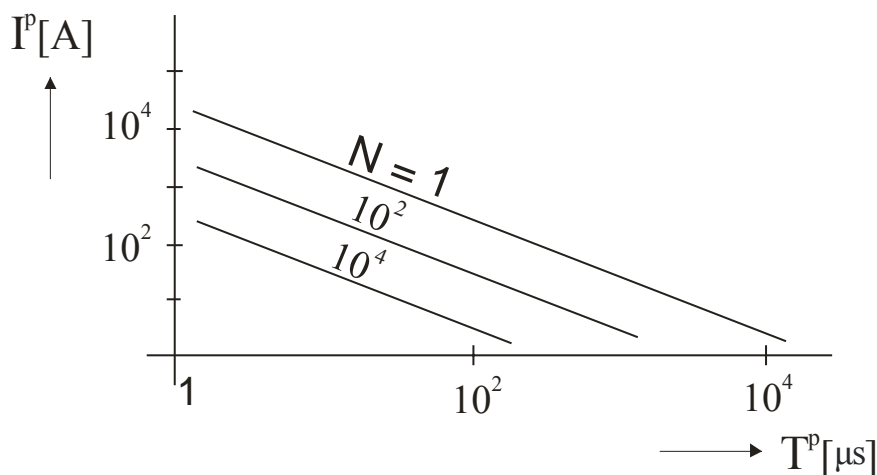
Kot smo videli že pri obravnavi uporov, v splošnem velja: čim večja je električna obremenitev (moč) na elementu, tem višja je temperatura elementa, zato hitreje staranje oz. degradacija in posledica je krajša življenjska doba elementa.

Običajno so varistorji obremenjeni s pulzi, kot prikazuje SI 3.27. Pri tem T_p podaja čas trajanja pulza, I_p pa amplitudo pulzov (v tem primeru tokovnih pulzov). Osnovno vprašanje pri taki aplikaciji je, kakšno obremenitev nek varistor še preživi, brez degradacije.



SI 3.27 Pulzna obremenitev

Proizvajalci običajno merijo in podajajo za svoje elemente obremenljivost: kolikšno je maksimalno število pulzov N , ki jih npr. nek varistor še preživi, brez degradacije, za pulze z dano dolžino pulzov T_p ter amplitudo I_p . Tipičen graf obremenljivosti prikazuje SI 3.28. Kot pričakujemo, maksimalno dopustno število pulzov upada s časom trajanja in amplitude pulzov.



SI 3.28 Graf obremenljivosti

Prikažimo povedano še na nekem praktičnem primeru.

Primer: Varistor z grafom obremenljivosti na SI 3.28 mora prenesti obremenitev z $N = 100$ tokovnimi pulzi dolžine $T_p = 100\mu\text{s}$. Kolikšna je maksimalna dopustna amplituda pulzov I_p ? Kaj pa, če uspemo pulze skrajšati na $T_p = 10\mu\text{s}$?

Rešitev: Za vrednosti $T_p = 100\mu\text{s}$, $N = 100$ iz grafa obremenljivosti na SI 3.28 odčitamo maksimalno dopustno amplitudo pulzov v tem primeru:

$$\underline{I_p = 5A}$$

Za skrajšane pulze $T_p = 10\mu\text{s}$ iz grafa obremenljivosti na SI 3.28 odčitamo maksimalno dopustno amplitudo pulzov v tem primeru:

$$\underline{I_p = 50A}$$

Kot pričakujemo, skrajšanje pulzov pomeni manjšo obremenitev in se zato maksimalna dopustna amplitude pulzov lahko zveča.

3.3.6 OSNOVNI PODATKI VARISTORJEV

Tipične maksimalne dopustne oz. nazivne moči so $0.1 \div 1W$, maksimalne dopustne oz. nazivne napetosti pa tipično $10V \div 1kV$.

Temperaturno področje delovanja je tipično $-25 \div +125^\circ\text{C}$ pri ničelni moči ter $-25 \div +55^\circ\text{C}$ pri nazivni moči.

Pri visokih frekvencah se pojavi še vpliv parazitnih kapacitivnosti bariernih področij. Zato upornosti varistorjev v splošnem z naraščajočo frekvenco upadajo oz. se njihove lastnosti slabšajo. Ta pojav je še zlasti kritičen pri varistorjih na osnovi SiC, ki ima zato mejo uporabnosti če pri frekvencah $1\text{kHz} \div 10\text{kHz}$. Precej boljši so v tem pogledu varistorji na

osnovi ZnO, ki delujejo dobro do zelo visokih frekvenc, tako da pri njih v praksi tega efekta ne zaznamo.

3.3.7 APLIKACIJE VARISTORJEV

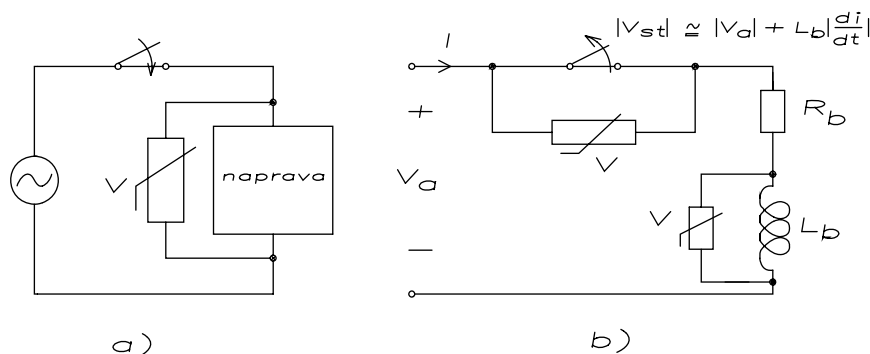
Opozorilo: zaradi izredno naglega naraščanja toka varistorja z napetostjo, npr. proporcionalno V^{50} pri ZnO varistorjih, je treba strogo spoštovati predpisane omejitve, še zlasti nazivne napetosti V_n , saj že pri najmanjših prekoračitvah moč oz. temperatura elementa naglo naraste. Razmere so še dodatno neugodne zaradi negativnega koeficienta upornosti varistorjev.

Opomba: Varistorji so zaradi simetričnosti $I(V)$ karakteristike (Sl 3.23c) podobni dvema protismerno vezanima usmerniškim diodama, zato se uporabljajo zlasti kot zaščitni elementi pred previsokimi napetostmi pri DC in AC aplikacijah.

1. Limitiranje in stabilizacija napetosti

Varistor kot zaščitni element vežemo vzporedno k varovani napravi (Sl 3.28a). Kadar napajalna napetost preseže nazivno napetost varistorja V_n , bo v skladu z njegovo $I(V)$ karakteristiko stekel skozi varistor velik tok, tako da napetost na varistorju ne bo preseгла njegove nazivne napetosti V_n . Presežna moč se sprošča na varistorju, ki mora seveda biti ustrezno izbran (dimenzioniran) za to sproščanje moči oz. njeno odvajanje, da bo to prenesel brez posledic - nazivna moč elementa P_n pri dani temperaturi ambienta T_a mora torej biti primerno velika !

Enaka električna shema in razlaga veljata tudi v primeru, ko je varistor uporabljen kot stabilizator napetosti. V tem primeru mora biti napajalna napetost stalno malo nad nazivno napetostjo, vendar mora biti varistor tudi v tem primeru ustrezno izbran (P_n), da bo prenesel to stalno disipacijo moči .



SI 3.29 Limitiranje in stabilizacija napetosti(a) ter zaščita stikala pred iskrenjem pri izklopu(b) z varistorjem

2. Zaščita stikala pred iskrenjem pri izklopu

Varistor se uporablja tudi za zaščito kontaktov stikala pred iskrenjem pri izklopu (SI 3.28b). Problem izklopa je bil podrobneje opisan že pri aplikacijah PTC termistorjev. Varistor dodamo paralelno k ščitenu stikalu. Varistor s svojim delovanjem v vsakem trenutku izklopa omeji napetost na stikalu pod nazivno napetost V_n in s tem prispeva k odpravi ali vsaj zmanjšanju iskrenja. Pri izklopu induktivnih bremen je v praksi običajno najučinkoviteje, če poleg tega tudi vsa induktivna bremena zaščitimo s paralelnimi varistorji, ki uničijo sunke napetosti če pri izvoru.

REFERENCE

- 1) PHILIPS Data handbook, "VARISTORS", Components and materials Book C11, 1986.
- 2) Č.A.Spasojevič, Z.V.Popovič, "ELEKTROTEHNIČKI I ELEKTRONSKI MATERIJALI", Naučna knjiga, Beograd, 1979.
- 3) J.Benda, M.Cergolj, "Metaloksidni varistorji", Informacije MIDEM, 2, 1988.
- 4) C.Kittel, "UVOD U FIZIKU ČVRSTOG STANJA", Savremena administracija, Beograd, 1970.
- 5) GENERAL ELECTRIC, "GE-MOV II VARISTORS", USA, 1983.
- 6) L.M.Levinson, "Advances in Varistor Technology", Ceramic Bulletin, 1989.

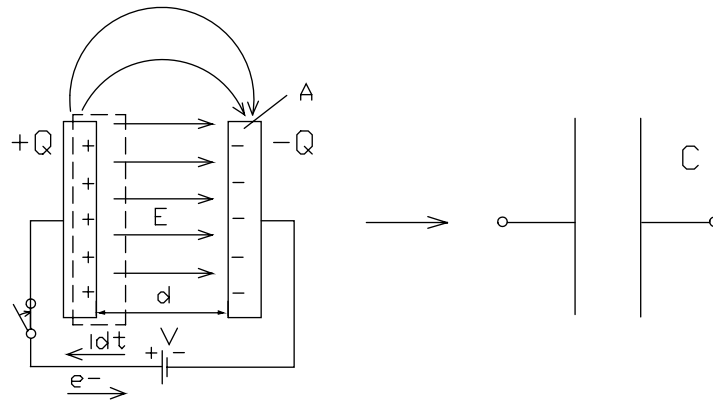
4 KONDENZATORJI

- 4.1 UVOD
- 4.2 OSNOVNE LASTNOSTI
- 4.3 ZNAČILNOSTI KONDENZATORSKIH DRUŽIN

4.1 UVOD

Strukturo in električni simbol enostavnega kondenzatorja prikazuje SI 4.1. Ko tak kondenzator priključimo na napetostni vir, steče kratkotrajen tok, na ploščah se pojavi naboj Q in med ploščama poljska jakost E . Ravnovesje se vzpostavi, ko postane po Kirchoffovem zakonu vsota napetosti v zanki enaka nič. Tedaj je električno polje med ploščama ob zanemaritvi robnih pojavov podano z izrazom

$$E = \frac{V}{d} \quad (4.1)$$



SI 4.1 Struktura in električni simbol enostavnega kondenzatorja

Če stikalo razklenemo in s tem odstranimo napetostni vir, naboj na ploščah nabitega kondenzatorja ostane in ga lahko hranimo do morebitne kasnejše izpraznitve. Po tej osnovni lastnosti, zmožnosti hranitve naboja, je element dobil tudi svoje ime - kondenzator (condenser, capacitor).

Kondenzator karakteriziramo z njegovo kapacitivnostjo C , ki si jo lahko predstavljamo kot količino naboja dQ , ki jo kondenzator shrani ali odda pri neki spremembi napetosti dV

$$C(V) = \frac{dQ(V)}{dV} \quad (4.2)$$

Kadar je kapacitivnost neodvisna od napetosti, kot je to največkrat res pri običajnih kondenzatorjih, se gornja enačba poenostavi

$$C = \frac{Q}{V} \quad (4.3)$$

Osnovna enota kapacitivnosti je 1 Farad ($1F=1As/V$), ki pa je za prakso prevelika in srečamo običajno manjše enote ($mF, \mu F, nF, pF$).

Materialu med ploščama pravimo dielektrik kondenzatorja in opravlja v resničnem kondenzatorju več koristnih funkcij :

- poskrbi za mehansko separacijo obeh elektrod in tako preprečuje kratek stik
- poskrbi za višjo prebojno napetost (dobri dielektriki imajo znatno višje prebojne trdnosti kot zrak)
- poskrbi za povečanje kapacitivnosti (za faktor relativne dielektričnosti ϵ_r)

4.2 OSNOVNE LASTNOSTI

4.2.1 POLARIZACIJA DIELEKTRIKA

Pri dielektričnih materialih srečamo dva tipa molekul:

- **polarne molekule:**

V tem primeru centra pozitivnega naboja(+q) in negativnega naboja(-q) ne sovpadata(Sl 4.2a), razdaljo med njima označimo l (smer od +q proti -q). Molekula ima tedaj dipolni moment p

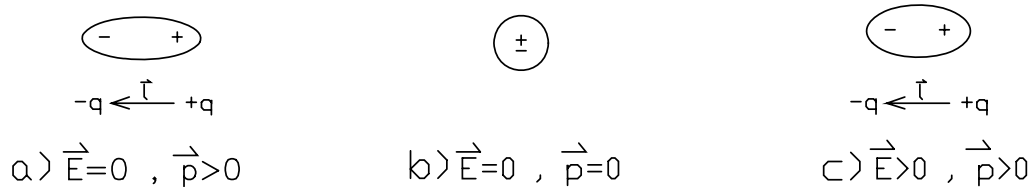
$$\vec{p} = q\vec{l} \quad (4.4)$$

- **nepolarne molekule:**

- če je električno polje E enako 0, centra pozitivnega in negativnega naboja tu sovpadata ($l = 0$) in dipolni moment p je enak 0 (Sl 4.2b)

$$\vec{p} = 0 \quad (4.5)$$

- če je električno polje E različno od 0, se zaradi nasprotnih električnih sil razmakneta centra pozitivnega in negativnega naboja. Posledica tega je vzbujen oz. inducirani električni dipolni moment p (Sl 4.2c).



SI 4.2 Polarna molekula(a), nepolarna molekula(b) in nepolarna molekula z induciranim dipolnim momentom(c)

Polarizacija dielektrika P opisuje stopnjo urejenosti teh električnih dipolov:

- v primeru, ko v dielektriku ni električnega polja($E=0$), so molekule neurejene, vse smeri so zastopane enakomerno in totalni dipolni moment na enoto volumna oz. polarizacija P je enaka 0 (Sl 4.3).

- v primeru, ko vlada v dielektriku poljska jakost($E \neq 0$), se polarne molekule uredijo v smeri polja(Sl 4.3b). V primeru nepolarnih molekul pride pred tem najprej do inducirane dipolnega momenta (Sl 4.2c), ko se zaradi nasprotnih električnih sil razmakneta centra pozitivnega in negativnega naboja in s tem vzbudi dipolni moment. Nato se tudi ti inducirani dipolni momenti uredijo v smeri polja, kot prikazuje Sl 4.3b.

V prisotnosti električnega polja se torej električni dipolni momenti v dielektričnem materialu uredijo oz. dielektrik se polarizira. Opisana dielektrična polarizacija oz. ureditev dipolov ima važne posledice za lastnosti kondenzatorja, tako pozitivne (npr. povečanje kapacitivnosti) kot negativne (npr. dielektrična absorpcija), vendar o tem več kasneje.



$$a) \vec{E}=0, \vec{P}=0$$

$$b) \vec{E}>0, \vec{P}>0$$

SI 4.3 Urejenost molekul v nepolariziranem (a) in polariziranem (b) dielektriku

4.2.2 KAPACITIVNOST

Najprej bomo določili kapacitivnost enostavnega kondenzatorja brez dielektrika, ki ima torej med ploščama kar vakuum (SI 4.1). Nato bomo vstavili med plošče dielektrik in določili kapacitivnost še v tem primeru.

1. Kondenzator brez dielektrika

Kondenzator brez dielektrika prikazuje SI 4.1. S pomočjo Gaussovega teorema

$$\int_V \rho dV = \epsilon_0 \int_A \vec{E} d\vec{A} \quad (4.6)$$

dobimo z integracijo po črtkanem volumnu na SI 4.1 ob zanemaritvi izhajajočih silnic električnega polja izven področja med ploščama naslednjo zvezo

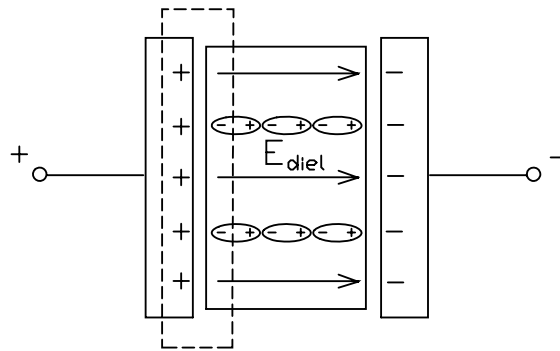
$$Q = \epsilon_0 EA = \epsilon_0 \frac{V}{d} A \quad (4.7)$$

Kapacitivnost je po definiciji razmerje med shranjenim nabojem in pritisnjeno napetostjo neke kondenzatorske strukture, kar vodi do znanega izraza

$$C = \frac{Q}{V} = \epsilon_0 \frac{A}{d} \quad (4.8)$$

2. Kondenzator z dielektrikom

Sedaj vstavimo med plošče kondenzatorja dielektrik (SI 4.4). V primeru kondenzatorja z dielektrikom se dipoli pod vplivom električnega polja uredijo, kot je bilo opisano pri obravnavi polarizacije dielektrika. Zato se del naboja na ploščah neutralizira preko induciranih dipolov v dielektriku, kot je za dve molekuli verigi nakazano na SI 4.4! Zato ima v tem primeru poljska jakost E nižjo vrednost kot v primeru brez dielektrika, pri sicer enakih ostalih pogojih (pritisnjena napetost itd.)! Faktor, za katerega se polje in s tem napetost (en(4.1)) na kondenzatorju zniža po vstavitvi dielektrika med plošče, je eden izmed osnovnih podatkov za dani dielektrik. Po dogovoru oz. definiciji ta faktor imenujemo relativna dielektričnost ali dielektrična konstanta ϵ_r danega dielektrika.



SI 4.4 Kondenzator z dielektrikom

Pri opisani vstavitvi dielektričnega materiala med plošče kondenzatorja se totalni naboj Q na ploščah v resnici seveda ni spremenil, saj plošče ostanejo pri tem slej ko prej električno izolirane od okolice. Ker pa se pri tem zaradi ureditve dipolov zmanjša električno polje E in s tem napetost V , se torej poveča zaradi vstavitve dielektrika razmerje Q/V oz. kapacitivnost kondenzatorja za faktor relativne dielektričnosti! Kapacitivnost kondenzatorja z dielektrikom je torej podana z izrazom

$$C = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{A}{d} \quad (4.9)$$

Tabela 1 prinaša vrednosti dielektrične konstante pri sobni temperaturi za nekaj važnejših kondenzatorskih dielektričnih materialov.

Tabela 1 Dielektrična konstanta ϵ_r za nekatere dielektrične materiale ($T = 25^\circ\text{C}$)

Dielektrik	ϵ_r
vakuum, zrak	1
sljuda	5
stekla	$5 \div 10$
feroelektriki(TiO_2)	170
specialne keramike	10^{+5}

4.2.3 KAPACITIVNOST RESNIČNIH KONDENZATORJEV

V praksi srečamo tudi bolj komplicirane kondenzatorske strukture od pravkar obravnavane. Za nekaj tipičnih primerov bodo podani izrazi za izračun kapacitivnosti. Numerični faktorji so prirejani tako, da dobimo kapacitivnosti v [pF], če vnašamo vse dimenzije v [cm]!

- Ploščati (blok) kondenzator z N dielektričnimi plastmi (Sl 4.5a)

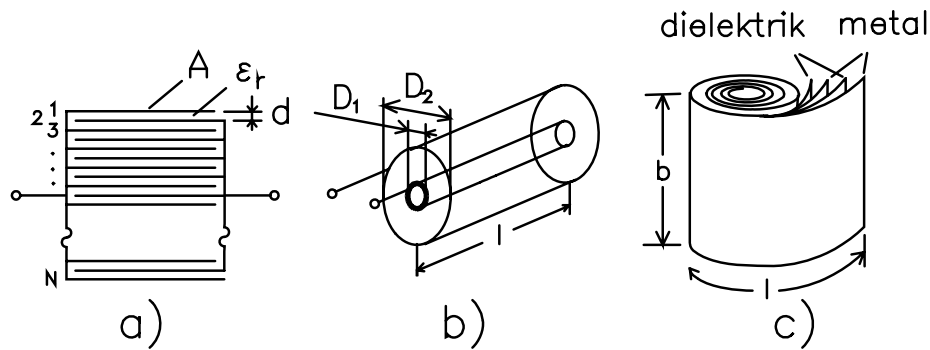
$$C = 0.0885 \epsilon_r (N - 1) \frac{A}{d} \quad C[\text{pF}], \text{dimenzije}[\text{cm}] \quad (4.10)$$

- Cilindrični kondenzator (Sl 4.5b)

$$C = 0.556 \epsilon_r \frac{l}{\ln \frac{D_2}{D_1}} \quad C[\text{pF}], \text{dimenzije}[\text{cm}] \quad (4.11)$$

- Naviti cilindrični kondenzator (Sl 4.5c)

$$C = 0.177 \epsilon_r \frac{bl}{d} \quad C[\text{pF}], \text{dimenzije}[\text{cm}] \quad (4.12)$$

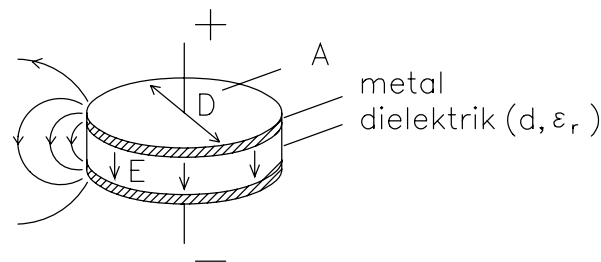


SI 4.5 Blok kondenzator(a), cilindrični kondenzator(b), naviti cilindrični kondenzator(c)

Pri poenostavljeni izpeljavi kapacitivnosti v prejšnjem poglavju je bilo zanemarjeno izhajanje električnega polja na robu kondenzatorja (SI 4.6). To je običajno dopustno zaradi navadno majhne debeline dielektrika proti ostalim dimenzijam kondenzatorja. Kadar to ni izpolnjeno, je treba zaradi večje točnosti pri izračunu kapacitivnosti upoštevati tudi izhajanje (leakage) električnega polja. Taka natančnejša analiza kapacitivnosti vodi do korekturnih členov v izrazih za izračun kapacitivnosti.

Natančnejši izraz za izračun kapacitivnosti okroglega blok kondenzatorja (SI 4.6) ob upoštevanju robnih efektov se tako glasi

$$C \cong 0.0885 \varepsilon_r \frac{A}{d} + 1.5 \frac{d}{D} \left[\ln \left(25 \frac{D}{d} - 1.305 \right) \right] \quad C[\text{pF}], \text{dimenzije}[\text{cm}] \quad (4.13)$$



SI 4.6 Razmere pri okroglem disk kondenzatorju ob upoštevanju robnih efektov

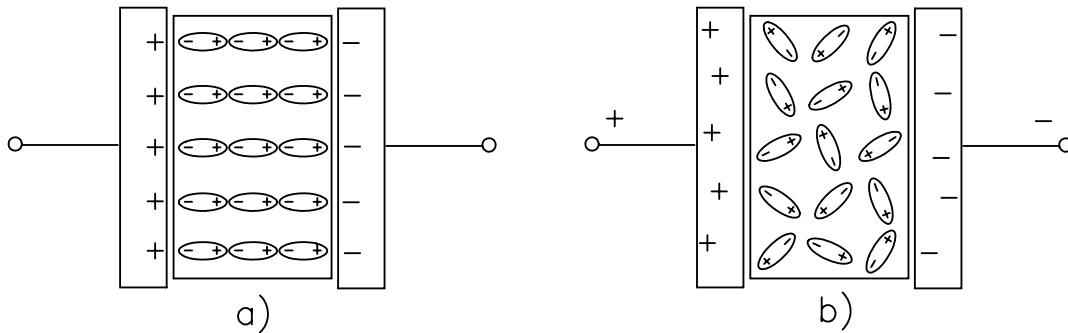
Natančnejši izraz za izračun kapacitivnosti cilindričnega kondenzatorja (SI 4.5b) lahko zapišemo v obliki

$$C \cong 0.556 \varepsilon_r \frac{l + 0.5d}{\ln \frac{D_2}{D_1}} \quad C[\text{pF}], \text{dimenzije}[\text{cm}] \quad (4.14)$$

kjer je d debelina dielektrika.

4.2.4 DIELEKTRIČNA ABSORPCIJA

Če nabit kondenzator na hitro izpraznimo, postane napetost na kondenzatorju seveda enaka nič. Vendar, če čez nekaj časa pomerimo napetost na odprtih sponkah, ugotovimo, da se je na kondenzatorju ponovno pojavila, navidezno sama od sebe, neka napetost! Vzrok za to se skriva v pojavu, ki ga imenujemo dielektrična absorpcija (SI 4.7).



SI 4.7 Dielektrična absorpcija : dipoli so urejeni, naboj ujet(a) in obratno(b)

Na SI 4.7a so prikazane razmere v nabitem kondenzatorju: dielektrik je polariziran, dipoli urejeni in zato del naboja na ploščah vezan oz. absorbiran na dielektrik. V trenutku razelektritve lahko odteče torej le nevezani naboj! Absorbirani naboj se osvobajata počasneje, v skladu s hitrostjo prehajanja dielektrika iz urejenega polariziranega stanja (SI 4.7a) v neurejeno nepolarizirano stanje (SI 4.7b). To prehajanje traja, odvisno od vrste dielektrika, tipično od nekaj milisekund do nekaj ur.

Zato se po izpraznitvi, zaradi postopnega osvobajanja absorbiranega naboja, pojavi na ploščah kondenzatorja po preteku nekega karakterističnega časa, navidezno sam od sebe, ponovno nek prosti naboj in s tem električna napetost na kondenzatorju!

Obraten pojav srečamo pri polnjenju kondenzatorja: ko se napetost na kondenzatorju že stabilizira, lahko z meritvijo ugotovimo, da pa teče še vedno v kondenzator nek tok - zaradi dodatne absorpcije naboja v dielektriku, ki se relativno počasi polarizira proti končnemu stanju!

Omenjene pojave imenujemo s skupnim imenom dielektrična absorpcija. Proizvajalci običajno karakterizirajo dielektrično absorpcijo z vrednostjo novonastale napetosti (Reappearing Voltage) V_R , ki se ponovno pojavi po nekem dogovorjenem času od trenutka izpraznitve kondenzatorja. Včasih novonastalo napetost V_R še delijo z začetno napetostjo nabijanja kondenzatorja V_0 in je tedaj ta podatek izražen v procentih.

Dielektrična absorpcija ima nekatere neugodne posledice za delovanje kondenzatorja, npr. upadanje kapacitivnosti pri visokih frekvencah (pri hitrih spremembah je zaradi absorbiranega oz. vezanega naboja na razpolago manjši prosti naboj od celotnega, posledica je nižja kapacitivnost) ali nastanek časovnih zakasnitev pri popolnem polnjenju in praznjenju kondenzatorja, kar je kritično zlasti v pulznih vezjih.

4.2.5 LASTNOSTI RESNIČNEGA KONDENZATORJA

Idealni kondenzator je čista kapacitivnost brez parazitnih elementov, ki pri izpraznitvi vrne vso vloženo energijo. Vsak resnični kondenzator pa vsebuje poleg svoje osnovne lastnosti, kapacitivnosti, še po strukturi porazdeljene parazitne upornosti in induktivnosti. Pri izpraznitvi resnični kondenzator zato ne povrne vse vložene energije, ker se del vložene energije zaradi izgub v resničnem kondenzatorju izgubi oz. pretvori v toploto, ki segreva kondenzator.

Omenjene porazdeljene parazitne elemente zaradi preglednosti in enostavnosti obravnave običajno združujemo v koncentrirane parazitne elemente. Za opis resničnega kondenzatorja pri nižjih frekvencah običajno zadošča nadomestno vezje z dvema parazitnima upornostima, paralelno R_p in serijsko R_s , kot prikazuje Sl 4.8a.

Paralelna upornost R_p kondenzatorja podaja izgube oz. segrevanje kondenzatorja zaradi izgubnih procesov v dielektriku:

- ohmske izgube oz. segrevanje zaradi izolacijskih tokov skozi dielektrik
- polarizacijske izgube oz. segrevanje zaradi rotacije dipolov pri izmeničnih signalih

Paralelna upornost je običajno neka zelo velika upornost, v razredu $[G\Omega]$ pri dobrih kondenzatorjih in v splošnem upada s frekvenco.

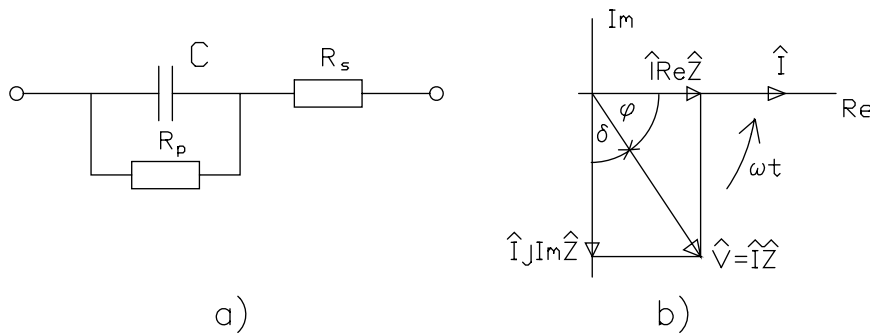
Serijska upornost R_s kondenzatorja podaja izgube oz. segrevanje kondenzatorja zaradi ohmskih upornosti v resničnem kondenzatorju (upornost dovodnih žic, kontaktne upornosti, upornosti običajno tankih metalnih folij ali plasti). Serijska upornost je običajno neka majhna upornost v razredu nekaj $100m\Omega$.

Impedanca resničnega kondenzatorja je tedaj podana z izrazom

$$\begin{aligned}\hat{Z} &= R_s + \frac{I}{\frac{I}{R_p} + j\omega C} \\ &= \text{Re } \hat{Z} + j \text{Im } \hat{Z}\end{aligned}\quad (4.15)$$

kjer je

$$\begin{aligned}\text{Re } \hat{Z} &= \frac{R_s + R_p + R_s (R_p \omega C)^2}{1 + (R_p \omega C)^2} \\ \text{Im } \hat{Z} &= - \frac{R_p^2 \omega C}{1 + (R_p \omega C)^2}\end{aligned}\quad (4.16)$$



SI 4.8 Običajno nf nadomestno vezje resničnega kondenzatorja(a) in slika kompleksorjev v kompleksni ravnini(b)

4.2.5.1 IZGUBE V RESNIČNEM KONDENZATORJU

Slika kompleksorjev v kompleksni ravnini prikazuje SI 4.8b. Pri resničnem kondenzatorju je fazni kot φ manjši od $\pi/2$ za izgubni kot δ

$$\delta = \frac{\pi}{2} - \varphi \quad (4.17)$$

Izgubni kot δ oz. izgubni faktor $\text{tg}\delta$ določa izgube oz. segrevanje kondenzatorja. O tem se lahko prepričamo z enostavno grafično metodo ali pa z izračunom za primer krmiljenja s harmoničnimi signali.

1. Grafična določitev izgub

Na SI 4.9a so grafično podani trenutni poteki toka, napetosti in moči na idealnem kondenzatorju ($R_p = \infty$, $R_s = 0$). Fazni kot $\varphi = \pi/2$, napetost zaostaja za tokom točno za $\pi/2$, izgubni kot $\delta = 0$. Ker je trenutna moč kondenzatorja p podana z izrazom

$$p = i v \quad (4.18)$$

je vsaka ničla toka ali napetosti hkrati tudi ničla trenutne moči. Zato je v tem primeru tudi trenutna moč simetrična harmonična funkcija, z dvojno frekvenco. Zaradi popolne simetrije problema je torej v tem primeru prejeta moč v pozitivni polperiodi P^+ enaka oddani moči v negativni polperiodi P^- (SI 4.9a)

$$P^+ = P^- \quad (4.19)$$

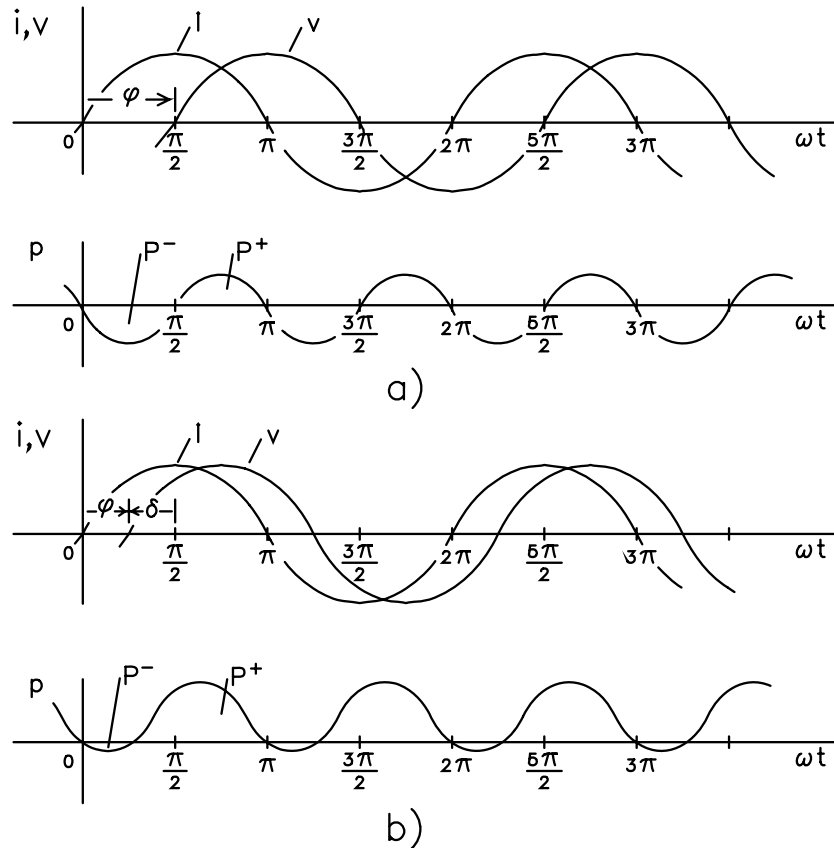
Zato je razlika moči, ki ostaja na idealnem kondenzatorju in se troši za njegovo segrevanje, v tem primeru enaka 0! Idealni kondenzator torej v eni polperiodi vrne enako moč kot jo v drugi polperiodi prejme. Zato tak kondenzator nima izgub oz. segrevanja.

Na SI 4.9b so prikazane razmere v primeru resničnega kondenzatorja. Zaradi parazitnih upornosti R_p, R_s se pojavi izgubni kot δ , ničle napetosti se premaknejo za to vrednost proti ničlam toka in posledica je nesimetrični potek trenutne moči. Prejeta moč je v tem primeru večja

od oddane(SI 4.9b)

$$P^+ > P^- \quad (4.20)$$

Resnični kondenzator se zato segreva oz. ima izgube, ki so seveda tem večje, čim večji je izgubni kot δ oz. izgubni faktor $\text{tg}\delta$, kot prikazuje SI 4.9b.



SI 4.9 Potek trenutnih tokov, napetosti in moči na idealnem (a) in resničnem (b) kondenzatorju

2. Analitična določitev izgub

Izgube oz. segrevanje kondenzatorja lahko določimo tudi natančneje z izračunom. Trenutna moč na kondenzatorju je pri krmiljenju s harmoničnimi signali podana z izrazom

$$\begin{aligned} p(t) &= i(t)v(t) \\ &= I_M \sin \omega t V_M \sin(\omega t - \varphi) \\ &= \frac{I_M V_M}{2} \cos \varphi - \frac{I_M V_M}{2} \cos(2\omega t - \varphi) \end{aligned} \quad (4.21)$$

Drugi člen v zadnjem izrazu predstavlja izmenično moč, ki jo kondenzator v celoti le prejema in oddaja ter zato ne prispeva k segrevanju oz. izgubam. Prvi člen predstavlja moč, ki je časovno neodvisna in se zato stalno troši ter tako vedno prispeva k segrevanju oz. izgubam kondenzatorja.

Povprečno moč segrevanja P oz. izgube kondenzatorja lahko izračunamo s časovnim

povprečenjem trenutne moči preko ene periode T

$$\begin{aligned} P &= \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt \\ &= \frac{I_M V_M}{2} \cos \varphi \\ &= I_{ef} V_{ef} \cos \varphi \end{aligned} \quad (4.22)$$

Običajno je izgubni kot δ majhen in tedaj velja

$$\cos \varphi = \cos\left(\frac{\pi}{2} - \delta\right) = \sin \delta \cong \operatorname{tg} \delta \quad (4.23)$$

Segrevanje oz. izgube kondenzatorja lahko tako zapišemo z znanimi izrazi

$$\begin{aligned} P &= I_{ef} V_{ef} \operatorname{tg} \delta \\ &= \omega C V_{ef}^2 \operatorname{tg} \delta \\ &= 2\pi f C V_{ef}^2 \operatorname{tg} \delta \end{aligned} \quad (4.24)$$

Izgube oz. segrevanje kondenzatorja so torej proporcionalne izgubnemu faktorju (loss factor, dissipation factor; verlust faktor) $\operatorname{tg} \delta$. Pri dobrem kondenzatorju naj bo zato izgubni faktor čim manjši. Tipična vrednost izgubnega faktorja pri dobrem kondenzatorju znaša $\operatorname{tg} \delta < 10^{-4}$ oz. kvaliteta $Q = 1/\operatorname{tg} \delta > 10^4$.

Frekvenčni potek izgubnega faktorja dobimo (Sl 4.8b) najhitreje z uporabo en (XX). Ob upoštevanju, da je v resničnih kondenzatorjih vedno dobro izpolnjen pogoj $R_p \gg R_s$, lahko na koncu izraze še brez škode poenostavimo

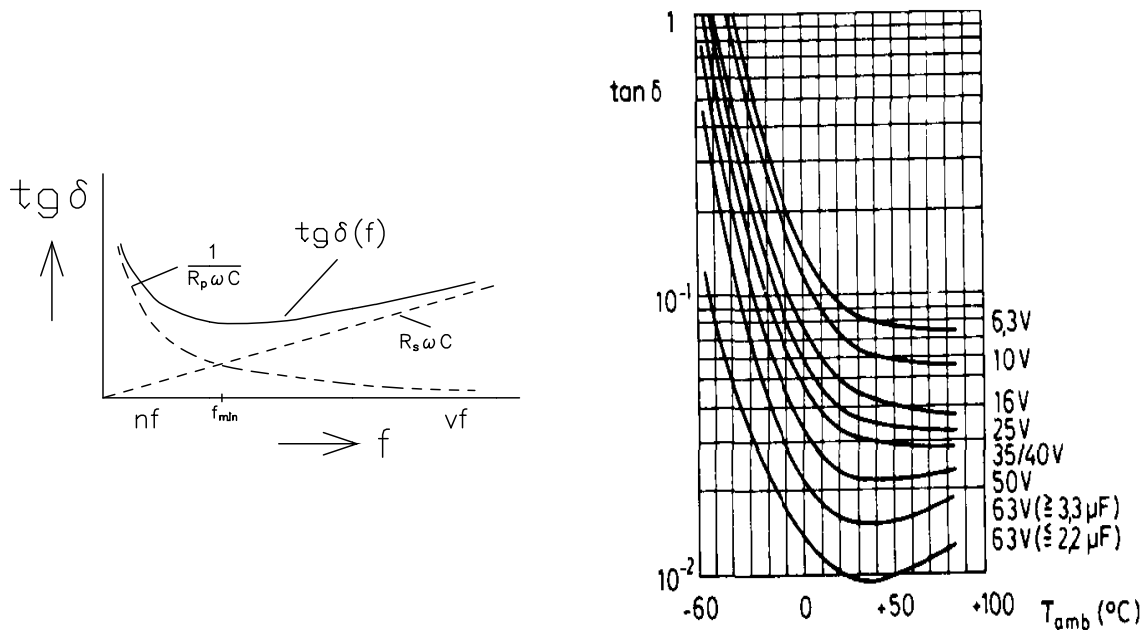
$$\begin{aligned} \operatorname{tg} \delta &= \frac{|\operatorname{Re} \hat{Z}|}{|\operatorname{Im} \hat{Z}|} = \frac{R_s + R_p + R_s (R_p \omega C)^2}{R_p^2 \omega C} \\ &= R_s \omega C + \frac{1}{R_p \omega C} \left(1 + \frac{R_s}{R_p}\right) \\ &\cong R_s \omega C + \frac{1}{R_p \omega C} \end{aligned} \quad (4.25)$$

Frekvenčni potek izgubnega faktorja po gornji enačbi prikazuje Sl 4.10. Pri nižjih frekvencah prevladujejo izgube v dielektriku

$$\operatorname{tg} \delta \cong \frac{1}{R_p \omega C} \quad (4.26)$$

Pri višjih frekvencah pridejo do izraza ohmske izgube v dovodnih kontaktih

$$\operatorname{tg} \delta \cong R_s \omega C \quad (4.27)$$



SI 4.10 Frekvenčna(a) in temperaturna(b) odvisnost izgubnega faktorja kondenzatorja

Važen podatek za uporabnika je tudi temperaturna odvisnost izgubnega faktorja. Pri tem gre v splošnem za neke nepravilne odvisnosti, ker se s temperaturo spreminjajo prav vsi elementi nadomestnega vezja R_s, R_p in C ! Proizvajalci podajajo zato običajno kar izmerjene diagrame $\operatorname{tg} \delta(T) |_{f}$, kot prikazuje SI 4.10b. Včasih srečamo tudi ekvivalentne obratne diagrame $\operatorname{tg} \delta(f) |_{T}$.

4.2.5.2 IMPEDANCA KONDENZATORJA PRI VISOKIH FREKVENCAH

Frekvenčni potek impedance kondenzatorja v kompleksni ravnini prikazuje SI 4.11. Za analizo frekvenčne odvisnosti impedanco zapišemo v obliki

$$\begin{aligned} \hat{Z} &= R_s + \frac{1}{\frac{1}{R_p} + j\omega C} \\ &= R_s + \frac{R_p}{1 + j\frac{\omega}{\omega_p}} \end{aligned} \quad (4.28)$$

Pri tem smo vpeljali karakteristično kotno frekvenco ω_p

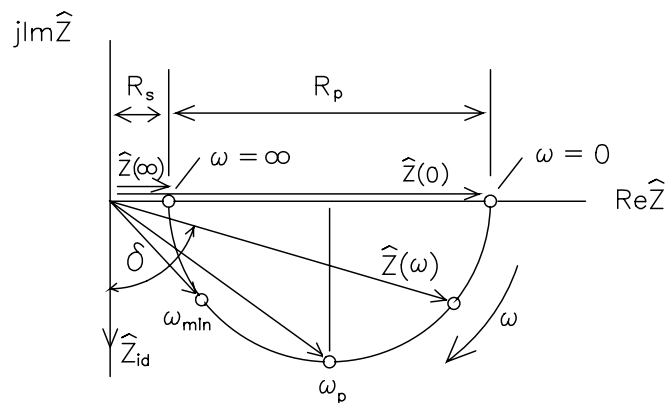
$$\omega_p = \frac{1}{R_p C} = \frac{2\pi}{\tau_p} \quad (4.29)$$

kjer je τ_p časovna konstanta oz. čas izpraznitve kondenzatorja skozi lastno paralelno upornost.

Pri analizi frekvenčnega poteka lahko hitro določimo potek impedance v treh enostavnih primerih (SI 4.11):

$$\begin{aligned} \omega \rightarrow 0 \text{ (nf primer): } \quad Z(0) &= R_s + R_p \\ \omega \rightarrow \omega_p: \quad Z(\omega_p) &= R_s + \frac{R_p}{2} - j \frac{R_p}{2} \\ \omega \rightarrow \infty \text{ (vf primer): } \quad Z(\infty) &= R_s \end{aligned} \quad (4.30)$$

Med temi točkami poteka impedanca zvezno po krožnici. Kot že poznamo iz analize frekvenčnega poteka izgubnega faktorja, ima pri neki frekvenci ω_{opt} kondenzator najmanjše izgube oz. izgubni kot, ki nato s frekvenco spet narašča. Ponovno ugotovimo, da je za dober kondenzator oz. majhen izgubni kot potrebna čim višja paralelna upornost R_p in čim nižja serijska upornost R_s .

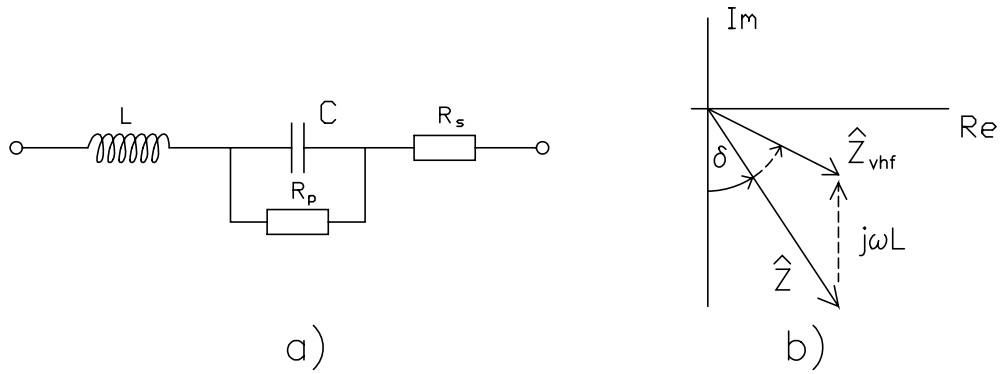


SI 4.11 Frekvenčni potek impedance v kompleksni ravnini

Pri zelo visokih frekvencah (very high frequency, vhf) je potrebno upoštevati tudi parazitne induktivnosti L . Ustrezno vhf nadomestno vezje prikazuje SI 4.12a. Analizo frekvenčnega poteka impedance najenostavneje izvedemo z naslonitvijo na prejšnji primer, saj smo v tem primeru dodali le parazitno serijsko induktivnost L in velja zveza

$$\hat{Z}_{vhf} = \hat{Z} + j\omega L \quad (4.31)$$

kjer je Z_{vhf} impedanca kondenzatorja ob upoštevanju induktivnosti, Z pa impedanca iz prejšnjega primera. Frekvenčni potek impedance je torej enak kot v prejšnjem primeru, le v vsaki točki moramo prišteti pozitivni imaginarni prispevek $+j\omega L$ (SI 4.12b). Induktivnost torej vedno le povečuje izgubni kot in izgubni faktor. Pri dovolj visokih frekvencah se zato lahko celo spremeni imaginarni del impedance v pozitivno količino, kondenzator izgubi kapacitivnostni značaj in seveda pri teh frekvencah ni več uporaben.



SI 4.12 Nadomestno vezje za zelo visoke frekvence (a) in potek impendace ob upoštevanju parazitne induktivnosti (b)

4.2.6 TEMPERATURNA ODVISNOST KAPACITIVNOSTI

Kapacitivnosti resničnih kondenzatorjev se s temperaturo spreminjajo. Vzrok za to so različne temperaturne odvisnosti posameznih količin, ki določajo kapacitivnost kondenzatorja in s tem njegov temperaturni koeficient kapacitivnosti TK_C

$$C(T) = \varepsilon_0 \varepsilon_r(T) \frac{A}{d(T)} \quad (4.32)$$

$$TK_C = \frac{1}{C} \frac{\partial C}{\partial T} = \frac{1}{\varepsilon_r} \frac{\partial \varepsilon_r(T)}{\partial T} - \frac{1}{d} \frac{\partial d(T)}{\partial T}$$

Kot je nakazano v gornji enačbi, sta za temperaturno odvisnost kapacitivnosti največkrat odgovorna predvsem temperaturna odvisnost dielektrične konstante $\varepsilon_r(T)$ in debeline dielektrika $d(T)$. Pri temperaturni odvisnosti dielektrične konstante gre običajno za različne nepravilne, od vrste dielektričnega materiala odvisne spremembe dielektričnosti s temperaturo. V primeru spreminjanja debeline dielektrika z naraščajočo temperaturo gre običajno za raztezke in s tem za upadanje kapacitivnosti, odvisno od temperaturnih razteznostnih koeficientov.

V vsakem primeru je posledica običajno okrog sobnih temperatur počasno a nepravilno spreminjanje kapacitivnosti kondenzatorja s temperaturo. To najprimerneje opišemo s temperaturnim koeficientom kapacitivnosti TK_C , ki ga proizvajalci običajno definirajo kot relativno spremembo kapacitivnosti pri neki spremembi temperature, od izbranih referenčnih vrednosti

$$TK_C = \frac{1}{C} \frac{\Delta C}{\Delta T} = \frac{1}{C_{ref}} \frac{C(T) - C_{ref}}{T - T_{ref}} \quad (4.33)$$

S podanim temperaturnim koeficientom kapacitivnosti, ob znani izhodiščni referenčni temperaturi T_{ref} (običajno 20°C) ter pripadajoči referenčni kapacitivnosti C_{ref} lahko hitro določimo kapacitivnost pri neki temperaturi T s pomočjo gornje enačbe

$$C(T) = C_{ref} [1 + TK_C (T - T_{ref})] \quad (4.34)$$

Včasih podajajo proizvajalci za opis temperaturne odvisnosti kapacitivnosti nekoliko drugačen podatek - izmerjene diagrame $\Delta C/C_{20}(T)$, kot prikazuje SI 4.13. S pomočjo odčitka $\Delta C/C_{20}$ za dano temperaturo T iz tega diagrama lahko določimo kapacitivnost pri tej temperaturi po enačbi

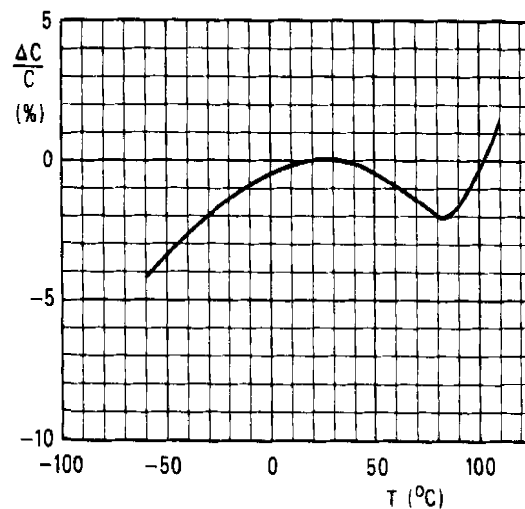
$$C(T) = C_{20} \left(1 + \frac{\Delta C}{C_{20}} \Big|_T \right) \quad (4.35)$$

Enostavna je tudi izpeljava povprečnega temperaturnega koeficienta na temperaturnem intervalu $T_2 - T_1$ (SI 4.13)

$$TK_C = \frac{\frac{\Delta C}{C}}{\Delta T} = \frac{\frac{\Delta C}{C_{20}} \Big|_{T_2} - \frac{\Delta C}{C_{20}} \Big|_{T_1}}{\left(1 + \frac{\Delta C}{C_{20}} \Big|_{T_1} \right) (T_2 - T_1)} \quad (4.36)$$

Včasih proizvajalci podajajo izmerjene diagrame $C/C_{20}(T)$. Temperaturni koeficient je v tem primeru določen z izrazom

$$TK_C = \frac{\frac{C}{C_{20}} \Big|_{T_2} - \frac{C}{C_{20}} \Big|_{T_1}}{\frac{C}{C_{20}} \Big|_{T_1} (T_2 - T_1)} \quad (4.37)$$



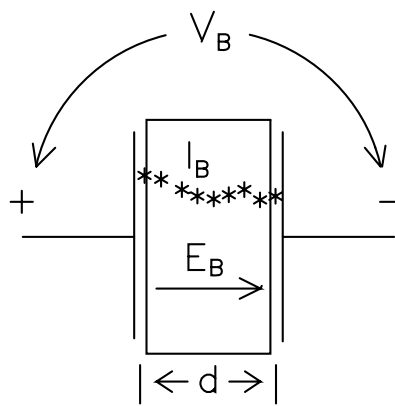
SI 4.13 Temperaturna odvisnost kapacitivnosti – graf $\Delta C/C_{20}(T)$

4.2.7 PREBOJ KONDENZATORJA

Pri dovolj visoki napetosti pride v kondenzatorju do preboja: tok med elektrodama začne naglo naraščati ! Ustrezni napetosti pravimo prebojna napetost (Breakdown Voltage) in jo označimo običajno kot V_B ali včasih tudi kot BV .

Prebojna napetost je odvisna od lastnosti dielektrika v kondenzatorju (SI 4.14) : dielektrične trdnosti E_B [V/mm], ki predstavlja maksimalno električno poljsko jakost, ki jo dielektrik še prenese brez degradacije oz. preboja, ter od debeline dielektrika d . Prebojna napetost V_B je tedaj določena z izrazom

$$V_B = E_B d \quad (4.38)$$



SI 4.14 Preboj kondenzatorja

Dielektrične trdnosti za nekatere pogostejše dielektrike prinaša Tabela 2. Pri tem je potrebno omeniti, da so izmerjene dielektrične trdnosti odvisne tudi od časa trajanja električne obremenitve : čim daljši je čas napetostne obremenitve , tem nižjo dielektrično trdnost izmerimo! Zato je potrebno vedno navesti poleg izmerjenih vrednosti dielektrične trdnosti tudi čase, za katere to velja. V Tabela 2 podane vrednosti veljajo za kratkotrajnejše obremenitve materiala v razredu nekaj minut. Ustrezne vrednosti dielektrične trdnosti pri dolgotrajnejših napetostnih obremenitvah so lahko znatno nižje !

Tabela 2 Dielektrične trdnosti nekaterih dielektrikov (čas napetostne obremenitve: [min])

Dielektrik	Dielektrična trdnost E_B [kV/mm]
zrak	3
transformatorsko olje	10
stekla, keramike	20
plastični dielektriki	250

1. Preboj v dielektriku

Resničen dielektrik ni niti idealen izolator niti idealno homogen material, zato pri višjih napetostih vedno tečejo neki majhni toki po določenih poteh (defekti, nečistoče itd.) skozi dielektrični material.

Pri visokih napetostih zaradi sprva relativno visokih upornosti tudi ti nizki toki lahko povzročijo na teh poteh prevajanja močna lokalna segrevanja in s tem močno povišane lokalne temperature. To lahko vodi do lokalne ionizacije materiala in s tem do nastanka novih nosilcev naboja. Toki se v teh poteh prevajanja zato še povečajo, s tem se spet povišajo lokalno segrevanje in temperature, pride do generacije novih nosilcev naboja itd. Ta samoregenerativni proces ima za končno posledico termični pobeg oz. preboj v dielektriku -toki neomejeno naraščajo, rezultirajoče segrevanje povzroči običajno uničenje elementa.

Opisana prevajanja in s tem preboj se stimulirajo tudi z različnimi zunanji vplivi. Prebojna napetost se zato v splošnem zmanjša :

- pri povišanju temperature ambienta (zaradi znižanja specifične upornosti)
- pri povišanju vlage ambienta (zaradi višje prevodnosti površinskega sloja kot posledica absorpcije vlage)
- pri višjih frekvencah (zaradi trenutno močno povišanih vrednosti toka $i = C \, dv/dt$)
- pri časovno daljših obremenitvah (odpornost materiala proti preboju se z rastočim časom električne obremenitve zmanjšuje - visoka napetost počasi "načne" obremenjeni material)

2. Korona

Soroden pojav preboju kondenzatorja je korona: pri vf signalih visokih napetostnih amplitud pride zaradi visokih električnih poljskih jakosti E do ionizacije zračnih mehurčkov v kondenzatorju ali v okolnem zraku. Pojav imenujemo korona in se javlja v obliki sevanja, svetlenja in cvrčanja. Korona nastopa zlasti ob ostrih metalnih robovih ("špicah") v kondenzatorju, kjer so zaradi majhnih krivinskih radijev električna polja še zlasti visoka. Korona ima lahko za posledico sežig dielektrika, taljenje metalnih plasti in s tem uničenje kondenzatorja. Korono preprečujemo predvsem s kvalitetnejšimi dielektriki brez zračnih mehurčkov ter z odpravo omenjenih ostrih robov v strukturi.

4.3 ZNAČILNOSTI KONDENZATORSKIH DRUŽIN

Različne kondenzatorske družine nosijo ime običajno po vrsti dielektrika, ki nastopa v danem kondenzatorju, z izjemo elektrolitskih kondenzatorjev, ki se imenujejo po materialu anode. Kondenzatorje lahko tako razvrstimo v naslednje osnovne kondenzatorske družine:

1. Papirni kondenzatorji
2. Plastični kondenzatorji
3. Keramični kondenzatorji
4. Sljudni kondenzatorji
5. Stekljeni kondenzatorji
6. Zračni kondenzatorji
7. Elektrolitski kondenzatorji
8. Specialni kondenzatorji

V nadaljevanju bo podan pregled osnovnih lastnosti in aplikacij glavnih kondenzatorskih družin. Podani številčni podatki imajo le informativni značaj in predstavljajo tipične vrednosti, ki jih najdemo v modernejših priročnikih.

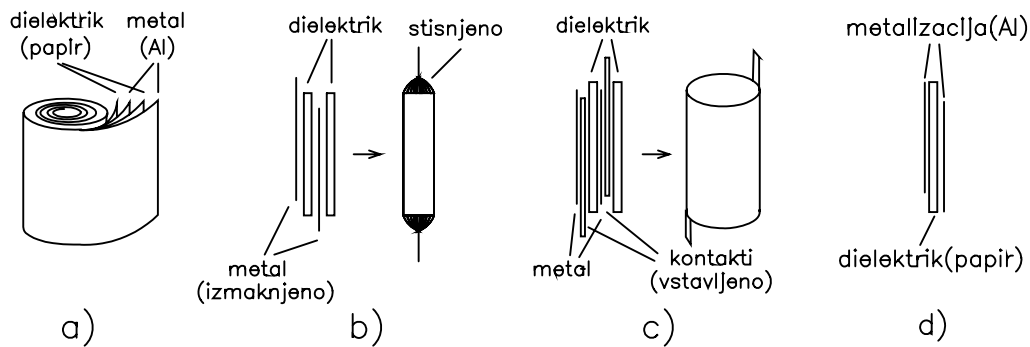
4.3.1 PAPIRNI KONDENZATORJI

Papirni kondenzatorji so najstarejša, klasična kondenzatorska družina. Vseeno jih zaradi določenih lastnosti srečujemo tudi še danes v nekaterih elektronskih vezjih. Njihova obravnava pa bo poučna tudi zato, ker srečamo če tu vse osnovne principe, ki se izkoriščajo tudi v modernejših kondenzatorskih družinah.

Strukture papirnih kondenzatorjev so prikazane na Sl 4.15. Dielektrik je v tem primeru poseben kondenzatorski papir ($d = 5 \div 25 \mu\text{m}$), ki je običajno zaradi zmanjšanja higroskopičnosti dodatno impregniran z mineralnimi olji ali voski. To prinese višje prebojne napetosti, vendar tudi nekoliko višje izgube $\text{tg}\delta$.

Pri nemetalizirani izvedbi so elektrode izvedene v obliki tankih metalnih folij, običajno iz aluminija Al, tipične debeline $d = 5 \mu\text{m}$. Strukturo navitega nemetaliziranega papirnega kondenzatorja dobimo z navijanjem lahko večjega števila izmenjujočih se metalnih in dielektričnih folij (Sl 4.15a). Kontakte srečamo v dveh izvedbah, podobno kot velja tudi pri vseh ostalih vrstah navitih kondenzatorjev:

- **izmaknjene folije** (Sl 4.15b): v tem primeru je ena elektrodna folija v celoti pomaknjena navzgor, druga pa navzdol. Po končanem navijanju konce stisnemo in privarimo dovodne žice ter tako omogočimo dober ohmski dostop do celotne površine elektrod.
- **vstavljeni kontakti** (Sl 4.15c): v tem primeru zamikov folij ni, vse folije si stojijo simetrično nasproti ena drugi. Kontakti so v tem primeru izvedeni enostavno z vstavitvijo dveh izvodov na primerna mesta v naviti strukturi kondenzatorja.



SI 4.15 Struktura papirnih kondenzatorjev(a), izmaknjeni(b) in vstavljene(c) kontakti ter metalpapirni kondenzator(d)

Lastnosti papirnih kondenzatorjev so odvisne zlasti od gostote papirja in njegove impregnacije. Dielektričnost je tipično $\epsilon_r = 3 \div 6$, upada s frekvenco in ima majhen pozitiven temperaturni koeficient TK_ϵ . Izgube znašajo tipično $\text{tg} \delta (50\text{Hz}, 25 \div 60^\circ\text{C}) = 30 \div 60 \cdot 10^{-4}$ (srednje dobro), rastejo s temperaturo in frekvenco. Frekvenčni obseg je nizek (do 1kHz). Izolacijska upornost je odvisna od vlage in temperature, pri sobni temperaturi znaša tipično $10^{+4} \text{ M}\Omega/\text{mF}$ (srednje dobro). Temperaturni koeficient kapacitivnosti znaša tipično $TK_C (20 \div 60^\circ\text{C}) = 50 \div 200 \cdot 10^{-6}/^\circ\text{C}$. Prebojna napetost V_B upada s temperaturo (večje izgube in s tem segrevanje). Enosmerna V_B je $2 \div 3$ krat višja od izmenične, ker pride pri izmeničnem delovanju do ionizacije mehurčkov zraka, ki so vedno prisotni v papirju in med folijami, ioni zažigajo papir in metal, pride do uničenja.

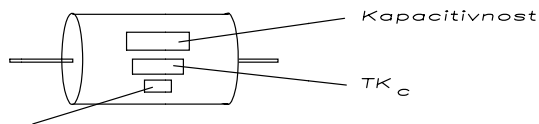
Označevanje je izvedeno podobno kot pri uporabi z barvnimi kolobarji po enaki barvni kodi (SI 4.16). Odčitavanje se začne pri kolobarju, ki leži najbližje robu ali vrhu kondenzatorja. Prvi dve barvi oz. številki podajata kapacitivnost v [pF], tretja multiplikator, četrta tolerance in peta, z dvojnimi razmahom, nazivno napetost.

Uporaba papirnih kondenzatorjev se v elektroniki vse bolj zmanjšuje, ker jih nadomeščajo kvalitetnejši plastični kondenzatorji. Vseeno jih še srečamo, kadar so zahteve nizke tako glede lastnosti kot cene, npr. v telefoniji, energetski elektroniki, v raznih električnih strojih, za korekcijo faktorja moči, v industrijski elektroniki itd.

Metalpapirni kondenzatorji so posebna vrsta papirnih kondenzatorjev, pri katerih je ločena metalna folija nadomeščena s tanko metalizirano plastjo na papirju (SI 4.15d), ki se jo običajno nanese z naprejanjem kovin Al ali Zn v vakuumu. Debelina metalizacije znaša tipično $2 \div 6 \cdot 10^{-2} \mu\text{m}$, plastna upornost pa okrog 1Ω . Ta izvedba ima izboljšane lastnosti:

- zaradi odprave zračnih mehurčkov ne more priti do ionizacije in s tem do zažiga papirja, posledica je višja dopustna napetost oz. manjše dimenzije kondenzatorja, zaradi tanjših plasti
- avtoregeneracija: na mestu, kjer zaradi nekega defekta pride do lokalnega preboja, tanka metalizacija zaradi lokalnega segrevanja enostavno izpari, defektno mesto samo sebe izolira. To je mogoče zaradi zelo tankih metaliziranih plasti, medtem ko v primeru ločene metalne folije prej pride do zažiga papirja in uničenja kondenzatorja.

A) OZNAKE, PODANE S ČRKAMI IN ŠTEVILKAMI NA OHIŠJU

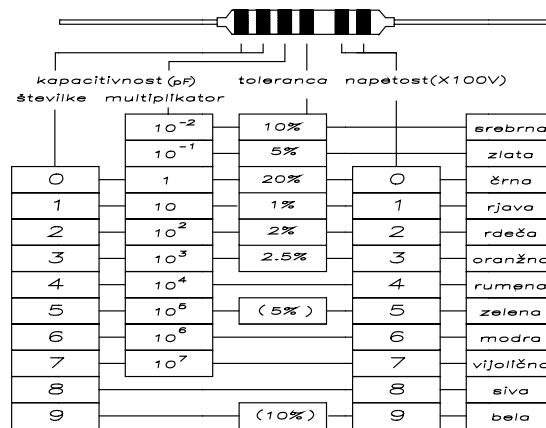


Tolerance, podane s črko:

M	K	J	H	G	E	F	D
±20%	±10%	±5%	±2.5%	±2%	±1.25%	±1%	±0.5%
T	S	R	P				
-20%	+100%	-20%	+50%	-20%	+30%	-0%	+100%

B) OZNAKE Z BARVNO KODO

I. CILINDRICNI KONDENZATORJI: BARVNI KOLOBARJI

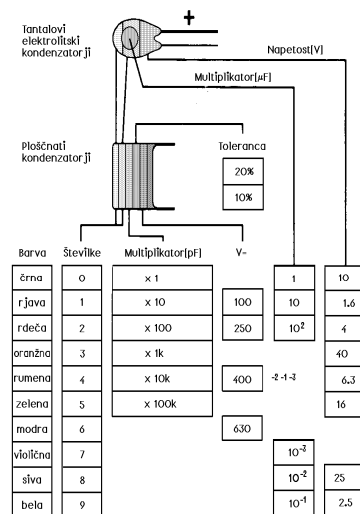


II. PLOŠČNATI (DISK) KONDENZATORJI:

BARVNE PIKE (ENAKA KODA KOT PRI KOLOBARJIH)



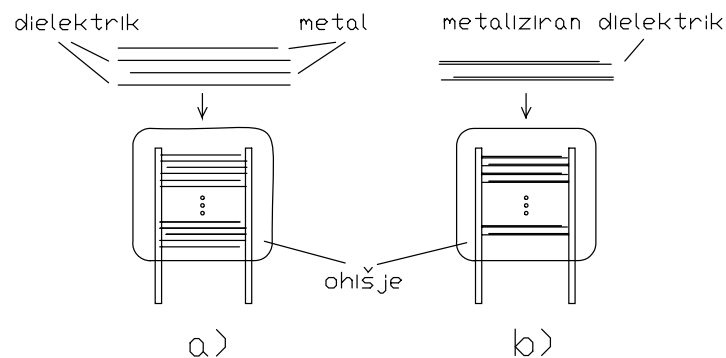
C) TANTALOVI ELEKTROLITSKI IN PLOŠČNATI KONDENZATORJI



SI 4.16 Označevanja kondenzatorjev

4.3.2 PLASTIČNI KONDENZATORJI

Dielektriki v plastičnih kondenzatorjih so različni organski plastični materiali z odličnimi dielektričnimi lastnostmi. Po strukturi obstajajo naviti plastični kondenzatorji, podobno kot pri papirnih (Sl 4.15a) ter blok kondenzatorji, pri katerih se zloga lističe folij (Sl 4.17). Podobno kot je bilo opisano če pri papirnih kondenzatorjih, obstajata pri blok kondenzatorju nemetalizirana (Sl 4.17a) in metalizirana (Sl 4.17b) izvedba z omenjenimi prednostmi. Struktura se nahaja v kovinskem ohišju, zalita v primeren material (epoksidna smola).



SI 4.17 Struktura blok kondenzatorja v nemetalizirani(a) in metalizirani(b) izvedbi

V splošnem so plastični kondenzatorji kvalitetnejši od papirnih pa tudi ostalih vrst kondenzatorjev glede izolacijske upornosti, izgub $\text{tg}\delta$, časovne konstante, frekvenčnega obsega itd. Slabši so le glede volumske kapacitivnosti [pF/cm^3] proti nekaterim drugim vrstam kondenzatorjev (elektrolitski, keramični). Vse to uvršča plastične kondenzatorje med profesionalne elemente za zahtevnejšo elektroniko.

V nadaljevanju bo podan pregled važnejših plastičnih kondenzatorskih družin.

4.3.2.1 Stirofleksni kondenzatorji

Poleg imena stirofleks (Siemens) srečamo za ta plastični dielektrični material še druga imena, npr. polistiren (Philips) ali polistirol. Stirofleks je gladka, prozorna folija odličnih dielektričnih lastnosti. Odlikuje jo visoka izolacijska upornost $10^{+17} \div 10^{+19} \Omega\text{cm}$, nizke izgube $\text{tg}\delta = 1 \div 10 \cdot 10^{-4}$ ter majhen, linearen in negativen temperaturni koeficient $\text{TK}_C = -100 \div -200 \cdot 10^{-6}/^\circ\text{C}$, majhna dielektrična absorpcija $0.02 \div 0.1\%$, nizka absorbcija vlage pod $0.1\%/\text{dan}$, visoka dielektrična trdnost $E_B = 275 \text{ kV}/\text{mm}$, zmerna dielektričnost $\epsilon_r = 3.75$ in visoka časovna stabilnost, kar se doseže z umetnim staranjem. Slabost stirofleksa pa je, da ga ne moremo metalizirati.

Stirofleksni kondenzatorji imajo izbor nazivnih vrednosti po lestvicah od E12 do E96, konstanten in negativen temperaturni koeficient $\text{TK}_C = -150 \cdot 10^{-6}/^\circ\text{C}$, visoko izolacijsko upornost $10^{+6} \text{ M}\Omega/\text{mF}$, nazivne napetosti V_n od 25V do 1600V, frekvenčni obseg nad 100MHz, neobčutljivi na vlago, nizke izgube $\text{tg}\delta = 1 \div 10 \cdot 10^{-4}$ ($f = 100\text{Hz} \div 10\text{kHz}$), naraščajo pri v_f ,

izredno veliko časovno konstanto $RC > 10^{+5}$ s (za $C > 1\text{mF}$).

Stirofleksni kondenzatorji se pogosto uporabljajo v elektronskih vezjih, kadar so zahtevane visoka časovna stabilnost, majhne izgube pri ω , nizek TK_C itd. Srečamo jih v oscilatorskih vezjih, v ω in medfrekvenčnih filtrih, v integratorjih z velikimi časi integracije, za temperaturno kompenzacijo (negativen TK_C) npr. v kombinaciji s tuljavami s feritnimi jedri (pozitiven TK_L) za stabilizacijo resonančne frekvence oscilatorjev itd.

4.3.2.2 Poliestrski kondenzatorji

Včasih srečamo za ta dielektrik tudi ime polietilentereftalat(Philips) ali hostaphan(Siemens). V splošnem ima poliester nekaj slabše dielektrične lastnosti kot stirofleks, vendar ima pomembno prednost, da ga je mogoče metalizirati. Zato tu obstajata nemetalizirana in metalizirana izvedba s svojimi prednostmi, ki so bile podane če pri papirnih kondenzatorjih. Poliestrske kondenzatorje srečamo v elektronskih napravah za široko potrošnjo, v impulznih vezjih, kot vezne kondenzatorje, v filtrih itd. Obstajajo tudi posebne visokonapetostne izvedbe do 25 kV za uporabo v visokonapetostnih vezjih in napravah kot npr. zakasnilne linije v TV, visokonapetostni filtri in multiplikatorji itd.

4.3.2.3 Polikarbonatni kondenzatorji

Drugo ime za ta material je tudi makrofol(Siemens). Polikarbonat je dielektrik z odličnimi lastnostmi: stabilen do visokih temperatur(125°C), nizke izgube $\text{tg}\delta$, visoka izolacijska upornost, visoka dielektrična trdnost. Glavna slaba lastnost polikarbonata pa je visoka občutljivost na vlago. Obstoja metalizirana izvedba, ki ji pri visokonapetostnih kondenzatorjih dodajo še impregniran papir.

Uporaba teh kondenzatorjev je zaradi visoke občutljivosti na vlago omejena v široki potrošnji in jih zato srečamo predvsem v specialni opremi, ki je zaščiten pred vlago (npr. vesoljska, vojaška).

4.3.2.4 Polipropilenski kondenzatorji

Polipropilen je dielektrik odličnih lastnosti: zmerna dielektričnost $\epsilon_r = 2.2$, nizke izgube $\text{tg}\delta < 10 \cdot 10^{-4}$, dobra temperaturna in časovna stabilnost, visoka maksimalna temperatura delovanja (100°C), visoka dielektrična trdnost $E_B = 350 \text{ kV/mm}$, neobčutljivost na vlago (absorbpcija $< 0.1\%$ / dan), nizek negativen $TK_C (-250 \cdot 10^{-6}/^\circ\text{C})$, visoka izolacijska upornost ($10^{+5} \text{ M}\Omega/\text{mF}$). Polipropilen je tudi primeren dielektrik za kondenzatorje za velike moči, če ga impregniramo s sintetičnimi olji.

Polipropilenski kondenzatorji obstajajo v nemetalizirani in metalizirani izvedbi, z Zn (Al ni primeren). Debeline folij so $4 \div 25 \mu\text{m}$.

Uporaba polipropilenskih kondenzatorjev je v stalnem porastu. Glavne prednosti proti drugim tipom kondenzatorjev za delo pri višjih frekvencah so majhni volumni polipropilenskih kondenzatorjev in njihovo odlično prenašanje visokih periodičnih in enkratnih napetostnih pulzov.

4.3.2.5 Polisulfonski in teflonski kondenzatorji

Obema vrstama kondenzatorjev je skupno, da so, poleg ostalih dobrih lastnosti, to zlasti kondenzatorji, primerni za delo na visokih temperaturah. Osnovne podatke teh dveh kondenzatorskih družin prinaša Tabela 3.

Tabela 3 Lastnosti polisulfonskih in teflonskih kondenzatorjev

Dielektrik	Polisulfon	Teflon
Temp. obseg	$-55 \div +150^{\circ}\text{C}$	$-55 \div +200^{\circ}\text{C}$
TK_C	$+ 30 \cdot 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$	$+ 60 \cdot 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$
$\text{tg}\delta$	$< 15 \cdot 10^{-4}$	$< 10 \cdot 10^{-4}$
Izolacijska upornost	$100 \text{ M}\Omega/\text{mF}$ (150°C)	$100 \text{ M}\Omega/\text{mF}$ (250°C)

Kot se vidi iz podatkov v Tabela 3, gre za izredno kvalitetne kondenzatorje. Izbor nazivnih vrednosti je v obeh primerih po lestvici E6.

S stališča uporabe so to torej visokokvalitetni, profesionalni elementi, ki so, še zlasti teflonski, tudi precej dragi. Uporabljajo se zato predvsem v posebnih primerih, kadar cena ni odločilni faktor, zahtevane pa so odlične lastnosti kondenzatorja pri visokih temperaturah, zlasti glede nizkih izgub $\text{tg}\delta$, visoke izolacijske upornosti in stabilnosti ter zanesljivosti elementa.

4.3.3 KERAMIČNI KONDENZATORJI

Dielektrik kondenzatorja je v tem primeru specialna keramika. Keramične kondenzatorje delimo glede na lastnosti uporabljene keramike v tri razrede: I, II in III.

4.3.3.1 Keramični kondenzatorji razreda I:

V tem primeru je dielektrik stabilna keramika na osnovi spojin titana Ti z magnezijem Mg ali kalcijem Ca. Pri teh keramikah so lastnosti še stabilne: dielektričnost ϵ se s časom ne spreminja, odvisnost kapacitivnosti od temperature, napetosti itd. je majhna in linearna. Nekaj osnovnih podatkov za te keramike :

- $\epsilon_r = 5 \div 250$ (visoka specifična kapacitivnost, do 30pF/mm³)
- $\rho = 10^{+15} \div 10^{+8} \Omega\text{cm}$
- $\text{TK}_\epsilon = +130 \div -3000 \cdot 10^{-6}/^\circ\text{C}$ (linearen; primerno za temperaturno kompenzacijo !)
- $\text{tg}\delta \sim 10 \cdot 10^{-4}$ v širokem frekvenčnem območju (visok Q, dobre vf lastnosti !)
- $E_B = 4 \div 10 \text{ kV/mm}$
- dobra odpornost na temperaturo, vlago
- stabilni elementi, dolga življenjska doba

Uporaba: kjer potrebujemo stabilne kondenzatorje z majhnimi tolerancami, relativno majhne izgube oz. visok Q, različne TKC za temperaturne kompenzacije ter velike (vendar ne maksimalne) specifične kapacitivnosti.

4.3.3.2 Keramični kondenzatorji razreda II:

V tem primeru je dielektrik nestabilna keramika na osnovi spojin titana Ti in cirkonija Zr z barijem Ba ali stroncijem Sr (titanati, cirkonati Ba, Sr). Pri teh keramikah so dielektrične lastnosti če precej nestabilne, ker je struktura optimizirana predvsem v smeri velike dielektrične konstante. Dielektričnost ϵ_r se spreminja s časom, odvisnost kapacitivnosti od temperature in napetosti je velika in nelinearna. Nekaj osnovnih lastnosti za te keramike :

- $\epsilon_r = 250 \div 15.000$ (veliko; zelo visoke specifične kapacitivnosti do 500pF/mm³)
- $\rho = 10^{+16} \Omega\text{cm}$
- TK_ϵ je nestabilen, nelinearen
- $\text{tg}\delta = 50 \div 500 \cdot 10^{-4}$
- $E_B = 4 \div 6 \text{ kV/mm}$ (za trajno delovanje: 2 kV/mm !)

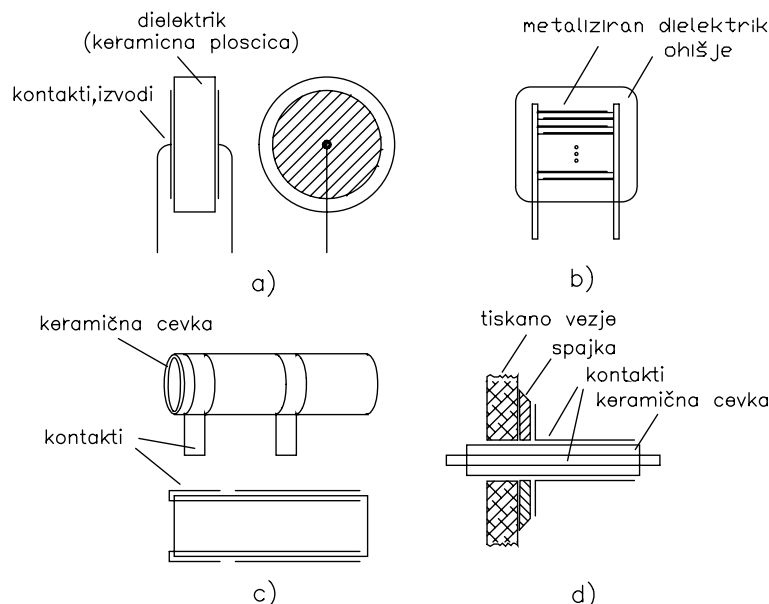
Uporaba: kjer rabimo zelo visoke specifične kapacitivnosti oz. majhne dimenzije, ostale lastnosti (visoke izgube, slaba stabilnost, velike tolerance itd.) pa niso kritične.

4.3.3.3 Keramični kondenzatorji razreda III:

V tem primeru nastopajo kot dielektriki specialne keramike z zelo veliko vrednostjo dielektrične konstante $\epsilon_r = 15.000 \div 10^{+5}$! Pri teh keramikah je struktura optimizirana le z enim samim ciljem: čim večja dielektričnost, ostalo ni važno. Posledica je zelo visoka specifična kapacitivnost teh kondenzatorjev do $1\text{nF}/\text{mm}^3$, v tem pogledu jih prekašajo edinole elektrolitski kondenzatorji ($1\mu\text{F}/\text{mm}^3$). Vendar so to zelo slabi kondenzatorji v vsakem drugem pogledu: zelo nestabilni, zelo visoke izgube $\text{tg}\delta$, zelo slaba paralelna upornost R_p itd.

Uporaba: kjer je osnovna zahteva zelo visoka specifična kapacitivnost oz. majhne dimenzije, glede ostalih lastnosti pa razmere niso kritične.

Nekaj tipičnih izvedb keramičnih kondenzatorjev prikazuje SI 4.18.



SI 4.18 Tipične izvedbe keramičnih kondenzatorjev: ploščični oz. disk(a), večplastni(b), cevasti(c) in skozni(d)

4.3.4 SLJUDNI KONDENZATORJI

V tem primeru je dielektrik kondenzatorja sljuda (MICA), ki je po svoji zgradbi naravni silikat aluminija Al z dodatki atomov K, Mg, O, H. Glede na podrobnosti kemijske zgradbe obstoji mnogo vrst sljud, najbolj znani in kvalitetni sta muskovit in flogopit iz Indije. Osnovna značilnost teh dielektričnih materialov je slojevita struktura in posledica tega, da se izredno dobro cepijo, do $0.25\mu\text{m}$ tankih lističev. Poleg tega je sljuda naravni dielektrični material izrednih lastnosti, ki tudi danes v marsikaterem pogledu v laboratoriju še niso bile dosežene. Nekaj osnovnih dielektričnih lastnosti sljude :

- $\epsilon_r = 7 \div 8$, izredno stabilna v širokem temperaturnem ($-55 \div +300^\circ\text{C}$) in frekvenčnem (50 Hz \div 5 GHz) intervalu !
- $\rho > 10^{+15} \Omega\text{cm}$, stabilna do visokih temperatur; omogoča izdelavo kondenzatorjev z visoko izolacijsko upornostjo
- $\text{TK}_\epsilon \sim 10^{-5}/^\circ\text{C}$ (praktično zanemarljivo !)
- $\text{tg}\delta < 2 \cdot 10^{-4}$ (zelo nizke izgube !)
- $E_B = 40 \div 200 \text{ kV/mm}$ (odlične prebojne lastnosti; pri višjih temperaturah ima sljuda najvišjo prebojno trdnost od vseh poznanih materialov !)

Izvedbe sljudnih kondenzatorjev:

1. Večplastni sljudni kondenzatorji: (podobno, kot če opisano pri plastičnih kondenzatorjih)

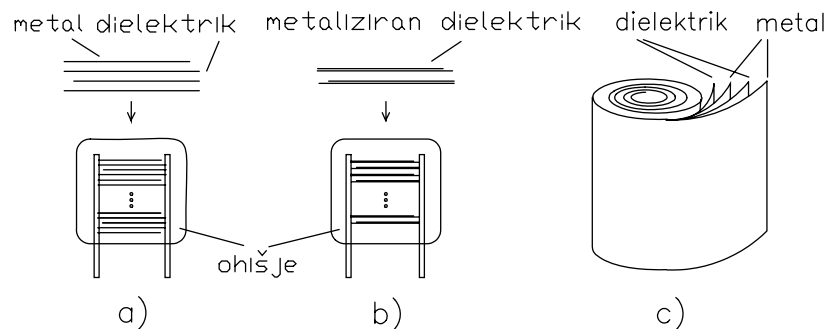
a) nemetalizirana oz. folijska izvedba (Sl 4.19a): V posamezne bloke se zlagajo tanki lističi sljude in metala (Cu ali Sn); bloki se lahko povezujejo vzporedno (za višje kapacitivnosti) ali zaporedno (za višje delovne napetosti) dalje v večje bloke.

b) metalizirana izvedba (Sl 4.19b): Nemetalizirana izvedba ni najbolj zanesljiva, ker prihaja pri uporabi zaradi vedno prisotnih vibracij itd. do premikov lističev in s tem do odpovedi. Zato je primernejša metalizirana izvedba, pri kateri je na ploščico sljude nanešena, običajno z naparevanjem srebra Ag v vakuumu, tanka plast metalizacije. S tem pridobimo še manjši volumen kondenzatorja zaradi tanjših plasti in višje delovne napetosti, ker zaradi odsotnosti mehurčkov zraka ne pride do prezgodnje ionizacije.

2. Naviti sljudni kondenzatorji (Sl 4.19c):

Najprej se sljuda strga na drobne, tanke lističe, ki se nato primešajo kondenzatorski papirni masi, ki služi kot vezivo. Tako dobimo izboljššan dielektrični material - sljudni kondenzatorski papir, ki se nato, kot je bilo že opisano pri papirnih kondenzatorjih, navija v navite sljudne kondenzatorje. Na ta način združimo dobre lastnosti sljude z dobro tehnologijo navitih papirnih kondenzatorjev !

Uporaba: sljudni kondenzatorji so zelo natančni, zanesljivi in stabilni elementi, posebej primerni za uporabo pri visokih frekvencah in v ekstremnih temperaturno-klimatskih pogojih. So najprimernejši kondenzatorji, kadar poraba prostora in cena nista kritični.



SI 4.19 Sljudni kondenzatorji: nemetalizirana(a) in metalizirana(b) izvedba ter naviti(b)

4.3.5 STEKLENI KONDENZATORJI

Dielektrik je v tem primeru tanek trak borsilikatnega stekla, debeline okrog $10\mu\text{m}$. Borsilikatno steklo ima podobne, vendar v splošnem slabše, dielektrične lastnosti kot sljuda. Nekaj lastnosti tega materiala :

- $\epsilon_r = 4$
- $\rho > 10^{+10}\Omega\text{cm}$
- $\text{TK}_\epsilon = 100 \cdot 10^{-6}/^\circ\text{C}$
- $\text{tg}\delta \sim 10 \cdot 10^{-4}$
- $E_B = 20 \text{ kV/mm}$

Dobre lastnosti borsilikatno steklo ohrani do visokih temperatur (200°C), visokih napetosti in visokih frekvenc (100Mhz).

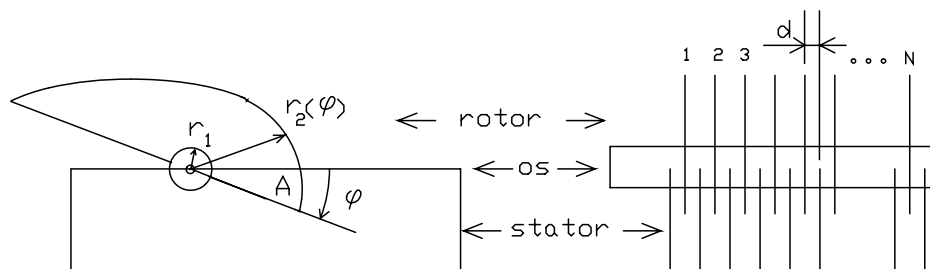
Izvedbe: zlaganje steklenih in metalnih (Al) lističev, podobno kot pri sljudnih nemetaliziranih kondenzatorjih. Nato postavijo tak blok na visoko temperaturo, da se steklo zatali in s tem kondenzator hermetizira.

Uporaba: steklene kondenzatorje srečamo kot cenejši a manj kvaliteten nadomestek (višje izgube, nižje frekvence) za sljudne kondenzatorje.

4.3.6 ZRAČNI KONDENZATORJI

V tem primeru je med ploščami zrak, včasih pa še kakšen drug dielektričen material. Običajno ima kondenzator dve vrsti plošč: nepomične (stator) in pomične (rotor). Tipičen predstavnik te vrste kondenzatorjev je prikazan na SI 4.20.

Tipične vrednosti temperaturnega koeficienta kapacitivnosti TK_C pri zračnih kondenzatorjih znašajo okrog $100 \cdot 10^{-6}/^\circ\text{C}$, izgube $\text{tg}\delta$ pa okrog $30 \cdot 10^{-4}$.



SI 4.20 Zračni vrtilni kondenzator

Osnovni podatek pri takem kondenzatorju je zunanja oblika plošč rotorja, kar določa odvisnost kapacitivnosti od kota zavrtitve. Te zvezo lahko hitro izpeljemo, če najprej določimo prirastek površine pri infinitezimalnem zasuku rotorja (Sl 4.20)

$$dA = \frac{1}{2} r_2 r_2 d\varphi - \frac{1}{2} r_1 r_1 d\varphi = \frac{1}{2} (r_2^2 - r_1^2) d\varphi \quad (4.39)$$

Prirastek kapacitivnosti pri tej zavrtitvi je podan z izrazom

$$dC = 2N\varepsilon \frac{dA}{d} = \frac{\varepsilon N}{d} (r_2^2 - r_1^2) d\varphi \quad (4.40)$$

Iz gornje zveze, en(4.40), lahko dobimo običajno bolj zanimivo obratno zvezo, ki podaja obliko rotorskih plošč, posredno podano v obliki $r_2(\check{c})$, v odvisnosti od potrebne odvisnosti kapacitivnosti od zavrtitve $C(\check{c})$

$$r_2(\varphi) = \sqrt{r_1^2 + \frac{d}{N\varepsilon} \frac{dC}{d\varphi}} \quad (4.41)$$

Primer: Določite obliko rotorskih plošč za logaritemski kondenzator :
 $\log(C/C_0) = K \check{c}$!

Rešitev: Podano karakteristiko kondenzatorja diferenciramo po \check{c}

$$\frac{1}{C(\ln 10)} \frac{dC}{d\varphi} = K \quad (4.42)$$

oziroma

$$\frac{dC}{d\varphi} = K(\ln 10) 10^{K\varphi} \quad (4.43)$$

Potrebna oblika rotorskih plošč je torej

$$r_2(\varphi) = \sqrt{r_1^2 + K(\ln 10) \frac{d}{N\varepsilon} 10^{K\varphi}} \quad (4.44)$$

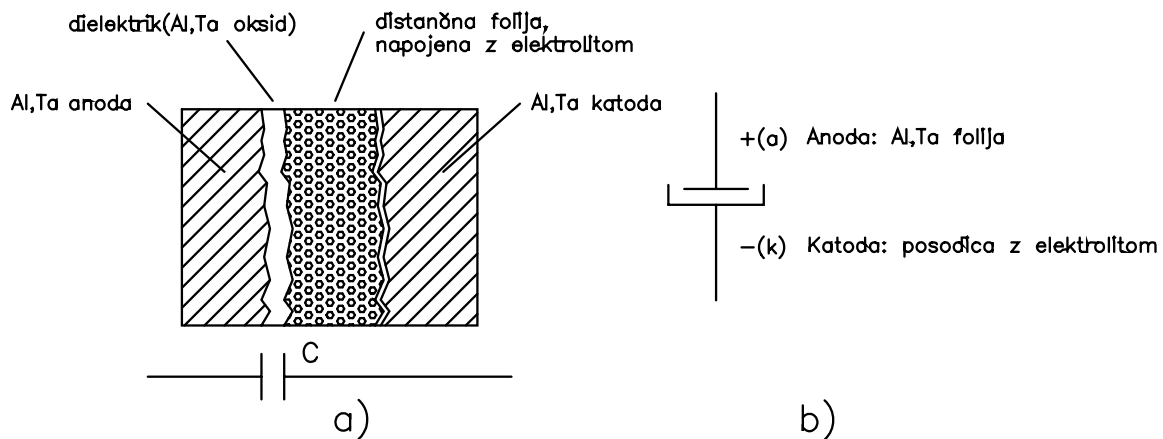
4.3.7 ELEKTROLITSKI KONDENZATORJI

Elektrolitske kondenzatorje razvrstimo, glede na različne značilnosti, na več načinov :

- po materialu anode: aluminijevi (Al), tantalovi (Ta)
- po vrsti elektrolita: mokri (electrolytic), suhi (solid)
- po značaju polarizacije: polarni, bipolarni (nepolarni)

Kot bomo videli, v splošnem velja, da so tantalovi kondenzatorji kvalitetnejši od aluminijevih, suhi kondenzatorji kvalitetnejši od mokrih in seveda, kvalitetnejši kondenzatorji so vedno dražji.

Struktura elektrolitskega kondenzatorja in električni simbol elementa sta prikazana na SI 4.21. Dielektrik kondenzatorja je v tem primeru oksid na anodi (Al_2O_3 oz. Ta_2O_5). Ker je površina anode zaradi večje površine oz. kapacitivnosti hrapava, je zaradi boljšega električnega kontakta vstavljena med oksidirano anodo in katodo posebna distančna folija, prepojena z dobro prevodnim elektrolitom, zaradi prisotnosti visokih koncentracij vodikovih (H^+) in elektrolitovih (E^-) ionov.. Elektrolit v elektrolitskem kondenzatorju ima torej vlogo nekakšne tekoče elektrode, ki prodre v vse pore hrapave anode prav do tankega oksida.



4.3.7.1 ALUMINIJEVI ELEKTROLITSKI KONDENZATORJI

Najprej bo na kratko opisana tehnologija izdelave teh elementov, ker bo to omogočilo razumevanje nekaterih njihovih lastnosti. Podobne tehnološke postopke srečamo tudi pri izdelavi tantalovih kondenzatorjev. Nato bodo podane osnovne značilnosti, omejitve in uporaba teh elementov.

1. Mokri aluminijevi elektrolitski kondenzatorji

Izhodiščni material pri izdelavi mokrih Al elektrolitskih kondenzatorjev je tanek metalni Al trak debeline $d \sim 100 \mu\text{m}$.

Zaradi višje specifične kapacitivnosti najprej povečamo hrapavost površine anode. Pri Al kondenzatorjih izvedemo to z jedkanjem Al folije v fosforni kislini. Pri tantalu, ki je če sam po sebi porozen, se poveča površino še s sintranjem finega Ta prahu na površino. Tako se dosežejo precejšnja povečanja površine (do 100x), vendar se pri tem povečajo tudi izgube $\text{tg}\delta$ (do 4x).

Izdelava dielektrika poteka z anodno oksidacijo materiala anode (Sl 4.22a). V elektrolitu se pod vplivom pozitivne napetosti formiranja na anodi V_F tvori na obeh površinah metalnega traku ustrezen oksidni film (Al_2O_3 oz. Ta_2O_5). Končna debelina filma d je sorazmerna napetosti formiranja V_F

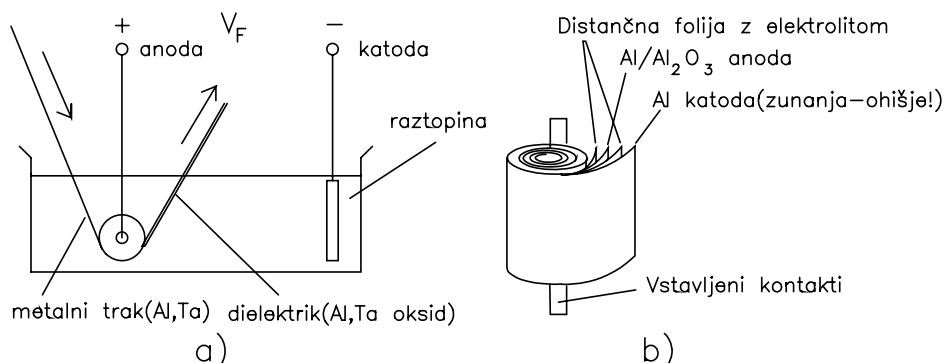
$$d = K_F V_F \quad (1)$$

kjer je K_F konstanta formiranja in podaja debelino filma na 1V pritisnjene napetosti formiranja. Pri Al znaša $K_F = 1.5 \cdot 10^{-3} \mu\text{m/V}$, pri Ta pa $K_F = 1.0 \cdot 10^{-3} \mu\text{m/V}$.

Tudi med normalnim delovanjem elementa pride lahko zaradi previsokih napetosti še do nadaljnje oksidacije v elektrolitu kondenzatorja. To bi povzročilo zaradi večje debeline dielektrika zmanjšanje kapacitivnosti, pri reakciji nastali plini pa bi lahko uničili element. Zato proizvajalci običajno kot eno od omejitev podajo maksimalno delovno napetost, ki je za določen varnostni faktor k nižja od napetosti formiranja V_F danega kondenzatorja.

Varnostni faktor pri običajnih kondenzatorjih znaša $k=0.8$, pri profesionalnih, kjer je zahtevana večja zanesljivost, pa je ta faktor manjši, tipično $k=0.2-0.6$.

Od tu dalje je postopek izdelave podoben kot je bilo to če opisano pri papirnih kondenzatorjih (Sl 4.22b): navijanje Al in distančnih folij, prepojenih z elektrolitom. Kontakti so izvedeni z vstavljanjem kontaktnih metalnih trakov na ustrezna mesta anode in katode. Zadnji postopek, enkapsulacija, je običajno izveden z zalivanjem v ustrezne smole, ki mu včasih sledi še zapiranje v kovinsko ohišje.



SI 4.22 Izdelava dielektrika z anodno oksidacijo(a) in navijanje folij(b)

a) Polarni elektrolitski kondenzator:

Pri tej vrsti kondenzatorja je polarizacija pritisnjene napetosti važna: na anodo mora biti vedno pritisnjen pozitivni pol napetosti, sicer pride do uničenja elementa.

Struktura polarnega kondenzatorja je prikazana na SI 4.23a. Prikazani so tudi v elektrolitu prisotni ioni: veliki negativni ioni elektrolita (El^-) ter mali prodorni pozitivni ioni vodika (H^+).

V primeru pravilne polarizacije (pozitivni pol napetosti na anodi) se ne zgodi nič posebnega: ker je normalna delovna napetost vedno omejena pod napetost formiranja, veliki ioni elektrolita ne prodrejo skozi oksid do anode, toka ni, reakcije oz. oksidacije ni.

V primeru nepravilne polarizacije (negativni pol napetosti na anodi) mali prodorni H^+ ioni prodirajo skozi oksid do anode in se tam razelektrijo, izloča se torej plin vodik na anodi, oksid odstopa od anode, zaradi odkritih mest pride do naglega povečanja toka in izločanja plina, končna posledica je uničenje elementa.

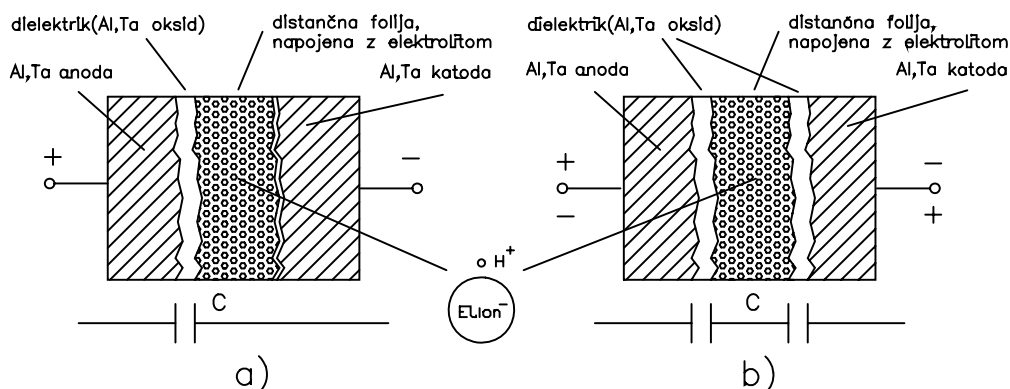
V resnici je tudi katoda zaščitena pred agresivnim elektrolitom s tankim oksidom ($V_F = 2V$). Zato pri napetostih pod to vrednostjo tudi pri nepravilni polarizaciji se ne pride do reakcije. Vendar proizvajalci običajno zaradi varnosti ne dopuščajo uporabe te možnosti.

b) Bipolarni elektrolitski kondenzator:

V tem primeru polarizacija napetosti ni važna. Strukturo bipolarnega oz. nepolarnega elektrolitskega kondenzatorja je prikazana na SI 4.23b.

Struktura je enaka kot v prejšnjem primeru z eno samo razliko: tudi katoda je tu oksidirana, z isto napetostjo formiranja kot anoda! če torej v tem primeru pritisnemo na anodo negativni pol napetosti, se ne zgodi nič posebnega: katoda je če oksidirana, ioni ne morejo prodreti skozi oksid, toka in reakcije ni. Tak kondenzator je torej neobčutljiv za vse enosmerne ali izmenične napetosti ne glede na njihovo polarizacijo, seveda dokler so nižje od napetosti formiranja.

Slaba stran bipolarnih kondenzatorjev pa je za faktor 2 nižja kapacitivnost v primerjavi z ustreznim polarnim kondenzatorjem (SI 4.23).

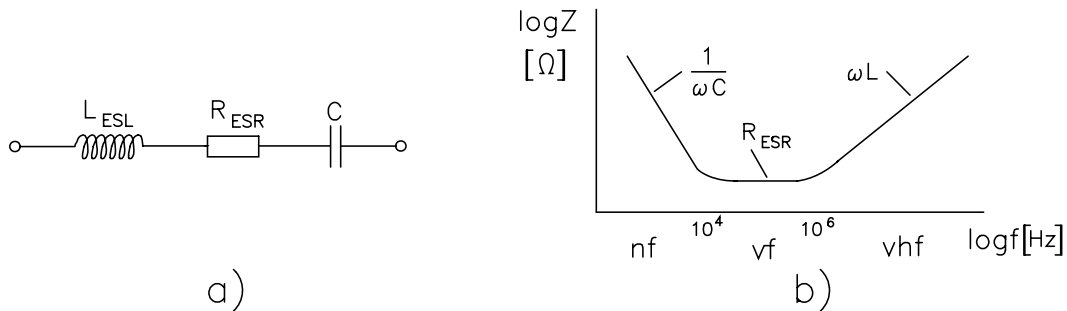


SI 4.23 Struktura polarnega(a) in bipolarnega(b) elektrolitskega kondenzatorja

c) Nadomestno vezje mokrega Al elektrolitskega kondenzatorja

Običajno tvorimo nadomestno vezje tega elementa z dodatkom dveh parazitnih elementov (SI 4.24a):

- ekvivalentna serijska upornost R_{ESR} : podaja ohmske upornosti dovodov, kontaktov, metalne Al folije, elektrolita itd. Tipične vrednosti so $10^{-2} \div 10^{+2} \Omega$, odvisno od izvedbe.
- ekvivalentna serijska induktivnost L_{ESL} : podaja induktivnosti dovodov, navite strukture metalne Al folije itd.



SI 4.24 Nadomestno vezje(a) in impedanca(b) mokrega Al elektrolitskega kondenzatorja

d) Impedanca mokrega Al elektrolitskega kondenzatorja

Impedanca resničnega mokrega Al elektrolitskega kondenzatorja je torej podana z enačbo

$$\begin{aligned}\hat{Z} &= R_{ESR} + j\omega L_{ESL} + \frac{1}{j\omega C} \\ &= R_{ESR} - j\left(\frac{1}{\omega C} - \omega L_{ESL}\right)\end{aligned}\quad (4.45)$$

Absolutna vrednost impedance je tedaj enaka

$$Z = \sqrt{R_{ESR}^2 + \left(\frac{1}{\omega C} - \omega L_{ESL}\right)^2}\quad (4.46)$$

Frekvenčni potek absolutne impedance lahko torej v splošnem razdelimo na tri področja(SI 4.24b):

- **nf področje ($\omega \rightarrow 0$)** : $Z \sim 1/\omega C$

Kondenzator se pri nizkih frekvencah obnaša torej kot idealen kondenzator, vplivov ostalih parazitnih elementov še ni. Tipična gornja frekvenčna meja tega normalnega področja delovanja je okrog 10kHz.

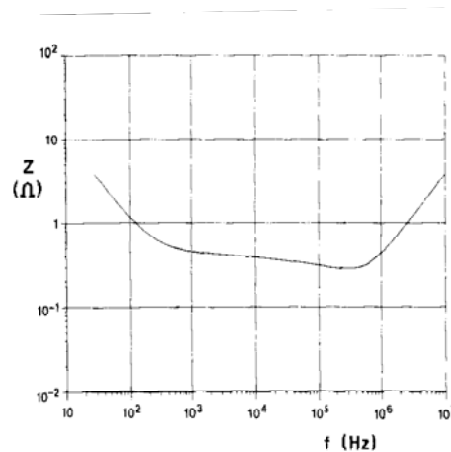
- **vf področje (ω velik)** : $Z \sim R_{ESR}$

Kondenzator pri visokih frekvencah izgubi svoje uporabne lastnosti. Tipična gornja frekvenčna meja tega področja je okrog 1MHz.

- **vhf področje (ω zelo velik) :** $Z \sim \omega L_{ESL}$

Kondenzator pri zelo visokih frekvencah popolnoma izgubi svoje uporabne lastnosti, saj lahko prevzame celo induktivni značaj, lastnosti so tedaj določene s parazitno induktivnostjo L_{ESL} .

Izmerjeni diagrami $Z(f)$ resničnih elementov (SI 4.25) od opisane slike precej odstopajo, odvisno od konkretne kondenzatorske strukture. Pri nekaterih kondenzatorjih npr. srednje področje (R_{ESR}) sploh ne pride do izraza. Izmerjeni diagrami odstopajo lahko tudi zato, ker v resnici parametri v nadomestnem vezju niso konstantni, ampak se spreminjajo zaradi najrazličnejših vplivov. Tako npr. R_{ESR} v splošnem upada s frekvenco in temperaturo. Kapacitivnost C pogosto kaže upadanje s frekvenco ter naraščanje s temperaturo in nazivno napetostjo. Induktivnost L_{ESL} pogosto kaže rahlo naraščanje s temperaturo.



SI 4.25 Tipičen frekvenčni potek absolutne impedance resničnega mokrega Al elektrolitskega kondenzatorja

e) Prečni tok

Prečni tok I_p oz. tok puščanja (leakage) elektrolitskega kondenzatorja je enosmerni tok, ki teče skozi resnični elektrolitski kondenzator zaradi priključene enosmerne napetosti. Pri elektrolitskih kondenzatorjih je ta tok lahko zelo velik, v splošnem narašča s temperaturo in upada s časom od priključitve enosmerne napetosti (SI 4.26a). Vzroki za to so opisani pri regeneraciji oksida. Tipične vrednosti prečnih tokov podaja Tabela 4.

Tabela 4 Prečni toki

$C_n V_n [\mu A s]$	$I_p [\mu A]$	
	tip I (profesionalni)	tip II (neprofesionalni)
≤ 1000	$\leq 10^{-2} C_n V_n$ oz. $1 \mu A^1$	$\leq 5 \cdot 10^{-2}$ oz. $5 \mu A^1$
> 1000	$\leq 6 \cdot 10^{-3} C_n V_n + 4 \mu A$	$\leq 3 \cdot 10^{-2} C_n V_n + 20 \mu A$

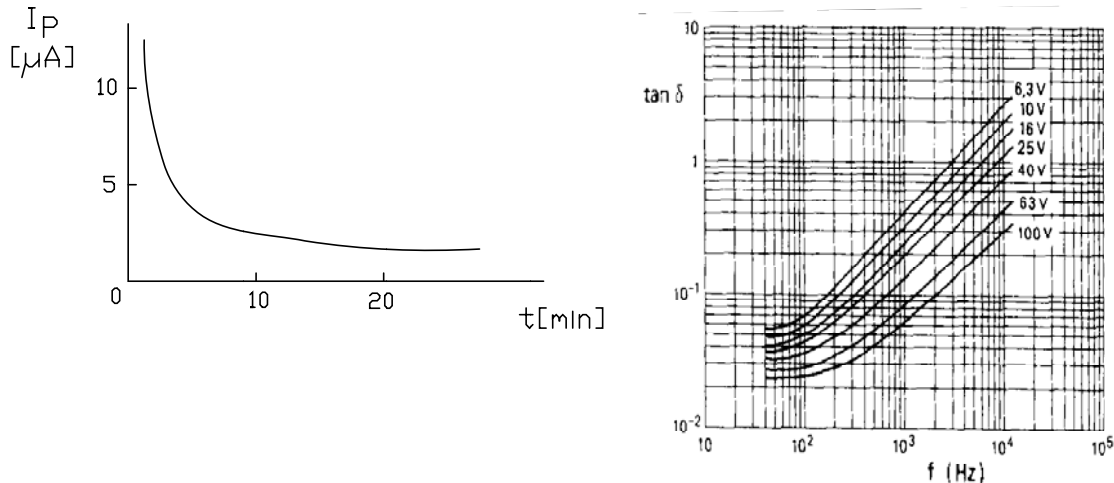
Enote: $C_n [\mu F]$, $V_n [V]$

¹⁾ - večja vrednost od obeh !

f) Regeneracija oksida

Če nek elektrolitski kondenzator dalj časa ni bil pod napetostjo, se njegov dielektrik (oksid) lahko raztopi v agresivnem elektrolitu kondenzatorja oz. se razformira. Tak elektrolitski kondenzator seveda nima predpisanih lastnosti, zlasti registriramo visoke prečne toke I_p .

Tak kondenzator lahko običajno uspešno regeneriramo kar sami enostavno s tem, da ga priključimo na nazivno napetost, pri čemer pride do ponovne formacije oksida. Pri tem lahko v začetku toki močno narastejo, tudi do 100x višjih vrednosti kot so v Tabela 4, pa bo tak kondenzator še vedno uporaben, če le toki v predpisanem času upadejo na normalne vrednosti !



SI 4.26 Upadanje prečnega toka s časom(a) in frekvenčni potek izgubnega faktorja pri mokrih Al elektrolitskih kondenzatorjih(b)

g) Omejitve električnih obremenitev

Omejitve glede toka : vsak elektrolitski kondenzator lahko pri neki aplikaciji obremenimo le z določeno maksimalno efektivno vrednostjo izmeničnih oz. valujočih (ripple) napetosti oz. tokov V_{rmax} oz. I_{rmax} . Te omejitve nastopijo zaradi segrevanja kondenzatorja in ustreznega odvajanja sproščanje toplote, kot opisuje enačba

$$P = I_r^2 R_{ESR} = \sigma A (T_c - T_a) \quad (4.47)$$

Proizvajalci določajo maksimalno dopustno vrednost valujočega toka I_{rmax} običajno z zahtevo, da povišanje temperature elektrolitskega kondenzatorje zaradi električne obremenitve ne sme presegati $\Delta T = 10^\circ C$! Tako proizvajalci podajajo kot eno izmed omejitev za dani kondenzator (tip, C_n , V_n itd) ter pogoje delovanja (f , T_a itd) ustrezni I_{rmax} . Predpisana obremenitev (I_{rmax}) pa se lahko tudi poviša, če uvedemo forsirano hlajenje.

Omejitve glede napetosti: nastopijo lahko zaradi dveh vzrokov

1) **segrevanje :** iz podobnih razlogov kot v prejšnjem primeru, zato velja

$$V_{rmax} = I_{rmax} R_{ESR} \quad (4.48)$$

- 2) **uničenje oksida** : totalna napetost (vsota enosmerne in izmenične napetosti) ne sme v nobenem trenutku preseči predpisane nazivne napetosti, določene z napetostjo formiranja oksida V_F in varnostnim faktorjem k (tipično $0.3 \div 0.8$)

$$V_n = k V_F \quad (4.49)$$

Opozorimo ponovno še na eno napetostno omejitev: pri polarnih kondenzatorjih ne sme nikoli priti do obratne polarizacije !

h) Tipične lastnosti mokrih Al elektrolitskih kondenzatorjev

Nazivne kapacitivnosti C_n so v intervalu $0.47\mu\text{F} \div 220\mu\text{F}$, vrednosti dobimo po tolerančnih lestvicah E3, E6. Nazivna vrednost C_n je običajno podana za enosmerne razmere pri $T = 25^\circ\text{C}$, in je običajno zapisana na ohišju elementa, kot tudi odstopanje (tolerance). Odstopanja kapacitivnosti so pri teh elementih pogosto v pozitivni smeri večja, npr. $-10/+30$, $-10/+50$, $-10/+100$. Vzrok je v tipičnih aplikacijah teh elementov (premoščanje, glajenje itd), kjer večja vrednost kapacitivnosti od nazivne predstavlja kvečjemu izboljšanje.

Zaradi strukture teh elementov (debelina oksida določena z napetostjo formiranja, ki določa nazivno napetost), obstaja med kapacitivnostjo in napetostjo neke družine določena omejitelna zveza, npr.

- družina nizkih kapacitivnosti: $C V < 500 \mu\text{As}$
- družina visokih kapacitivnosti: $C V < 25000 \mu\text{As}$

Izgubni faktor $\text{tg}\delta$ je zelo velik, tipično $10^{-2} \div 1$. Konkretni vrednosti so odvisne od tipa kondenzatorja (običajna delitev: I - profesionalni, II - splošni), delovnih pogojev (npr. f , T), nazivne napetosti in kapacitivnosti. V splošnem izgube neke kondenzatorske družine naraščajo z C_n , f ter upadajo z V_n , T . Tipičen frekvenčni potek izgub prikazuje Sl 4.26b.

i) Označevanje

Osnovni podatki kondenzatorja (C_n , V_n itd.) so običajno kar s črkami in številkami napisani na ohišju elementa. Tolerance kapacitivnosti so podane s črkami:

	K	M	Q	T	V
$\pm 10\%$	$\pm 20\%$	$-10/+30\%$	$-10/+50\%$	$-10/+100\%$	

Pri polarnih kondenzatorjih je anoda označena z znakom + ali črto, včasih pa tudi s serijo znakov $\rightarrow + \rightarrow + \rightarrow + \dots$, pri čemer puščica kaže v smeri proti anodi. Katoda je običajno vezana na ohišje.

Bipolarni kondenzatorji so označeni običajno z znakom + na anodi in na katodi. Včasih, če je prostor, pa še z napisom na ohišju: BIP ali krajše BP.

j) Uporaba

Mokri Al elektrolitski kondenzatorji se uporabljajo v elektronskih vezjih, kadar so zahtevane velike kapacitivnosti ob majhni porabi prostora, ostale lastnosti kondenzatorja pa niso važne. Tako te elemente srečamo v splošnih elektronskih vezjih in napravah kot npr. radio in TV, HIFI, splošne industrijske aplikacije itd. v vlogi filtrirnih, veznih, gladilnih, premoščevalnih, shranjevalnih itd. kondenzatorjev.

2. Suhi aluminijevi elektrolitski kondenzatorji

Suhi kondenzatorji so v splošnem modernejši elementi od mokrih in jih prekašajo v osnovnih kondenzatorskih lastnostih.

Struktura suhih kondenzatorjev je podobna strukturi mokrih: tudi v tem primeru gre za navite folije, le da je tu kot distančna folija namesto papirja uporabljena tkanina iz steklenih vlaken, elektrolit pa ni tekočina temveč prevodna pasta mangan nitrata. Ta suhi elektrolit določa glavne prednosti suhih kondenzatorjev - ker se suh elektrolit ne izsuši, so taki kondenzatorji stabilnejši. Poleg tega imajo te paste večjo prevodnost od mokrih elektrolitov, kar prinese nižjo ekvivalentno serijsko upornost R_{ESR} .

Osnovne lastnosti suhih kondenzatorjev v primerjavi z mokrimi so:

- relativno nizka odvisnost kondenzatorjevih lastnosti od temperature, zlasti okrog sobnih temperatur
- relativno dolga življenjska doba in doba skladiščenja
- relativno večji dopustni enosmerni toki ter toki polnjenja in praznjenja

Uporaba suhih Al elektrolitskih kondenzatorjev sega v podobna področja kot velja to za mokre in jih zato zamenjujejo, kadar so pogoji glede temperaturnih odvisnosti pa tudi ostalih lastnosti strožji. Podobno zamenjujejo tudi sicer kvalitetnejše a dražje tantalove suhe kondenzatorje, kadar zahteve niso prehude.

4.3.7.2 TANTALOVI ELEKTROLITSKI KONDENZATORJI

V splošnem velja pri elektrolitskih kondenzatorjih pravilo, da so tantalovi kondenzatorji boljši od aluminijevih, suhi boljši od mokrih in vedno so boljši kondenzatorji tudi dražji od slabših.

Struktura tantalovih (Ta) kondenzatorjev je podobna kot pri aluminijevih. Dielektrik je v tem primeru tantalov oksid Ta_2O_5 , ki ima dielektričnost $\epsilon_r = 30$ (Al_2O_3 le 8!), kar prinese ustrezno višje kapacitivnosti. Konstanta formiranja je pri tantalu $K_F = 1.0 \cdot 10^{-3} \mu m/V$ (50% nižja od Al!), kar pomeni pri enaki debelini oksida za 50% višjo V_F in s tem višjo V_n ; ali tudi obratno, pri isti V_n za 50% nižjo debelino oksida in s tem višjo kapacitivnost. Tantalov oksid je tudi kemijsko bolj stabilen od aluminijevega, kar omogoča uporabo agresivnejših, bolj koncentriranih elektrolitov, ki so zato bolj prevodni in ima tako element nižjo R_{ESR} . Tantalov oksid je zelo stabilen material tudi pri velikih temperaturnih spremembah, zato so tudi kondenzatorji s tem dielektrikom temperaturno zelo stabilni elementi s širokim temperaturnim obsegom delovanja ($-55 \div +125^\circ C$).

1. Mokri tantalovi elektrolitski kondenzatorji

Tehnološki postopek je v tem primeru podoben kot pri aluminijevih kondenzatorjih -anodna oksidacija Ta traku itd. (gl. Tehnologijo mokrih Al elektrolitskih kondenzatorjev!). Tu srečamo dve osnovni strukturi: naviti in ploščati (disk) mokri Ta elektrolitski kondenzatorji.

Naviti kondenzatorji imajo za anodo tanko ($10\mu\text{m}$) folijo Ta, ki je oksidirana, da dobimo dielektrik kondenzatorja. Distančna folija je tu papir enake debeline kot anoda. Kot elektrolit nastopa v tem primeru ali litijev klorid (nižje V_n) ali borna kislina (višje V_n). Katoda je spet Ta folija, neoksidirana pri polarnem kondenzatorju in oksidirana pri bipolarnem, iz enakih razlogov kot je bilo to razloženo že pri aluminijevih kondenzatorjih.

Tipične nazivne kapacitivnosti C_n te družine so $1\mu\text{F} \div 680\mu\text{F}$, nazivne napetosti V_n pa v intervalu $15\text{V} \div 150\text{V}$. Ploščati (disk) kondenzatorji imajo za anodo ploščico Ta. Površina in s tem kapacitivnost je tu še povečana (poleg naravne poroznosti Ta) s sintranjem finega Ta prahu na površini ploščice, kar ima za posledico visoke specifične kapacitivnosti (kapacitivnost na enoto volumna) te družine. Kot elektrolit se tu uporabljata žveplena kislina ali litijev klorid, ki oba omogočata zelo nizke R_{ESR} . Ohišje elementa, ki služi obenem kot katoda, mora biti vsaj na tistem delu, ki je v stiku z elektrolitom, iz srebra.

Tipične nazivne kapacitivnosti C_n te družine so $2,2\mu\text{F} \div 1200\mu\text{F}$, po tolerančni lestvici E6, nazivne napetosti V_n pa v intervalu $6,3\text{V} \div 125\text{V}$.

2. Suhi tantalovi elektrolitski kondenzatorji

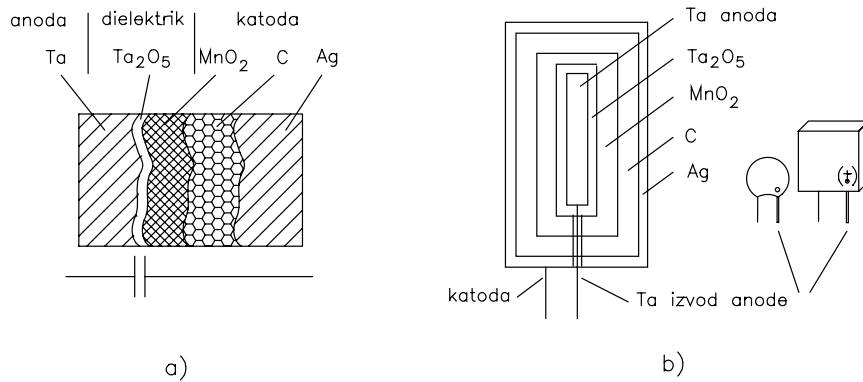
Včasih pravijo tem kondenzatorjem tudi trdni (solid) kondenzatorji, po trdnem polprevodniškem materialu MnO_2 , ki ga srečamo v tem elementu namesto elektrolita. Tako so v tem primeru vsi materiali kondenzatorja trdni (solid).

Anoda je pri teh kondenzatorjih ploščica ali žička iz tantala Ta, ki ji površino še povečajo s sintranjem finega Ta prahu na površino. Dielektrik je tudi tu izdelan z anodno oksidacijo anode.

Izdelava katode poteka v več korakih. Najprej se impregnira oksidirana anoda z manganom nitrata, ki se nato z oksidacijo pretvori v manganov oksid MnO_2 . Manganov oksid je sicer polprevodniški material, vendar ima zelo dobro prevodnost. Ta postopek se večkrat ponovi, vse dokler plast MnO_2 ni dovolj debela in prevodna. Končno se plast MnO_2 še ojači z dobro prevodno grafitno (C) in srebrno (Ag) prevleko in prispajka izvode.

Opisano strukturo tega elementa prikazuje sl.27a. Tak kondenzator torej sestavljajo sami zelo stabilni, temperaturno neobčutljivi materiali in zato je tak tudi element sam.

Končna zaščita elementa se doseže z zapiranjem v ohišje, ki je lahko metalno, plastično ali iz raznih epoksidnih smol. Tipične oblike teh elementov so kapljice ali ploščice (SI 4.27b).



SI 4.27 Struktura suhega Ta kondenzatorja(a) in tipične oblike ter oznake Ta kondenzatorjev(b)

Po osnovnih lastnostih so ti elementi podobni Al suhim elektrolitskim kondenzatorjem, le da so boljši a dražji. V splošnem so tudi boljši od Ta mokrih kondenzatorjev. Predvsem te elemente odlikuje v primerjavi z mokrimi Ta kondenzatorji sledeče:

- visoka kapacitivnost ob majhnem volumnu
- dobre vf lastnosti
- visoka temperaturna stabilnost
- nižji prečni toki ($0.5 \div 5 \mu\text{A}$) proti mokrim
- nižji izgubni faktor $\text{tg} \delta$, ki v splošnem raste s frekvenco in pada s temperaturo; tipično ima suhi Ta elektrolitski kondenzator $1 \mu\text{F}/35\text{V}$ izgube $\text{tg} \delta < 0.4$ ($f < 10\text{kHz}$)
- dolg čas skladiščenja in dolga življenjska doba
- tipični interval nazivnih kapacitivnosti C_n te družine je $0.1 \mu\text{F} \div 1000 \mu\text{F}$, nazivne napetosti V_n so v intervalu $6.3\text{V} \div 80\text{V}$, temperaturni obseg pa $-55^\circ\text{C} \div +85^\circ\text{C}$.

3. Označevanje Ta kondenzatorjev

- polariteta je pri polarnih kondenzatorjih označena z znakom + ali piko ob anodi, včasih pa je žični dovod anode debelejši (SI 4.27b). Pri Ta kondenzatorjih je treba še zlasti paziti, da ne pride do zamenjave polaritete, ker kondenzator nima varnostnega silikonskega čepka kot npr. Al elektrolitski kondenzatorji in zato nenadoma eksplodira.
- nazivne kapacitivnosti C_n , nazivne napetosti V_n , tolerance itd. se označujejo podobno kot ostali kondenzatorji

4. Uporaba

Tantalovi elektrolitski kondenzatorji se uporabljajo namesto Al elektrolitskih kondenzatorjev, kadar so zahtevane boljše lastnosti, višja cena pa ni ovira.

4.3.8 SPECIALNI KONDENZATORJI

V tem poglavju si bomo ogledali specialne kondenzatorje, ki jih srečamo v modernih elektronskih tehnologijah. Te tehnologije oz. vezja lahko razdelimo v naslednje družine:

- **hibridne tehnologije**, ki jih delimo glede na karakteristične debeline nastopajočih plasti na tankoplastne in debeloplastne tehnologije
- **monolitne tehnologije**, ki jih delimo glede na izhodiščni material običajno na silicijeve, galijarzenidne in druge tehnologije oz. vezja
- **tiskana vezja**, ki jih delimo na klasična tiskana vezja (Printed Circuit Board, PCB) ter moderna tiskana vezja s površinsko montažo (Surface Mounted Technology, SMT)

V teh vezjih lahko elementi nastopajo kot samostojne tabletki (čipi) za vgradnjo ali pa so organski, vgrajeni del vezja.

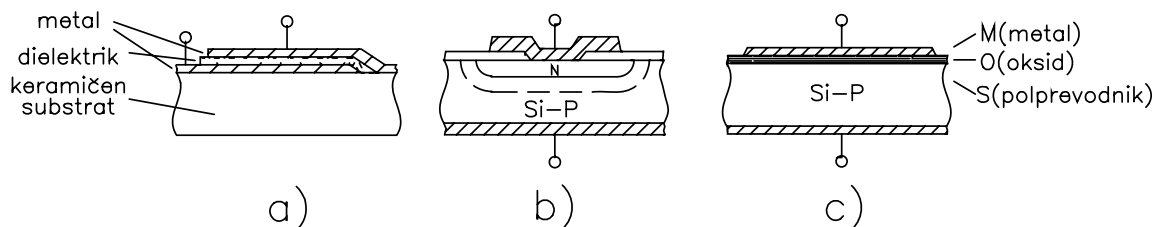
4.3.8.1 Kondenzatorji v hibridnih tehnologijah

a) Tankoplastni (SI 4.28a)

Z vakuumsko depozicijo (uporovno naparevanje, naparevanje z elektronskim topom ali naprševanje) nanesejo tanke metalne in dielektrične plasti na ustrezen substrat (keramika, safir, steklo). Debeline plasti so tu tipično v razredu $1\mu\text{m}$. Geometrija oz. topologija elementa je izdelana s fotolitografskimi metodami (osvetljevanje fotoresistov skozi ustrezne maske, razvijanje, jedkanje).

b) Debeloplastni

Struktura je v principu enaka kot pri tankoplastnih (SI 4.28a), le da je tu element izdelan s postopki tiskanja ustreznih metalnih in dielektričnih past. Debeline plasti so tu tipično v intervalu $10\mu\text{m} \div 100\mu\text{m}$.



SI 4.28 Struktura: a) tankoplastnega in debeloplastnega, b) PN spojnega in c) MOS kondenzatorja

4.3.8.2 Kondenzatorji v monolitnih tehnologijah

V tem primeru je substrat monokristal ustreznega polprevodnika (Si, GaAs itd.). Tu srečamo dve osnovni kondenzatorski strukturi: PN spojni in MOS kondenzator.

a) PN spojni kondenzator (Sl 4.28b)

V tem primeru je dielektrik kondenzatorja kar osiromašeno področje PN spoja v zaporni smeri, ki je osiromašeno prostih nosilcev in se zato obnaša kot dielektrik. Zaradi zahteve po zaporni polarizaciji PN spoja je to polaren kondenzator.

Kondenzatorska struktura je izdelana s standardnimi polprevodniškimi tehnološkimi postopki termične oksidacije, fotolitografije oksidne plasti in nato skozi nastale odprtine selektivnega vnašanja donorskih ali akceptorskih primesi s pomočjo termične difuzije ali ionske implantacije.

Ti kondenzatorji zaradi odvisnosti širine osiromašenega področja od zaporne napetosti kažejo upadanje kapacitivnosti z napetostjo (varycap)

$$C(V) = \varepsilon \frac{A}{d(V)} = \frac{k}{V^n} \quad (4.50)$$

kjer je ε dielektričnost polprevodnika ($\varepsilon_r/\text{Si}=12$). Potenca n , ki podaja upadanje kapacitivnosti z zaporno napetostjo, je odvisna od tipa PN spoja ($n=1/2$ za stopničast spoj oz. $1/3$ za linearen spoj, za ostale tipe PN spojev pa vmes).

Tipični toki puščanja so pri teh kondenzatorjih v razredu $50\text{nA}/\text{mm}^2$, tipičen izgubni faktor pa $\text{tg}\delta \sim 100 \cdot 10^{-4}$.

b) MOS kondenzator (Sl 4.28c) :

Dielektrik tega kondenzatorja je običajno silicijev oksid SiO_2 tipične debeline $0.1\mu\text{m} \div 1\mu\text{m}$, gornja elektroda je metalna (Al, Au), spodnja elektroda pa dopiran polprevodnik.

Kapacitivnost tega kondenzatorja lahko enostavno izračunamo s pomočjo običajnega izraza za kapacitivnost

$$C = \varepsilon \frac{A}{d_{\text{ox}}} \quad (4.51)$$

kjer je d_{ox} debelina oksida ($\varepsilon_r/\text{SiO}_2=4$).

REFERENCE

- 1) G.W.A.Dummer, "FIXED CAPACITORS", Sir Pitman & Sons, London, 1956.
- 2) L.W.Matsch, "CAPACITORS, MAGNETIC CIRCUITS, AND TRANSFORMERS", Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N.J., USA, 1964.
- 3) J.Furlan, osebni zapiski
- 4) N.Keršič, "OSNOVE ELEKTROTEHNIKE I", Založba FER, Ljubljana, 1988.
- 5) C.A.Harper, "Handbook of Components for Electronics", McGraw-Hill, 1977.
- 6) O.Zinke, "Widerstände, Kondensatoren, Spulen und ihre Werkstoffe", Springer-Verlag, Berlin, 1965.
- 7) M.Kaufman, A.H.Seidman, "Handbook for Electronics Engineering Technicians", McGraw-Hill, 1984.
- 8) F.W.Sears, M.W.Zemansky, "UNIVERSITY PHYSICS", ADDISON-WESLEY, 1964.
- 9) č.A.Spasojevič, Z.V.Popovič, "Elektrotehnički i elektronski materijali", Naučna knjiga, Beograd, 1979.
- 10) S.Ristič, "ELEKTRONSKE KOMPONENTE", I.DEL, Univerzitet u Nišu, 1985.
- 11) "Capacitors for use in electronics", Iskra Semič, III/1991.
- 12) "KONDENZATORJI ZA ELEKTRONIKO", Iskra Semič, VIII/1991.
- 13) "Film capacitors", PHILIPS Data handbook, Components and materials, Book C22, 1986.
- 14) "Capacitors for Power Electronics", Siemens, 1986/87.
- 15) "STYROFLEX Capacitors, Polypropylen Capacitors", Siemens, Data Book 1990/91.
- 16) "Metallized Film Capacitors", Siemens, Data Book 1989/90.
- 17) "Kondenzatorji za energetska elektronika", Iskra Semič, III/1990.
- 18) "Elementi za odpravo radiofrekvenčnih motenj", Iskra Semič, IX/1990.
- 19) "EMC Filters, EMP Protection Units", Siemens, Data Book 1988/89.
- 20) "Motorski kondenzatorji tip KNM", "Nizkonapetostni močnostni kondenzatorji za izboljšanje faktorja moči tip KNK", "Kondenzatorji za svetilke tip KNF", Iskra Semič, IX/X 1990.
- 21) "Ceramic Capacitors", PHILIPS Data handbook, Components and materials Book C15, 1986.
- 22) "Ceramic Capacitors", Siemens Data Book, 1986/87.
- 23) "Ceramic Multilayer Capacitors", Siemens, Short Form Catalog 1989/90.
- 24) "Variable capacitors", PHILIPS Data Handbook, Components and materials Book C7, 1985.
- 25) "Aluminijevi elektrolitski kondenzatorji", Iskra Tovarna elektrolitov Mokronog, 1985/86.
- 26) "Aluminium-Elektrolyt-Kondensatoren", SIEMENS Datenbuch, 1974/75.
- 27) "Electrolytic and solid capacitors", PHILIPS Data handbook, Components and materials Book C14, 1986.
- 28) "High-Performance Electrolytic Capacitors SIKOREL", SIEMENS, 1985/86.
- 29) "Tantalum Chip Capacitors SMD", SIEMENS, 1987.

5 TULJAVE

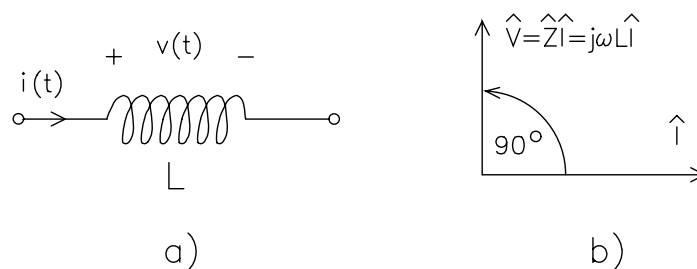
- 5.1 UVOD
- 5.2 ZRAČNE TULJAVE
- 5.3 TULJAVE Z JEDROM
- 5.4 TULJAVE Z JEDROM Z REŽO
- 5.5 NAČRTOVANJE TULJAVE Z JEDROM Z REŽO
- 5.6 NAČRTOVANJE TRANSFORMATORJEV

5.1 UVOD

Tuljava je tisti pasivni element v električnih vezjih, ki se upira hitrim spremembam toka, ki teče skozi tuljavo. Zato te elemente imenujejo včasih tudi dušilke. Električni simbol, oznako toka in napetosti ter sliko kompleksorjev v primeru krmiljenja idealne tuljave s harmoničnimi signali prikazuje Sl 5.1. Zvezo med trenutnim tokom in napetostjo na tuljavi podaja enačba

$$v(t) = L \frac{di(t)}{dt} \quad (5.1)$$

kjer je L induktivnost tuljave. Osnovna enota za induktivnost, Henry [$1\text{H} = 1\text{Vs/A}$], je velika in zato srečamo v praksi običajno manjše vrednosti (mH, μH , nH).



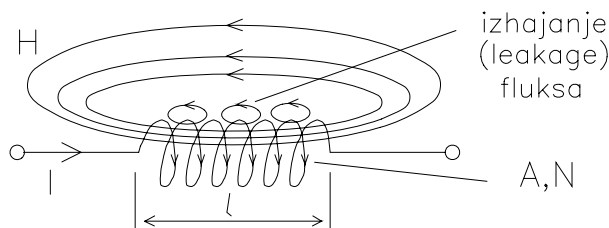
SI 5.1 Električni simbol, oznaka toka in napetosti(a) ter slika kompleksorjev(b) idealne tuljave

Idealna tuljava je čista induktivnost brez uporovnih ali kapacitivnih parazitnih elementov, brez izgub, induktivnost je neodvisna od različnih zunanjih parametrov (T, f itd).

Resnična tuljava ima vedno poleg svoje osnovne lastnosti, induktivnosti, prisotne parazitne komponente in zato izgube, induktivnost ni neodvisna od zunanjih parametrov.

5.2 ZRAČNE TULJAVE

Pri zračnih tuljavah obdaja navitje le zrak, magnetno aktivnih materialov tu ni. Zračna tuljava z ostalimi važnejšimi količinami je prikazana na SI 5.2.



SI 5.2 Zračna tuljava

5.2.1 INDUKTIVNOST ZRAČNIH TULJAV

1. Določitev induktivnosti

Induktivnost tuljave (SI 5.2) je definirana kot razmerje med vzbujenim magnetnim sklepom ψ in vzbujevalnim tokom danega navitja I

$$L = \frac{\psi}{I} \quad (5.2)$$

Pri popolnem magnetnem sklepu, kjer ni izhajanja magnetnega pretoka (fluksa) ϕ , je magnetni sklep navitja z N ovoji podan z izrazom

$$\psi = N\phi \quad (5.3)$$

Magnetni pretok ϕ izračunamo po analogiji Ohmovega zakona za magnetiko iz magnetne napetosti θ_m in magnetne upornosti oz. reluktance R_m

$$\phi = \frac{\Theta_m}{R_m} \quad (5.4)$$

kjer je

$$\theta_m = \int \vec{H} d\vec{l} = NI \quad R_m = \sum_i \frac{l_i}{\mu_i A_i} \cong \frac{l}{\mu_0 A} \quad (5.5)$$

Pri tem pri določitvi magnetne napetosti θ_m zanemarimo izhajanje (leakage) magnetne poljske jakosti H. Pri precej poenostavljeni določitvi reluktance R_m upoštevamo le zrak ($\mu_r=1$) ter zanemarimo prispevke zunaj tuljave. Magnetne lastnosti materiala pri tem podaja permeabilnost μ , ki jo pišemo tudi v obliki $\mu = \mu_0 \mu_r$, kjer je μ_0 permeabilnost vakuumu ($\mu_0=4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m) in μ_r relativna permeabilnost materiala (zrak: $\mu_r = 1$).

Induktivnost tuljave L je torej, ob upoštevanju omenjenih poenostavitev ter en(5.2) - en(5.5), podana z izrazom

$$L = \mu_0 \frac{N^2 A}{l} \quad (5.6)$$

Zaradi privzetih predpostavk in poenostavitev induktivnost L po en(5.6) le precej približno opisuje RESNIČNE lastnosti tuljave.

2. Točnejša določitev induktivnosti

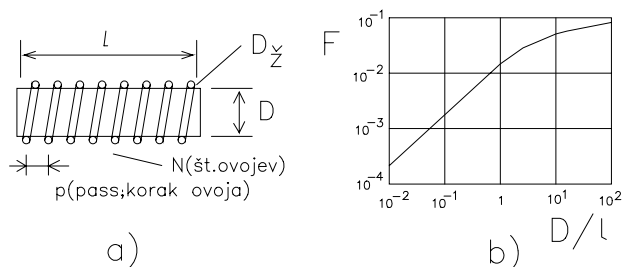
V literaturi najdemo natančnejše vendar zamudnejše izpeljave od prikazane, ki omenjenih poenostavitev ne zagrešijo. V nadaljnjem si bomo pogledali nekaj izrazov, izvirajočih iz teh natančnejših pristopov, za točnejši izračun induktivnosti nekaterih pogostejših tipov tuljav. Vsi podani izrazi bodo dali izračunano induktivnost v [μ H], če so vse dimenzije podane v [cm]!

A. Enoslojne tuljave (Sl 5.3a)

Induktivnost take tuljave lahko izračunamo z izrazi Nagaoke v obliki

$$L = 0.4 F \left(\frac{D}{l} \right) N^2 D \quad L[\mu H], \text{ dimenzije [cm]} \quad (5.7)$$

kjer je F nek geometrijski korekcijski faktor, odvisen od razmerja D/l . Faktor F upošteva, da se pri kratkih tuljavah ($l \ll D$) večji del magnetnega pretoka zaključuje skozi zrak kot pri dolgih tuljavah ($l \gg D$). Faktor F v odvisnosti od razmerja D/l podajajo s tabelami ali diagrami, kot je to prikazano na Sl 5.3b.

SI 5.3 Enoslojna tuljava (a) in korekcijski faktor F (b)

Opisani pristop je torej primeren za določitev induktivnosti poljubne enoslojne tuljave, kratke ali dolge. Poleg tega obstajajo še poenostavljeni izrazi za en ali drug tip tuljave:

1. Dolga enoslojna tuljava ($l > 10D$):

$$L = 0.987 \frac{D^2 N^2}{100l} \quad L [\mu H], \text{ dimenzije [cm]} \quad (5.8)$$

2. Kratka enoslojna tuljava ($l < 10D$):

Obstojajo aproksimativne enačbe za dva karakteristična primera:

$$l > 0.5D \quad L = \frac{D^2 N^2}{44D + 100l} \quad L [\mu H], \text{ dimenzije [cm]} \quad (5.9)$$

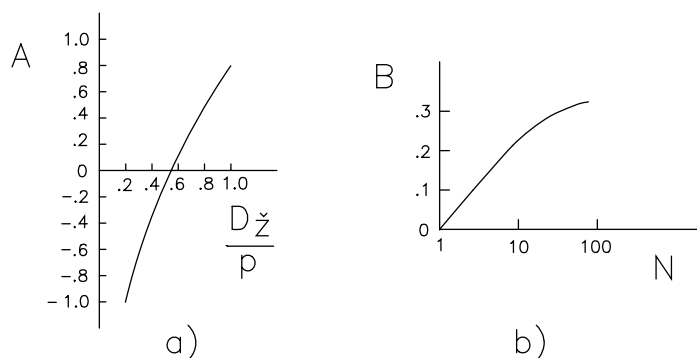
$$l < 0.5D \quad L = \frac{D^2 N^2}{40D + 110l} \quad L [\mu H], \text{ dimenzije [cm]}$$

Upoštevanje koraka pri enoslojni tuljavi

Pri velikem koraku p (pass, SI 5.3a) so ovoji zelo narazen, izhajanje magnetnega pretoka je veliko, kar prinese novo napako v izračunu induktivnosti. To lahko popravimo z ustrezno korekturo tako, da od gornjih vrednosti odštejemo ustrezno zmanjšanje induktivnosti ΔL

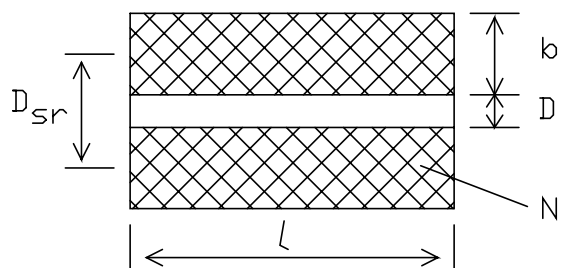
$$\Delta L = 0.628 \frac{ND(A+B)}{100} \quad \Delta L [\mu H], \text{ dimenzije [cm]} \quad (5.10)$$

Vrednosti korekcijskih parametrov A , B lahko odčitamo za dani primer iz diagramov na SI 5.4.

SI 5.4 Korekcijska parametra A , B

B. Večslojne tuljave

Podali bomo tudi poenostavljene izraze za izračun induktivnosti kratkih in dolgih večslojnih tuljav. Struktura večslojne tuljave je prikazana na SI 5.5.



SI 5.5 Struktura večslojne tuljave

Obravnavo večslojnih tuljav običajno razdelimo na dva primera.

1. Kratke večslojne tuljave ($l < D$):

$$L = 78,7 \cdot 10^{-3} \frac{D_{sr}^2 N^2}{3D_{sr} + 9l + 10b} \quad L[\mu H], \text{ dimenzije}[cm] \quad (5.11)$$

2. Dolge večslojne tuljave ($l > D$):

$$L = 10^{-3} \left[\pi^2 \frac{D_{sr}^2 N^2}{l} - \frac{6,27 N^2 D_{sr} b}{l} (0,693 + k) \right] \quad L[\mu H], \text{ dimenzije}[cm] \quad (5.12)$$

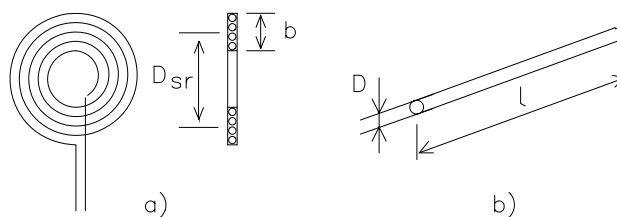
kjer je k korekcijski faktor, odvisen od razmerja l/b . Zvezo med obema parametroma podaja naslednja razpredelnica:

l/b	1	2	4	10	20	30
k	0	0.12	0.21	0.28	0.31	0.32

C. Spiralne tuljave

Spiralna tuljava je prikazana na SI 5.6a. Izraz za induktivnost spiralne tuljave, ki ga bomo podali, je primeren za izračun induktivnosti tako zračnih spiralnih tuljav kot tudi induktivnih spiralnih mikroelektronskih struktur v plastni izvedbi

$$L = 98,5 \cdot 10^{-3} \frac{D_{sr}^2 N^2}{4D_{sr} + 11b} \quad L[\mu H], \text{ dimenzije}[cm] \quad (5.13)$$



SI 5.6 Spiralna tuljava(a) in premi vodnik(b)

D. Premi vodnik

Tudi premi vodnik(SI 5.6b) ima lahko, zlasti pri visokih frekvencah, neko upoštevanja vredno induktivnost. Ta induktivnost, ki nastopi zaradi sklopa vodnika z lastnim magnetnim poljem, je podana z izrazom

$$L = 2 \cdot 10^{-3} l \left[\ln\left(4 \frac{l}{D}\right) - 0.75 \right] \quad L[\mu H], \text{ dimenzije}[cm] \quad (5.14)$$

Induktivnost premega vodnika lahko zmanjšamo, če vzamemo namesto okroglega preseka vodnika trakastega. V tem primeru pri istem toku zaradi daljšega obsega vodnika magnetna poljska jakost H upade in končna posledica je njegova nižja induktivnost.

3. Optimalna dimenzija tuljave

Teoretično in praktično je ugotovljeno, da dobimo optimalne lastnosti tuljave (nizke izgube oz. visoko kvaliteto Q) le pri določenih geometrijskih razmerjih l/D tuljave, ki so odvisna od tipa tuljave. Ta optimalna razmerja l/D podajmo v obliki naslednjih priporočil:

- enoslojne tuljave:
 - $l/D = 0.4 \div 0.6$ (neoklopljena tuljava)
 - $l/D = 0.8 \div 1.2$ (oklopljena tuljava)
- večslojne tuljave:
 - $l/D_i = 0.25 \div 1.0$
 - $l/D_{sr} = 0.3 \div 0.4$
- spiralne tuljave:
 - $b/D_{sr} = 0.4 \div 0.7$

4. Optimalni premer žice

Važno vlogo pri lastnostih tuljave ima tudi pravilen izbor žice. Za enoslojno zračno tuljavo obstoja izraz za optimalni premer žice v obliki

$$D_{\bar{z}opt} = \frac{P}{1.4 \left(1 + 0.1 \frac{l}{D} \right)} \quad (5.15)$$

V splošnem se izbirajo optimalni premeri žic na podlagi izkustvenih predpisov, npr.

- enoslojne tuljave premera 20 ÷ 30mm : $D_{\text{opt}} = 0.2 \div 0.6\text{mm}$
- večslojne tuljave: $D_{\text{opt}} = 0.2 \div 0.3\text{mm}$

5.2.2 RESNIČNE ZRAČNE TULJAVE

5.2.2.1 Uvod

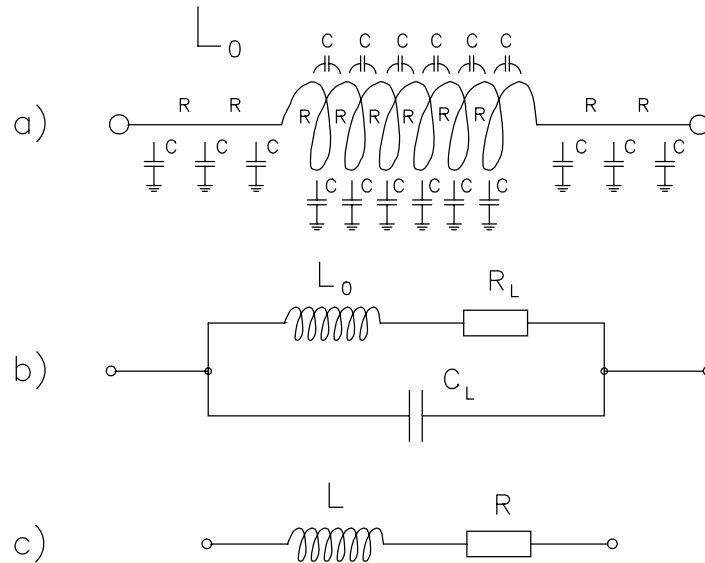
Vsaka resnična tuljava ima poleg svoje osnovne lastnosti, induktivnosti L_0 še parazitne, po strukturi porazdeljene upornosti in kapacitivnosti (Sl 5.7a). Porazdeljene parazitne komponente onemogočajo enostavno obravnavo in jih zato običajno koncentriramo v ustrezne efektivne vrednosti: efektivna parazitna upornost tuljave R_L in efektivna parazitna kapacitivnost tuljave C_L .

Parazitna upornost tuljave R_L ima svoj izvor v ohmskih upornostih navitja, dovodnih žic ter v raznih drugih izgubnih efektih, o katerih bo govora kasneje.

Parazitna kapacitivnost tuljave C_L ima svoj izvor v kapacitivnostih med sosednjimi ovoji navitja, med ovoji navitja in maso, med dovodnimi žicami itd.

Splošno nadomestno vezje resnične tuljave, ki izhaja iz koncentriranih elementov L_0 , R_L , C_L , narišemo lahko v obliki, kot jo prikazuje Sl 5.7b. Ker pa je običajno v praksi vpliv parazitnih kapacitivnosti zanemarljiv, največkrat v nadomestnem vezju kapacitivnost zanemarimo. Lahko pa tudi vključimo vpliv kapacitivnosti v preostala dva elementa L , R .

Običajno nadomestno vezje resnične tuljave zato vsebuje le induktivnost L v seriji s parazitno upornostjo R (Sl 5.7c).



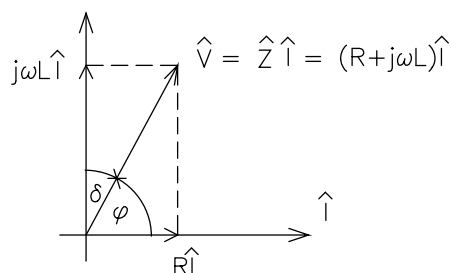
SI 5.7 Porazdeljeni(a) in koncentrirani(b) parazitni elementi resnične tuljave ter običajno nadomestno vezje(c)

5.2.2.2 Impedanca resnične tuljave

Impedanca resnične tuljave, na osnovi nadomestnega vezja na SI 5.7c, je torej

$$Z = R + j\omega L \quad (5.16)$$

Slika kompleksorjev v kompleksni ravnini pri resnični tuljavi prikazuje SI 5.8. Zaradi upornosti tuljave R fazni kot $\hat{\varphi}$ ni več enak $\pi/2$ kot pri idealni tuljavi, ampak zmanjšan za nek kot δ . Kot δ opisuje odstopanje RESNIČNE tuljave od idealne, podaja izgube oz. segrevanje tuljave in ga zato imenujemo tudi izgubni kot δ . Izgubni faktor tuljave, ki je v recipročni zvezi s kvaliteto tuljave Q , je definiran kot tangens izgubnega kota: $\text{tg}\delta = 1/Q$. Tipične vrednosti izgubnega faktorja $\text{tg}\delta$ so pri zračnih tuljavah okrog 10^{-2} oz. kvaliteta okrog 100.



SI 5.8 Slika kompleksorjev v kompleksni ravnini pri resnični tuljavi

5.2.2.3 Frekvenčna odvisnost izgub tuljave

Izgubni faktor $\text{tg} \delta$ je določen z izrazom (Sl 5.8)

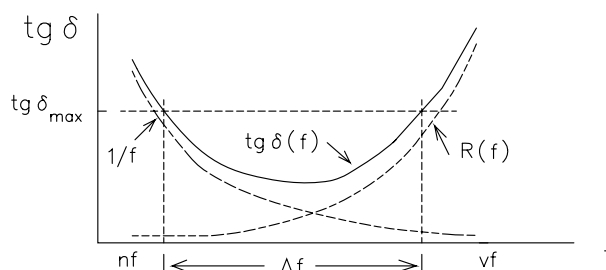
$$\text{tg} \delta = \frac{\text{Re} \hat{Z}}{\text{Im} \hat{Z}} = \frac{R}{\omega L} = \frac{1}{2\pi} \frac{R}{fL} \quad (5.17)$$

Za dobro tuljavo z visoko kvaliteto Q oz. nizkimi izgubami $\text{tg} \delta$ morajo biti pri dani induktivnosti tuljave L efektivne ohmske izgube oz. efektivna ohmska upornost čim manjši.

Pri nizkih frekvencah se parametri L, R še ne spreminjajo in velja kar gornja zveza ($\text{tg} \delta \propto 1/f$, Sl 5.9).

Pri visokih frekvencah L, R nista več konstantna. Kot bomo videli v naslednjem poglavju, zlasti naglo narašča pri visokih frekvencah efektivna ohmska upornost tuljave R . V skladu z gornjo enačbo to pomeni tudi naglo naraščanje izgub tuljave pri visokih frekvencah (Sl 5.9).

Iz karakterističnega poteka izgub s frekvenco vidimo, da ima vsaka tuljava neko frekvenčno področje, v katerem so njene lastnosti optimalne. S primernim projektom tuljave oz. primernim izborom važnejših parametrov kot npr. geometrije tuljave, premera žice itd. je treba zagotoviti, da bo tuljava imela optimalne lastnosti v predpisanem frekvenčnem intervalu delovanja.



Sl 5.9 Frekvenčna odvisnost izgubnega faktorja

5.2.2.4 Efektivna upornost tuljave

Efektivna ohmska upornost tuljave R vsebuje poleg čiste ohmske upornosti navitja R_{Ω} še druge prispevke zaradi različnih izgubnih procesov, ki vsi prispevajo k izgubam oz. segrevanju tuljave: kočni (Skin) efekt R_S , efekt bličine (Proximity) R_P , dielektrične izgube R_D in magnetne izgube R_M . Efektivna upornost tuljave je torej podana z vsoto posameznih izgubnih prispevkov

$$R = R_{\Omega} + R_S + R_P + R_D + R_M \quad (5.18)$$

1 Ohmska upornost navitja

Ohmska upornost navitja je v primeru homogenega uporovnega področja enostavne geometrije, kar je pri običajnih uporih največkrat izpolnjeno, podana z enačbo

$$R_{\Omega} = \rho \frac{l}{A} \quad (5.19)$$

kjer je ρ specifična upornost materiala žice ($1.72 \text{ m}\Omega\text{cm}$ za baker pri sobni temperaturi), l dolžina žice in A presek žice.

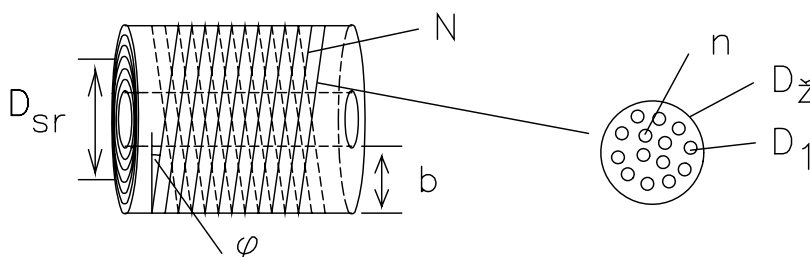
V praksi se pogosto uporabljajo tudi poenostavljeni približni izrazi za hitro ocenitev upornosti nekega navitja (Sl 5.10). V ta namen v gornjo enačbo vstavimo vrednost za specifično upornost bakra pri sobni temperaturi - v primeru drugega materiala ali temperature bo treba torej izraz korigirati z ustreznim faktorjem (razmerjem obeh upornosti ρ_x / ρ_{Cu}). Dolžino žice ocenimo s pomočjo srednjega premera ($l = \pi D_{sr} N$). Kadar je navitje navito pod nekim kotom φ (Sl 5.10), se dolžina poveča še za faktor $1/\cos\varphi$.

V primeru pletenice z n vlakni preseka D_1 namesto zunanjšega preseka pletenice $\pi D_c^2/4$ vzamemo efektivni presek $n\pi D_1^2/4$. Ker so v pletenici vlakna zavita, se zato dolžina l rahlo poveča. Efekt je tem večji, čim večje je število vlaken n . Prirastek dolžine lahko določimo s pomočjo naslednje razpredelnice, kjer faktor a podaja prirastek dolžine žice zaradi omenjenega navijanja vlaken v pletenici pri običajnem navijanju:

n	3	9	28
a	1.02	1.04	1.06

$$R_{\Omega} = 0.68 \frac{D_{sr}}{D_1^2} \frac{N}{n} \frac{a}{\cos\varphi} \frac{l}{\cos\varphi} \quad R_{\Omega} [\mu\Omega], \text{ dimenzije [mm]} \quad (5.20)$$

Tako pridemo do izraza za oceno ohmske upornosti navitja



SI 5.10 Struktura navitja tuljave

2 Kožni efekt

Kožni (skin) efekt je bil že opisan pri uporih. Posledica tega pojava je, da pri visokih frekvencah tok teče predvsem v površinskem sloju prevodnika, notranji deli vodnika kažejo visoko upornost in zato ne sodelujejo pri prevajanju, efektivni presek prevodnika se zmanjša in upornost naraste. Zato je ugodno, če je vodnik za visoke frekvence sestavljen iz večjega števila posameznih tanjših vlaken (pletenica).

Ker efekt raste s frekvenco f in s premerom posameznega vlakna D_1 , je ugodno za nadaljnjo obravnavo vpeljati naslednjo brezdimenzijsko spremenljivko z

$$z = 0.335 D_1 \sqrt{f} \quad D_1 [mm], f [kHz] \quad (5.21)$$

Prirastek upornosti zaradi kočnega efekta R_S je tedaj podan z izrazom

$$R_S = F(z) R_\Omega \quad (5.22)$$

kjer je $F(z)$ faktor, ki podaja povečanje ohmske (nf) upornosti R_Ω zaradi kočnega efekta pri visokih frekvencah. Faktor $F(z)$ podaja Tabela 1.

Tabela 1. Faktorja F in G v odvisnosti od spremenljivke z

z	F	G
0	0	0
2.2	0.1	0.22
5.0	1.0	0.75
16	5.0	2.7
90	30	16

Primer: Premer posameznega vlakna v pletenici je $D_1 = 1\text{mm}$. Pri kateri frekvenci bo zaradi kočnega efekta upornost žice oz. navitja narasla za 10% ?

Rešitev: Prirastek upornosti za 10% pomeni, da je $F = 0.1$. S pomočjo Tabele 1 določimo ustrezno vrednost z in nato frekvenco

$$z = 2.2 = 0.335 D_1 \sqrt{f} \quad (5.23)$$

$$f_{+10\%} = \left(\frac{2.2}{0.335 D_1} \right)^2 = \underline{43\text{kHz}}$$

Podobno bi lahko izvedli enak izračun za npr. 10X tanjšo žico. Ker nastopa premer v enačbi za frekvenco v imenovalcu, takoj uvidimo, da bo v primeru 10X tanjše žice povišanje upornosti za 10% nastopilo pri 100X višji frekvenci, itd.

3 Efekt bližine

Efekt bližine (Proximity Effect) podaja naraščanje upornosti tuljave zaradi vpliva oz. motenja toka v nekem ovoju navitja zaradi magnetnih polj sosednjih ovojev.

Navoji nekega navitja so vedno v medsebojni interakciji: magnetno polje nekega ovoja moti s silo magnetnega polja na gibajoč se električni naboj ($F = qv \times B$) tok v sosednjih ovojih in obratno. To oviranje električnega toka predstavlja dodatno povečanje upornosti navitja in s tem dodatne izgube tuljave, kar opišemo s povečanjem ohmske upornosti R_p .

Efekt raste s frekvenco in z zmanjševanjem premera žice D_z (pri majhnem premeru žice so ovoji bolj skupaj) in za opis pojava ponovno vpeljemo spremenljivko z . Natančnejša obravnava pokaže, da lahko v tem primeru povečanje upornosti R_p zapišemo v obliki

$$R_p = \left(kN \frac{D_z}{D}\right)^2 G(z) R_\Omega \quad (5.24)$$

kjer je z - spremenljivka problema ($z = 0.335 D_z \rho f$)

$G(z)$ - faktor, ki podaja izgube zaradi efekta

bličine (gl. Tabela 1 !)

k - geometrijski faktor, odvisen od razmerja l/D (dolžina/premer tuljave)

Vrednost faktorja k lahko določimo po naslednji razpredelnici:

l/D	0.25	0.50	0.75	1.00	1.25	1.50
k	20	12	8	6	4	3

4 Dielektrične izgube

V vsaki resnični tuljavi so prisotni tudi dielektrični materiali (tuljavnik, izolacija žice itd.) z danimi dielektričnimi lastnostmi (ϵ_r , $\text{tg}\delta$ itd.). Zato se pojavijo, zlasti pri visokih frekvencah, tudi izgube oz. segrevanje tuljave zaradi izgub v prisotnih dielektričnih materialih. Te dielektrične izgube tuljave lahko opišemo z izrazom

$$R_D = 2,5 \cdot 10^{-4} \text{tg}\delta C L^2 f^3 \quad (5.25)$$

kjer je R_D - dielektrične izgube tuljave [Ω]

$\text{tg}\delta$ - izgubni faktor dielektrika

C - parazitna kapacitivnost tuljave [pF]

L - induktivnost tuljave [μH]

f - frekvenca [MHz]

5 Magnetne izgube

Kadar so v tuljavi prisotni tudi magnetno aktivni materiali, se pojavijo zlasti pri visokih frekvencah dodatne izgube oz. segrevanje v teh materialih. Te magnetne izgube tuljave R_M lahko razdelimo v tri prispevke: histerezne, remanentne in vrtnične izgube. Za opis teh izgub vpeljemo ustrezne efektivne upornosti, ki podajajo ustrezne izgube oz. segrevanje tuljave

$$R_M = R_H + R_R + R_V \quad (5.26)$$

V nadaljevanju bomo na kratko podali izraze za opis posameznih izgub.

a) Histerezne izgube so izgube oz. segrevanje zaradi rotacije magnetnih dipolov, ki sledijo izmeničnemu magnetnemu polju. Ta vrsta izgub je zato odvisna od histerezne zanke materiala. Histerezne izgube lahko ocenimo s pomočjo naslednjega izraza

$$R_H[\Omega] = h L H_{\max} f \quad (5.27)$$

kjer je h koeficient histereznih izgub, odvisen od magnetnega materiala (tipično $1 \div 100 \cdot 10^{-3} \text{ cm/A}$), $L[\text{H}]$ induktivnost tuljave, $H[\text{A/cm}]$ amplituda magnetne poljske jakosti in $f[\text{kHz}]$ frekvenca.

b) Remanentne izgube so izgube zaradi zaostajanja oz. faznega premika, ki se pojavi pri visokih frekvencah, ko magnetni dipoli ne morejo več slediti hitrih sprememb magnetnega polja. Remanentne izgube lahko ocenimo s pomočjo naslednjega izraza

$$R_R[\Omega] = r L f \quad (5.28)$$

kjer je r koeficient remanentnih izgub, odvisen od magnetnega materiala (tipično $1 \div 10 \cdot 10^{-3}$, brez dimenzije), $L[\text{H}]$ induktivnost tuljave in $f[\text{kHz}]$ frekvenca.

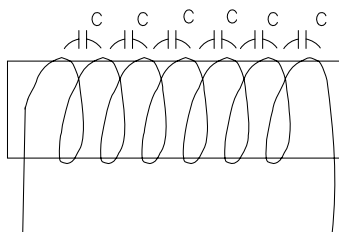
c) Vrtinčne izgube so izgube zaradi vrtinčnih tokov. Zaradi spremenljivega toka in s tem magnetnega polja se v materialu dodatno inducirajo ti. vrtinčni toki (eddy currents), kar predstavlja dodatne izgube oz. segrevanje tuljave. Vrtinčne izgube lahko ocenimo s pomočjo izraza

$$R_V[\Omega] = v L f^2 \quad (5.29)$$

kjer je v koeficient vrtinčnih izgub, odvisen od materiala (tipično $10^{-2} \div 1 \text{ msec}$), $L[\text{H}]$ induktivnost tuljave in $f[\text{kHz}]$ frekvenca.

5.2.2.5 Parazitna kapacitivnost tuljave

Do nastopa parazitnih kapacitivnosti pride vedno, kadar imamo v neki strukturi potencialne razlike med različnimi kovinskimi deli, ki so med seboj ločeni z nekim dielektrikom. Tako situacijo srečamo tudi pri tuljavah, kjer med sosednjimi ovoji, ki so med seboj ločeni z izolacijo, obstojajo določene potencialne razlike (SI 5.11). V prisotnih dielektričnih materialih (tuljavnik, izolacija žice) se zato vzpostavi električno polje in pride do dielektrične polarizacije materiala in nastanka parazitne kapacitivnosti.



SI 5.11 Parazitna kapacitivnost tuljave

Te, v resnici porazdeljene parazitne kapacitivnosti običajno zaradi enostavnosti obravnave združimo oz. koncentriramo v neko efektivno parazitno kapacitivnost tuljave C_L .

Parazitna kapacitivnost tuljave C_L je odvisna od geometrijskih razmer tuljavne strukture in prisotnih dielektričnih materialov. Parazitno kapacitivnost enoslojne tuljave (Sl 5.3) lahko izračunamo z naslednjim izrazom

$$C_L = \frac{\pi D(1 + 0.08\epsilon_r)}{8.3 \log\left[\frac{p}{D_z} + \sqrt{\left(\frac{p}{D_z}\right)^2 - 1}\right]} \quad C_L[\text{pF}], \text{ dimenzije}[\text{cm}] \quad (5.30)$$

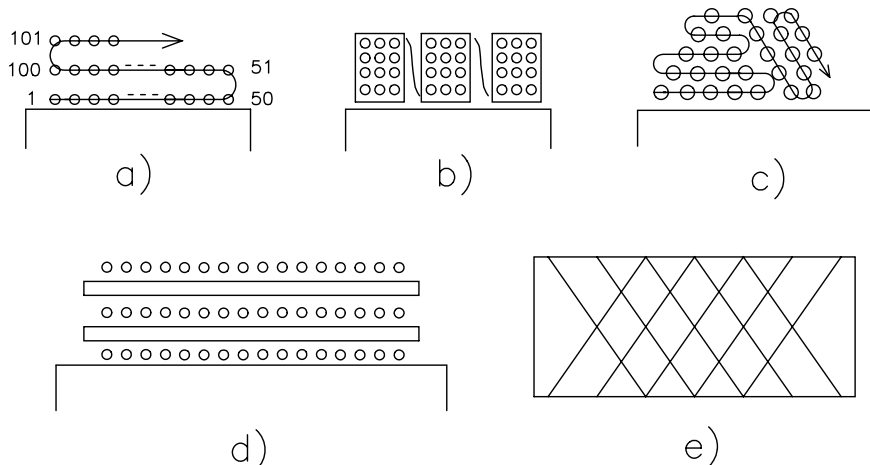
V skladu z gornjo enačbo lahko torej parazitno kapacitivnost tuljave zmanjšamo, če zmanjšamo premer tuljave D , dielektričnost prisotnih dielektričnih materialov ϵ_r , premer žice D_z ali če povečamo korak ovoja p !

Pri večslojnih tuljavah so razmere še mnogo bolj zapletene kot pri enoslojnih in je izračun parazitnih kapacitivnosti težak, zato si običajno pomagamo z meritvijo.

Zmanjševanje parazitnih kapacitivnosti

V praksi lahko s primernimi prijemi pri načrtovanju strukture tuljave parazitno kapacitivnost precej zmanjšamo:

- **izbira dielektričnih materialov:** prisotni dielektrični materiali (tuljavniki, izolacija žic - lak, svila) morajo biti iz dobrih dielektričnih materialov z nizkim ϵ_r , $\text{tg}\delta$!
- **antikapacitivna navijanja tuljave:** vsem tem navijanjem je skupno, da zmanjšujejo električna polja v strukturi (Sl 5.12). Za primerjavo je najprej prikazano običajno navijanje (Sl 5.12a). Ta način ima za posledico visoke kapacitivnosti, ker pridejo skupaj na majhni razdalji (debelina izolacijskega laka) ovoji z veliko potencialno razliko (po velikem številu ovojev). Močna izboljšava tega načina navijanja je segmentno navijanje (Sl 5.12b) ali stoččasto navijanje (Sl 5.12c). Omenimo še očitno močnost z distančniki (Sl 5.12d) ter krično navijanje, kjer se ovoji srečajo na majhni razdalji le v točki kričanja (Sl 5.12e). Zadnji način navijanja ima še to prednost, da je lahko samonosilen in ne potrebujemo tuljavnika.



SI 5.12 Navijanja tuljave: običajno(a), segmentno(b), stočasto(c), z distančniki(d) in krično(e) navijanje

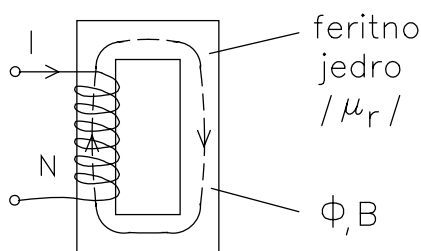
Aplikacije zračnih tuljav

Pred časom so bile zračne tuljave najpogosteje uporabljane v vsem srednjefrekvenčnem področju do 100MHz pa tudi višje. Danes jih nadomeščajo manjše in zato kvalitetnejše tuljave z jedri.

5.3 TULJAVE Z JEDROM

5.3.1 UVOD

Pri tuljavi z jedrom(SI 5.13) vstavimo v navitje in okrog njega magnetno aktivni material tako, da se magnetni fluks v celoti zaključuje po tem materialu. Pokazalo se bo, da ima taka tuljava višjo induktivnost, višjo kvaliteto, višjo temperaturno stabilnost in nižje parazitne komponente R_L , C_L .

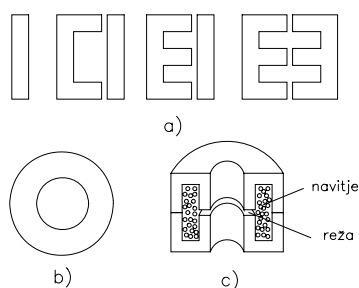


SI 5.13 Tuljava z jedrom

Ustrezni magnetni materiali so največkrat razne keramike na osnovi železovih oksidov, ki jim kratko pravimo **feriti**. Tehnologija izdelave feritnih elementov je zato podobna ostalim keramičnim tehnologijam (gl. pogl. Termistorji!): priprava primerne mešanice kovinskih oksidov ($X\text{Fe}_2\text{O}_4$, kjer je atom X lahko Mg, Cu, Mn ali Ni; ter ZnFe_2O_4), dodajanje veziva, stiskanje paste v kalupe in sintranje.

Po kristalografski zgradbi so feriti polikristaliničen material, torej sestavljeni iz drobnih kristalnih zrn, ki so znotraj posameznega zrna dobro prevodna, meje med posameznimi zrn pa predstavljajo visoke upornosti oz. izolatorske meje. V tej strukturi se skriva eden od razlogov za dobre vf lastnosti teh materialov - vrtničnih tokov v takem materialu praktično ni do zelo visokih frekvenc [MHz] !

Oblike feritnih jeder so raznovrstne, prirejene konkretnim aplikacijam (Sl 5.14).

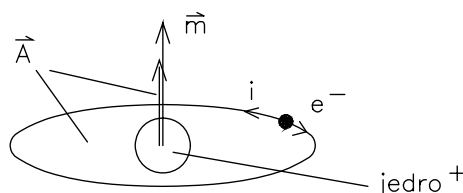


SI 5.14 Struktura feritnih jeder: jedra v obliki črk(a), toroidno jedro(b), feritni lonček(c)

5.3.2 OSNOVNE LASTNOSTI FERITNIH MATERIALOV

V vsaki snovi so vedno, zaradi njene mikroskopske zgradbe, prisotni tudi magnetni dipoli: ko v atomu elektroni krožijo okrog jedra (Sl 5.15), to mikroskopsko gibanje naboja oz. ustrezní električni tok ustvarja nek magnetni dipolni moment

$$\vec{m} = i \vec{A} \quad (5.31)$$



SI 5.15 Magnetni dipolni moment elektrona

V prisotnosti magnetnega polja bo na magnetne dipole deloval nek "urejajoči" navor

$$\vec{\Gamma} = \vec{m} \times \vec{B} \quad (5.32)$$

V nemagnetnih materialih so prispevki teh magnetnih dipolov mikrokompensirani znotraj posameznega atoma ali molekule in magnetnih učinkov navzven ni čutiti. V magnetno aktivnih materialih to ne drži in tak material je sestavljen iz posameznih področij oz. magnetnih domen, znotraj katerih se magnetni dipoli zaradi medsebojnih interakcij uredijo vsi v isto smer (Sl 5.16a). Tudi v tem primeru pa v odsotnosti zunanjega magnetnega polja velja, da so smeri urejenosti posameznih domen zastopane z enako verjetnostjo. To ima za posledico medsebojno kompenzacijo učinka domen in magnetnih vplivov takega materiala navzven ni. Pravimo, da material ni magnetiziran, njegova magnetna polarizacija M (magnetni dipolni moment na enoto volumna) pa enaka nič

$$\vec{M} = \frac{1}{V} \sum_v \vec{m} = 0 \quad (5.33)$$

Če ustvarimo v materialu dovolj visoko magnetno poljsko jakost H , se domene uredijo, magnetni moment celote oz. magnetna polarizacija materiala M ni več enaka nič in s tem se poveča tudi gostota magnetnega fluksa B v materialu. Ker kažejo običajno vsi vektorji v isti smeri, lahko zapišemo enačbe zaradi enostavnosti kar v skalarni obliki

$$B = \mu_0 H + \mu_0 M \quad (5.34)$$

Ker zveza med M in H pri feritnih materialih ni linearna, srečamo gornjo enačbo največkrat zapisano v eni izmed naslednjih oblik

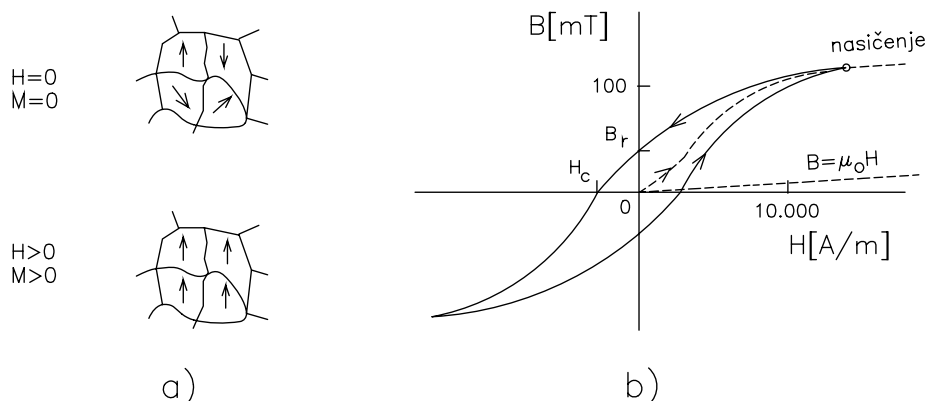
$$B = B(H) = \mu_0 \mu_r(H) H = \mu H \quad (5.35)$$

kjer je relativna permeabilnost μ_r neka nelinearna funkcija magnetne poljske jakosti H .

5.3.3 MAGNETNE ZNAČILNOSTI MAGNETNIH MATERIALOV

Tipična zveza med B in H v magnetnem materialu, imenovana tudi magnetilna krivulja, je prikazana na Sl 5.16b.

Če začnemo z magnetenjem deviškega, nemagnetiziranega materiala, se gibljemo po tako imenovani deviški krivulji, označeni črtkano na Sl 5.16b. V bližini izhodišča je ta krivulja še linearna in razmere reverzibilne, se pravi, da se v primeru zmanjševanja polja vračamo po isti poti. Pri večjih poljih postane deviška krivulja nelinearna, razmere pa ireverzibilne: če se magnetna poljska jakost izmenično spreminja, potuje delovna točka po magnetilni krivulji (polno izvlečena krivulja na Sl 5.16b).



SI 5.16 Urejenost dipolov v magnetnem materialu(a) in magnetilna krivulja(b)

Magnetno poljsko jakost torej lahko postavimo na vrednost $H=0$, pa bo še vedno v materialu obstojala ti. remanentna gostota magnetnega pretoka B_r - material se obnaša kot permanentni magnet. To lahko odpravimo samo z dovolj veliko magnetno poljsko jakostjo v nasprotni smeri, ti. koercitivnim H_c , ko se material razmagnetni ($B=0$).

Površina magnetilne krivulje podaja izgubno energijo magnetenja pri enem ciklu oz. obhodu ΔW_m

$$\Delta W_m = V \int_{V \text{ jedra}} H dB \quad (5.36)$$

kjer je V volumen magnetnega materiala. Magnetne izgube oz. moč segrevanja v magnetnem materialu pri izmeničnih signalih frekvence f je torej

$$P = \Delta W_m f \quad (5.37)$$

Površini magnetilne krivulje pravijo včasih tudi histerezna zanka magnetnega materiala. Glede na velikost histerezne zanke ločimo magnetne materiale na mehke in trde.

Mehki magnetni materiali imajo ozko histerezno zanko majhne površine in so zlasti primerni, kadar želimo predvsem nizke magnetne izgube oz. segrevanje (električni stroji, transformatorji itd.). Trdi magnetni materiali imajo široke histerezne zanke velike površine in so zaradi visokih vrednosti B_r , H_c primerni za izdelavo trajnih magnetov.

5.3.4 ZAČETNA PERMEABILNOST

Pri tuljavah s feritnimi jedri so običajno prisotna relativno šibka polja, zato se magnetni material nahaja v področju pod nasičenjem (SI 5.16b). Za karakterizacijo magnetnih lastnosti je tedaj najprimernejša ti. začetna (initial) permeabilnost feritnega materiala μ_i , ki je definirana kot permeabilnost za majhne vrednosti H

$$\mu_i = \frac{1}{\mu_0} \lim_{H \rightarrow 0} \frac{B}{H} \quad (5.38)$$

Srečamo še druge oblike definicije μ_i , npr. lahko definiramo začetno permeabilnost tudi z odvodom

$$\mu_i = \frac{1}{\mu_0} \frac{dB}{dH} \Big|_{H=0} \quad (5.39)$$

ali pri majhnih izmeničnih signalih tudi z razmerjem kompleksorjev

$$\mu_i = \frac{1}{\mu_0} \frac{B}{H} \Big|_{H=0} \quad (5.40)$$

Začetna permeabilnost μ_i je eden od osnovnih podatkov za dani feritni material. Proizvajalci merijo in podajajo μ_i za svoje feritne materiale, običajno v odvisnosti od temperature in frekvence.

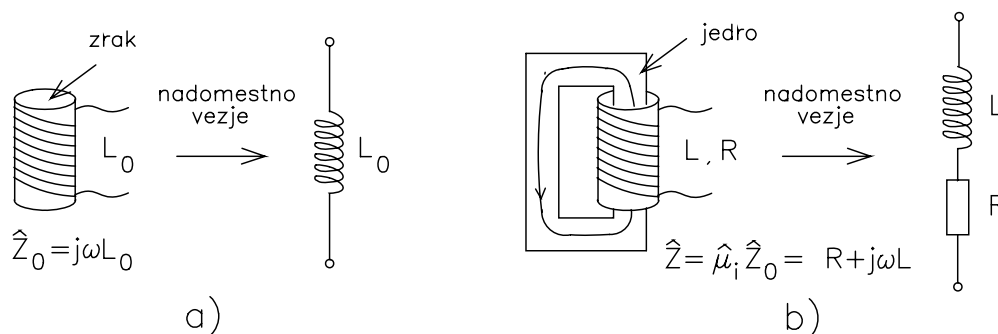
5.3.5 KOMPLEKSNA PERMEABILNOST

Pri višjih frekvencah postane zaradi različnih izgubnih procesov in faznih zakasnitev začetna permeabilnost kompleksnega značaja. Kot se bo izkazalo, realni del kompleksne permeabilnosti podaja povečanje induktivnosti tuljave zaradi dodatka feritnega jedra, imaginarni del pa podaja izgube feritnega jedra.

Kompleksno permeabilnost μ_i zapišemo običajno v naslednji dogovorjeni obliki

$$\mu_i = \mu'_s - j\mu''_s \quad (5.41)$$

Pomen realnega in imaginarnega dela μ'_s oz. μ''_s ugotovimo z obravnavo tuljave brez in z jedrom, kot prikazuje Sl 5.17.



SI 5.17 Razmere pri tuljavi brez jedra(a) in z jedrom(b)

Na Sl 5.17a je prikazana najprej tuljava brez jedra. Veličine za ta primer bomo indeksirali z ničlo, npr. induktivnost je v tem primeru L_0 . Ker se bomo v tem poglavju ukvarjali le z izgubami jedra, bomo ostale izgube tuljave (ohmske itd., gl. pogl.2.2.4!) zaenkrat zanemarili in jih dodali kasneje. Zato sestavlja nadomestno vezje tuljave brez jedra le njena osnovna induktivnost L_0 , (Sl 5.17a). Impedanca Z_0 take tuljave je torej

$$Z_0 = j\omega L_0 \quad (5.42)$$

Na Sl 5.17b je prikazana ista tuljava z jedrom. Zaradi dodatka jedra se poveča induktivnost tuljave, zaradi izgub v jedru pa narastejo izgube tuljave,. Novo, povečano vrednost induktivnosti označimo z L , izgube oz. segrevanje jedra pa opišemo z neko efektivno upornostjo tuljave R . Nadomestno vezje tuljave z jedrom je v tem primeru torej serijska vezava induktivnosti L in efektivne upornosti zaradi izgub v jedru R . Impedanca tuljave z jedrom je tedaj

$$Z = R + j\omega L \quad (5.43)$$

Na tem mestu vpeljemo oz. definiramo kompleksno permeabilnost μ_j kot faktor, ki v celoti podaja spremembo impedance tuljave zaradi dodatka jedra. Zato lahko v skladu z en(5.41) pišemo

$$\begin{aligned} Z &= \mu_j Z_0 \\ &= (\mu'_s - j\mu''_s) j\omega L_0 \end{aligned} \quad (5.44)$$

Primerjava realnih in imaginarnih delov gornjih enačb razkrije pomen realnega in imaginarnega dela kompleksne permeabilnosti

$$\begin{aligned} \mu'_s &= \frac{L}{L_0} \\ \mu''_s &= \frac{R}{\omega L_0} = \frac{R}{\omega L} \mu'_s = \mu'_s \operatorname{tg} \delta \end{aligned} \quad (5.45)$$

Realni del kompleksne permeabilnosti μ'_s torej podaja faktor, za katerega se poveča induktivnost tuljave zaradi dodatka feritnega jedra.

Imaginarni del kompleksne permeabilnosti μ''_s posredno podaja izgubni faktor tuljave $\operatorname{tg} \delta$: pri znani vrednosti kompleksne permeabilnosti je izgubni faktor tuljave $\operatorname{tg} \delta$ oz. kvaliteta tuljave Q podana z izrazom

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{1}{Q} = \frac{\mu''_s}{\mu'_s} \quad (5.46)$$

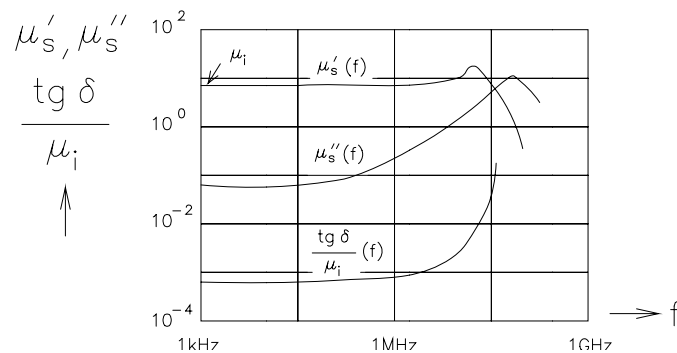
Obratno lahko ob uporabi en(5.45) določimo s podanimi μ'_s , μ''_s lastnosti tuljave zaradi dodatka jedra

$$\begin{aligned} L &= \mu'_s L_0 \\ R &= \mu''_s \omega L_0 \end{aligned} \quad (5.47)$$

5.3.6 NORMALIZIRANE IZGUBE FERITNEGA MATERIALA

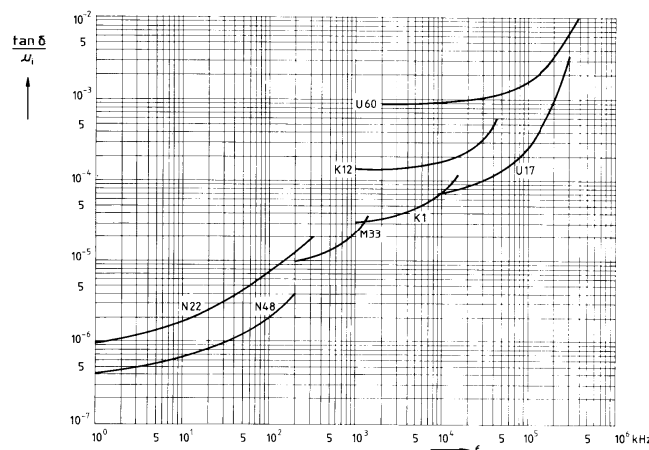
Eden od osnovnih podatkov vsakega feritnega materiala je potek realnega in imaginarnega dela kompleksne permeabilnosti v odvisnosti od frekvence.

Dober feritni material mora imeti veliko začetno permeabilnost μ_i , kar prinese veliko povečanje induktivnosti ter seveda majhne izgube $\tan \delta$! Zato podajajo običajno tovarne zaradi lažje primerjave med različnimi feritnimi materiali kar razmerje $\tan \delta / \mu_i$. Temu razmerju pravimo tudi normalizirane izgube danega feritnega materiala. Frekvenčni potek normaliziranih izgub lahko konstruiramo iz znanih frekvenčnih potekov μ_s' , μ_s'' (SI 5.18) in predstavlja osnovni podatek pri izbiri feritnega materiala.



SI 5.18 Tipičen frekvenčni potek realnega in imaginarnega dela permeabilnosti feritnega materiala ter normalizirane izgube

V priročnikih najdemo običajno diagram normaliziranih izgub $\tan \delta / \mu_i$ za celotno družino feritnih materialov nekega proizvajalca (SI 5.19). Zaradi preglednosti so podane krivulje nekega materiala le v področju, kjer dominira oz. ima od vseh feritnih materialov najnižje normalizirane izgube.



SI 5.19 Diagram normaliziranih izgub za družino feritnih materialov (Siferit/Siemens)

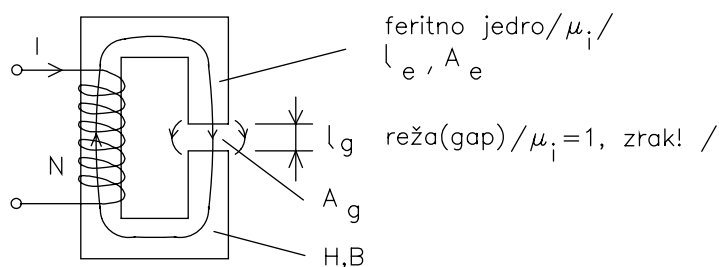
Primer: Izberite najprimernejši feritni material iz družine Siemensovih feritov (SI 5.19) za frekvenčni pas 100kHz - 1MHz !

Rešitev: S pomočjo diagrama normaliziranih izgub na Sl 5.19 ugotovimo, da ima najnižje normalizirane izgube v danem frekvenčnem pasu feritni material z oznako M33 .

5.4 TULJAVE Z JEDROM Z REŽO

5.4.1 UVOD

Mnoga feritna jedra imajo v svoji strukturi zračno režo (gap), kot prikazuje sl.20. To ima za posledico sicer zmanjšanje induktivnosti, vendar, kot bomo videli, prinese tudi izboljšavo nekaterih lastnosti take tuljave (manjši temperaturni koeficient, nižje izgube tuljave).



SI 5.20 Struktura jedra z režo

5.4.2 INDUKTIVNOST TULJAVE Z JEDROM Z REŽO

Magnetni pretok v jedru z režo lahko določimo s pomočjo analogije Ohmovega zakona za magnetiko ($U = I \Sigma R_{\Omega}$ oz. $\theta_m = \phi \Sigma R_m$)

$$\theta_m = \phi \sum_j R_{mj} = NI \quad (5.48)$$

kjer gre vsota magnetnih upornosti oz. reluktanc R_m po zaključeni poti po celotnem jedru, NI pa predstavlja število obkroženih amperovojev.

Če je jedro sestavljeno iz posameznih magnetnih področij konstantnega preseka A , konstantne permeabilnosti μ in dolžine l , lahko pišemo ($R_m = l/\mu A$)

$$\phi = \frac{NI}{\sum_j \frac{l_j}{\mu_j A_j}} \quad (5.49)$$

Proizvajalci največkrat merijo in podajajo za svoja jedra le dva podatka, C_1 in C_2 faktorja jedra, s katerima je jedro v celoti opisano in ki omogočata enotno obravnavo jeder različnih oblik.

Podajmo najprej definiciji za C_1 in C_2 faktor jedra

$$C_1 = \frac{l_e}{A_e} = \sum_j \frac{l_j}{A_j}$$

$$C_2 = \frac{l_e}{A_e^2} = \sum_j \frac{l_j}{A_j^2}$$

kjer je l_e efektivna dolžina jedra, A_e pa njegov efektivni presek. Tretji osnovni parameter jedra, efektivni volumen jedra V_e , je definiran z izrazom

$$V_e = l_e A_e \quad (5.50)$$

Hitro lahko pokažemo, da je jedro s podanima faktorjema C_1 in C_2 jedra že v celoti opisano. Določitev osnovnih parametrov jedra l_e , A_e in V_e je direktna: če C_1 delimo s C_2 , dobimo A_e , nato iz enačbe za C_1 dobimo l_e , V_e pa nato izračunamo po definiciji. Torej

$$A_e = \frac{C_1}{C_2}$$

$$l_e = C_1 A_e = \frac{C_1^2}{C_2} \quad (5.51)$$

$$V_e = l_e A_e = \frac{C_1^3}{C_2^2}$$

S pomočjo zapisanih izrazov lahko izračunamo induktivnost tuljave z jedrom, najprej brez reže. V tem primeru imamo torej opravka le z eno samo permeabilnostjo $\mu_i = \text{const}$, ki jo lahko zato iz vsote reluktanc izpostavimo

$$L = \frac{N\phi}{I} = \frac{N^2}{\sum_j \frac{l_j}{\mu_j A_j}} =$$

$$= \mu_0 \mu_i \frac{N^2}{\sum_j \frac{l_j}{A_j}} = \mu_0 \frac{N^2}{\frac{l_e}{\mu_i A_e}} = \mu_0 \mu_i \frac{N^2}{C_1} \quad (5.52)$$

Induktivnost pri jedru z režo izračunamo podobno, le upoštevati je treba, da imamo sedaj na magnetni poti še zračno režo, kjer je $\mu_i = 1$! Zato razdelimo vsoto reluktanc na dva prispevka, po reži in po preostalem jedru

$$\begin{aligned}
 L &= \frac{N\phi}{I} = \frac{N^2}{\sum_j \frac{l_j}{\mu_j A_j}} = \\
 &= \mu_0 \frac{N^2}{\sum_j \frac{l_j}{\mu_{ij} A_j}} = \mu_0 \frac{N^2}{\frac{l_g}{A_g} + \frac{l_e - l_g}{\mu_i A_e}}
 \end{aligned} \tag{5.53}$$

Jedro z režo pogosto opisujemo formalno na enak način kot jedro brez reže, razlike pa skrijemo v ti. efektivno permeabilnost jedra z režo μ_e . Torej

$$L = \mu_0 \mu_e \frac{N^2}{C_l} \tag{5.54}$$

Primerjava obeh izrazov za induktivnost jedra z režo omogoči izračun efektivne permeabilnosti μ_e

$$\mu_e = \frac{C_l}{\frac{l_g}{A_g} + \frac{l_e - l_g}{\mu_i A_e}} \tag{5.55}$$

Ker je širina reže običajno mnogo manjša od ostalih dimenzij jedra ($l_g \ll l_e$), presek reže pa približno enak preseku jedra ($A_g \sim A_e$), lahko gornji izraz še poenostavimo

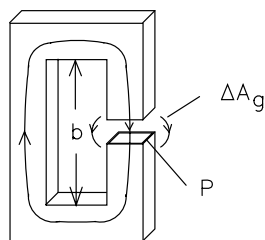
$$\begin{aligned}
 \mu_e &= \frac{\frac{l_e}{A_e}}{\frac{l_g}{A_g} + \frac{l_e}{\mu_i A_e}} = \\
 &= \frac{l_e}{l_e + \mu_i l_g} \mu_i = \frac{1}{1 + \frac{l_g}{l_e} \mu_i} \mu_i
 \end{aligned} \tag{5.56}$$

Kontrola pokaže, da v primeru $l_g \rightarrow 0$ limitira $\mu_e \rightarrow \mu_i$, sicer pa vedno velja $\mu_e < \mu_i$. Efektivna permeabilnost μ_e je torej vedno le manjša od začetne μ_i in to tem bolj, čim širša je reža.

Pri dosedanji obravnavi je bilo zanemarjeno dejstvo, da so v resnici silnice magnetnega polja v reži nekoliko razprte (Sl 5.21) in posledica je večji efektivni presek reže. To povečanje preseka reže ΔA_g , ki ga moramo prišteti geometrijskemu preseku jedra A_g , lahko ocenimo s pomočjo naslednjega izraza

$$\Delta A_g = \left[0.241 + \frac{1}{\pi} \ln\left(\frac{b}{l_g}\right) \right] P l_g \tag{5.57}$$

kjer je (Sl 5.21) A_g geometrijski presek stebra z režo, P njegov obseg, b pa njegova notranja višina.



SI 5.21 Razprtje silnic v reži jedra

5.4.3 FAKTOR INDUKTIVNOSTI

S stališča uporabnika je zaradi hitrejšje in zanesljivejše določitve induktivnosti jedra z režo pri določenem številu ovojev ugodna vpeljava faktorja induktivnosti A_L z enačbo

$$L = A_L N^2 \quad (5.58)$$

Faktor induktivnosti A_L je odvisen od snovno-geometrijskih lastnosti jedra, kot sledi iz primerjave z izpeljanim izrazom za induktivnost

$$A_L = \frac{\mu_0 \mu_e}{\sum \frac{l_j}{A_j}} = \frac{\mu_0 \mu_e}{C_l} \quad (5.59)$$

Faktor induktivnosti A_L predstavlja induktivnost na enoto ovoja. Tovarne podajajo v katalogih za vsak tip jedra (oblika, dimenzije, material, reža) pripadajoči faktor induktivnosti. Proizvajalci običajno na dani feritni lonček enostavno natisnejo številčno vrednost faktorja induktivnosti v dogovorjeni enoti [nH].

S pomočjo podanega faktorja induktivnosti lahko torej takoj določimo za dano jedro potrebno število ovojev N , da bo tuljava imela predpisano induktivnost L

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}} \quad (5.60)$$

Primer: Določite potrebno število ovojev, da bo tuljava imela induktivnost 1000mH ! Na feritnem lončku je zapisana številka 100.

Rešitev: Številka na lončku podaja faktor induktivnosti v [nH]: $A_L = 100 \text{ nH}$! Potrebno število ovojev je torej

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}} = \sqrt{\frac{10^6 \text{ nH}}{100 \text{ nH}}} = \underline{100 \text{ ov.}} \quad (5.61)$$

Včasih je namesto faktorja induktivnosti podan faktor ovojev α , ki predstavlja potrebno število ovojev, da bo tuljava imela induktivnost 1 mH ! Induktivnost je torej v tem primeru določena z izrazom

$$L[mH] = \frac{1}{\alpha^2} N^2 \quad (5.62)$$

Velja tudi obratno, potrebno število ovojev za dano induktivnost je določeno z izrazom

$$N = \alpha \sqrt{L[mH]} \quad (5.63)$$

5.4.4 FAKTOR UPORNOSTI

Analogno faktorju induktivnosti A_L podaja faktor upornosti A_R tuljavnika vrednost ohmske upornosti bakrenega navitja danega tuljavnika na enoto ovoja.

Ohmska upornost tuljave na danem tuljavniku s faktorjem upornosti A_R in številom ovojev N je torej

$$R[\Omega] = A_R N^2 \quad (5.64)$$

Izpeljava izraza za A_R poteka po podobni poti kot je bilo to prikazano pri ocenitvi ohmske upornosti navitja tuljave. Rezultat se glasi

$$A_R = \rho_{Cu} \frac{\pi D_{sr}}{b l k_{Cu} \cos \varphi} \quad (5.65)$$

kjer je k_{Cu} polnilni faktor zaradi neidealne napolnitve tuljavnika z bakreno žico okroglega preseka (tipično 0.5), ostale količine pa imajo enak pomen kot v omenjeni izpeljavi.

Faktor upornosti je v katalogu podana konstanta za določeno vrsto tuljavnika, ki služi za hiter in enostaven izračun ohmske upornosti dane tuljave. Pri projektiranju tuljave ga uporabljamo tudi za hitro določitev maksimalnega dopustnega števila ovojev, da upornost tuljave ni prevelika oz. njena kvaliteta premajhna ($Q = \omega L/R$).

5.4.5 ČASOVNO UPADANJE INDUKTIVNOSTI

Permeabilnost feritnih jeder med dolgotrajnim delovanjem, od trenutka nastanka feritnega materiala v tovarni, počasi toda stalno s časom upada. Posledica tega je tudi časovno upadanje induktivnosti tuljav s jedrom. Vzrok temu pojavu tiči v razureditvi (desakomodaciji) magnetnih dipolov materiala zaradi raznih mehanskih, temperaturnih in drugih vplivov med dolgotrajnim delovanjem.

S poskusi so ugotovili, da po nekem začetnem prehodnem obdobju od nastanka feritnega materiala (tipično $\sim 1^h$) relativna sprememba permeabilnosti $\Delta\mu/\mu$ linearno upada s časom t v logaritmskem merilu (Sl 5.22).

Vrednosti začetne permeabilnosti ob dveh različnih časih $\mu_{i1} > \mu_{i2}$, ki pripadata časoma $t_1 < t_2$, so tedaj povezane z izrazom

$$\frac{\mu_{i1} - \mu_{i2}}{\mu_i} L = d \log \frac{t_2}{t_1} \quad (5.66)$$

kjer je d desakomodacijski koeficient.

1. Jedro brez reže : ker je induktivnost tuljave z jedrom L proporcionalna permeabilnosti jedra, bo tudi induktivnost tuljave podobno upadala s časom. V primeru jedra brez reže, ko je jedro opisano z začetno permeabilnostjo danega feritnega materiala, bo zato časovno upadanje induktivnosti podano kar z enakim izrazom kot prej

$$\frac{L_1 - L_2}{L_1} = d \log \frac{t_2}{t_1} \quad (5.67)$$

2. Jedro z režo : v primeru jedra z zračno režo se izkaže v splošnem, da so zaradi velike stabilnosti kot tudi vplivnosti materiala v reži (zrak!) vsa spreminjanja lastnosti tuljave zreducirajo v razmerju

$$\frac{\mu_e}{\mu_i} \quad (5.68)$$

Zato je časovno upadanje induktivnosti tudi pri jedru z režo podano z gornjo časovno odvisnostjo, le da se zaradi omenjenega stabilizacijskega učinka zraka v reži spremembe induktivnosti zmanjšajo za faktor μ_e/μ_i

$$\frac{L_1 - L_2}{L_1} = \frac{\mu_e}{\mu_i} d \log \frac{t_2}{t_1} \quad (5.69)$$

Gornjo enačbo srečamo pogosto zapisano tudi v obliki

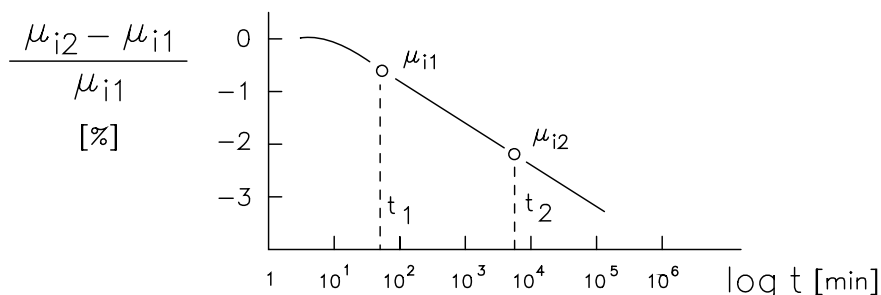
$$\frac{L_1 - L_2}{L_1} = DF \mu_e \log \frac{t_2}{t_1} \quad (5.70)$$

kjer je $D_F = d/\mu_i$ desakomodacijski faktor feritnega materiala. S pomočjo zapisanih enačb lahko hitro ocenimo dolgoročne časovne spremembe oz. upadanje induktivnosti tuljav z jedrom, kot prikazuje naslednji primer.

Primer: Feritni lonček z režo s podatki $\mu_e = 16$, $D_F \sim 350 \cdot 10^{-6}$ je bil dan v obratovanje po času $t_1 = 5$ tednov od nastanka. Za koliko % bo upadla induktivnost tuljave s tem jedrom po času delovanja $t_2 = 10$ let ?

Rešitev: V skladu s podano enačbo izračunamo (10let~500tednov)

$$\frac{\Delta L}{L} = DF \mu_e \log \frac{t_2}{t_1} = 350 \cdot 10^{-6} \cdot 16 \cdot \log \frac{500}{5} \cong 0,011 = \underline{1,1\%} \quad (5.71)$$



SI 5.22 Tipično upadanje permeabilnosti jedra s časom

5.4.6 MAGNETNE IZGUBE PRI JEDRIH Z REŽO

Magnetne izgube feritnega jedra brez reže $\text{tg}\delta$ so bile obravnavane v pogl.3.5. če v tako jedro vpeljemo zračno režo, ki je zelo majhno a zelo vplivno področje v jedru, se bodo izgube takega jedra zaradi nizkih izgub zraka v reži znatno zmanjšale. čim večja je reža, tem večji je ta efekt! Izkaže se, da se izgube jedra z režo pomanjšajo v primerjavi z izgubami jedra brez reže kar v razmerju obeh permeabilnosti

$$\frac{\mu_e}{\mu_i} \quad (5.72)$$

Izgube jedra z režo označimo, v analogiji s permeabilnostjo takega jedra μ_e , kot efektivne izgube v magnetnem materialu jedra z režo $\text{tg}\delta_e$. Zaradi omenjene recipročnosti izgub z velikostjo reže velja naslednja linearna zveza

$$\frac{\text{tg}\delta_e}{\text{tg}\delta} = \frac{\mu_e}{\mu_i} \quad (5.73)$$

kjer je kot običajno μ_i začetna permeabilnost magnetnega materiala oz. jedra brez reže, μ_e pa efektivna permeabilnost jedra z režo.

To zvezo srečamo zapisano včasih tudi v obliki z normaliziranimi izgubami $\text{tg}\delta / \mu_i$

$$\frac{\text{tg}\delta_e}{\mu_e} = \frac{\text{tg}\delta}{\mu_i} \quad (5.74)$$

Izgube jedra z režo $\text{tg}\delta_e$ pri neki frekvenci f torej lahko določimo kar s pomočjo odčitka v diagramu normaliziranih izgub $\text{tg}\delta/\mu_i(f)$ materiala brez reže

$$\text{tg}\delta_e(f) = \left[\frac{\text{tg}\delta}{\mu_i}(f) \right] \mu_e \quad (5.75)$$

Ker je vedno $\mu_e < \mu_i$, se torej zaradi vpeljave reže v nekem jedru izgube vedno le pomanjšajo oz. kvaliteta tuljave Q le naraste !

5.4.7 CELOTNE IZGUBE TULJAVE Z JEDROM Z REŽO

Celotne izgube tuljave $\text{tg}\delta$ oz. njena kvaliteta Q so določeni z vsoto vseh izgubnih prispevkov. Pri tuljavah z jedrom z režo običajno zadostuje, da upoštevamo le dva najvplivnejša člena, ohmske izgube $\text{tg}\delta_\Omega$ zaradi ohmskih upornosti navitja in efektivne izgube feritnega jedra $\text{tg}\delta_e$

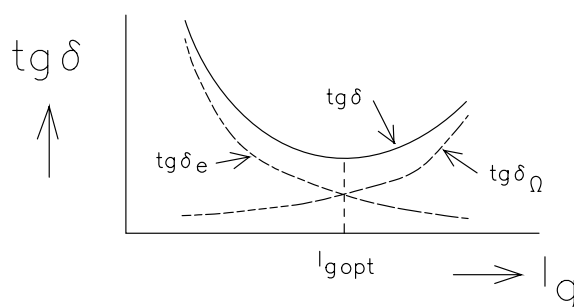
$$\text{tg}\delta = \frac{I}{Q} = \text{tg}\delta_\Omega + \text{tg}\delta_e \quad (5.76)$$

V praksi je važna odvisnost izgub od širine reže in s tem povezana optimalna širina reže za dani primer. Tipično odvisnost izgub tuljave od širine reže prikazuje Sl 5.23.

Ohmske izgube s širino reže rastejo (Sl 5.23), ker moramo zaradi naraščajoče reže in zato upadajoče induktivnosti povečevati število ovojev N , da ohranimo zahtevano induktivnost; večje število ovojev pa pomeni višjo upornost navitja.

Efektivne izgube v feritnem materialu $\text{tg}\delta_e$ pa s širino reže upadajo (Sl 5.23), v skladu z upadanjem efektivne permeabilnosti μ_e , kot je bilo pokazano v prejšnjem poglavju.

Vsota obeh prispevkov, ki tvori celotne izgube, bo pri dani tuljavi najnižja in s tem kvaliteta tuljave najvišja, kadar sta oba prispevka med seboj enaka (Sl 5.23). Ustrezni širini reže pravimo optimalna širina reže $l_{g\text{opt}}$ dane tuljave z jedrom z režo. Pravilen projekt tuljave mora zagotoviti širino reže v bližini optimalne vrednosti !



SI 5.23 Odvisnost izgub tuljave od širine reže

5.4.8 TEMPERATURNI KOEFICIENT INDUKTIVNOSTI

Obravnavo bomo razdelili na dva primera, na primer jedra brez reže in primer jedra z režo.

1. Tuljava z jedrom brez reže

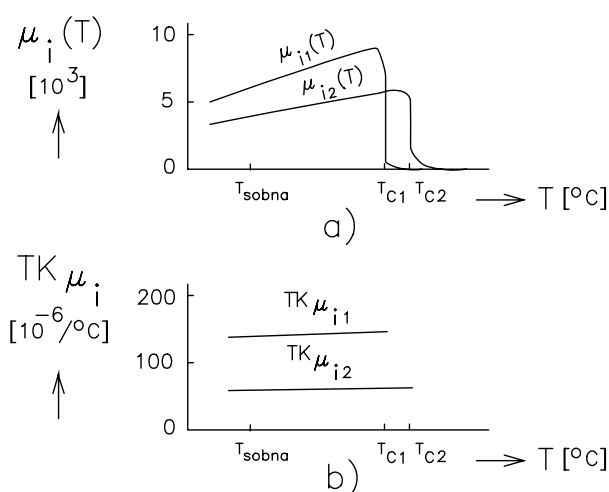
Temperaturna odvisnost induktivnosti tuljave z jedrom brez reže $L(T)$ je določena predvsem s temperaturno odvisnostjo začetne permeabilnosti magnetnega materiala, ostale temperaturne odvisnosti v izrazu za induktivnost so običajno zanemarljive

$$L(T) = \mu_0 \mu_i(T) \frac{N^2}{C_l} = \mu_0 \mu_i(T) \frac{N^2}{\sum \frac{l_j}{A_j}} \quad (5.77)$$

Temperaturni koeficient induktivnosti je tedaj

$$TK_L = \frac{1}{L} \frac{dL}{dT} = \frac{1}{\mu_i} \frac{d\mu_i}{dT} = TK_{\mu_i} \quad (5.78)$$

Na Sl 5.24a je prikazan tipičen temperaturni potek permeabilnosti za dva feritna materiala, na Sl 5.24b pa ustrezni temperaturni koeficienti induktivnosti tuljave z jedrom brez reže.



Sl 5.24 Tipična temperaturna odvisnost permeabilnosti za dva feritna materiala(a) in ustrezni temperaturni koeficienti(b)

2. Tuljava z jedrom z režo

Če vpeljemo v magnetno jedro režo, pride do stabilizacijskega vpliva materiala v reži (zrak), zato se tudi temperaturne spremembe zmanjšajo, kot vedno v razmerju μ_e/μ_i

$$\frac{\alpha_e}{\alpha} = \frac{\mu_e}{\mu_i} \quad (5.79)$$

kjer predstavlja α_e temperaturni koeficient induktivnosti tuljave z jedrom z režo, α pa podobno v primeru jedra brez reže.

Včasih srečamo to zvezo zapisano tudi v ti. normalizirani obliki (TK je normaliziran z μ)

$$\frac{\alpha_e}{\mu_e} = \frac{\alpha}{\mu_i} \quad (5.80)$$

Temperaturni koeficient je torej pri tuljavi z jedrom z režo podan v obliki

$$\alpha_e = \left(\frac{\alpha}{\mu_i} \right) \mu_e \quad (5.81)$$

kjer je (α/μ_i) normalizirani temperaturni koeficient danega magnetnega materiala in predstavlja osnovni temperaturni podatek za dani magnetni material, ki ga proizvajalec meri pri različnih temperaturah in frekvencah ter podaja v katalogu. Tipične vrednosti (α/μ_i) dobrih feritnih materialov so običajno pozitivne, v intervalu $1 \div 100 \cdot 10^{-6}/K$.

Temperaturno spremembo induktivnosti lahko izkoriščamo tudi za temperaturno kompenzacijo. Zaradi omenjenega običajno pozitivnega temperaturnega koeficienta induktivnosti pride to v poštev le v kombinaciji z reaktancami z negativnim temperaturnim koeficientom (npr. kapacitivnost z negativnim TK_C , npr. v resonančnem krogu za stabilizacijo resonančne frekvence).

Končno omenimo še, da režo izkoriščamo tudi za znižanje izgub tuljave oz. zvišanje kvalitete na zahtevano vrednost (več kasneje pri projektiranju tuljave).

5.5 NAČRTOVANJE TULJAVE Z JEDROM Z REŽO

Osnovne zahteve, ki jih mora neka tuljava v danem vezju izpolnjevati, so običajno:

- predpisana vrednost induktivnosti L
- zahtevana minimalna kvaliteta tuljave Q_{\min}
- predpisana maksimalna dopustna vrednost temperaturnega koeficienta induktivnosti α_{\max}
- frekvenčni pas delovanja $[f_{\min}, f_{\max}]$, v katerem mora tuljava izpolnjevati gornje zahteve
- temperaturno področje delovanja $[T_{\min}, T_{\max}]$, v katerem mora tuljava izpolnjevati gornje zahteve

Postopek načrtovanja tuljave z jedrom z režo razdelimo na naslednje osnovne korake:

1. Izbira feritnega materiala

Feritni material izberemo s pomočjo diagrama normaliziranih izgub $\text{tg}\delta/\mu_i(f)$ za družino feritnih materialov danega proizvajalca (Sl 5.19): na osnovi predpisanega frekvenčnega pasu delovanja $[f_{\min}, f_{\max}]$ izberemo iz tega diagrama tisti feritni material, ki ima v predpisanem frekvenčnem pasu najnižje normalizirane izgube. V primeru obstoja več enakovrednih materialov izvajamo nadaljnjo selekcijo na osnovi predpisanih vrednosti Q_{\min} , α_{\max} in seveda tudi cene materiala.

2. Izbira feritnega lončka in morebitne reže

Najprej pregledamo, če sta predpisana Q , α_e lahko izpolnjena z nekim feritnim lončkom iz izbranega feritnega materiala brez reže. Če to gre, izberemo ustrezni lonček brez reže.

Največkrat v praksi predpisana Q , α_e ne moreta biti dosežena brez reže. V tem primeru se odločimo za feritni lonček z režo. Najprej določimo potrebno efektivno permeabilnost lončka μ_e in s tem posredno potrebno režo. Pri tem izkoristimo v poglavju o temperaturnih koeficientih opisano zmanjševanje temperaturnega koeficienta α_e z naraščajočo širino reže, ki jo za sedanje potrebe obrnemo v obliko

$$\mu_e = \frac{\alpha_e}{\left(\frac{\alpha}{\mu_i}\right)} \quad (5.82)$$

kjer je α_e predpisani temperaturni koeficient in (α/μ_i) normalizirani temperaturni koeficient izbranega feritnega materiala, ki ga določimo s pomočjo kataloga proizvajalca. Nato s pomočjo kataloških podatkov za lončke z različnimi režami izberemo tisti lonček, ki ima vrednost μ_e enako ali manjšo od izračunane. Temperaturni koeficient tuljave bo torej enak ali manjši (boljši) od predpisanega.

Iz kataloških podatkov za izbrani lonček z režo zapišemo za kasneje še njegov faktor induktivnosti A_L .

3. Izbira žice

Pravilna izbira žice je zelo važna za lastnosti tuljave in poteka predvsem v odvisnosti od predpisanega frekvenčnega pasu delovanja. V literaturi obstojajo različni napotki za pravilno izbiro žice. Podajmo napotek za izbiro žice po Philipsu:

- **f < 20kHz** : razmere niso kritične, uporabimo lahko navadno monofilno žico s tanko izolacijo
- **20kHz - 200kHz** : javlja se že kočni(skin) efekt, priporočljiva je izbira pletenic(litz), nad 50kHz naj bodo čile tanjše od 70 μm
- **200kHz - 5MHz** : priporočljive so pletenice, čile naj bodo tanjše od 40 μm
- **f > 5MHz** : priporočljiva je zelo tanka monofilna žica in antikapacitivna navijanja

Končno iz ti. litz- tabel za izbrano tuljavno žico odčitamo še celotni premer žice in njeno upornost na enoto dolžine, običajno na 1m, kar označimo z R_{1m} .

4. Določitev števila ovojev in izbira tuljavnika

Iz znanega faktorja induktivnosti A_L določimo število ovojev N , potrebnih za doseg predpisane induktivnosti L

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}} \quad (5.83)$$

Za izbrani lonček pregledamo kataloške podatke za pripadajoče tuljavnike in izberemo tistega, ki lahko sprejme potrebno število ovojev izbrane žice. Iz kataloških podatkov za izbrani tuljavnik odčitamo še dolžino povprečnega ovoja l_N .

Na tem mestu lahko v primeru potrebe iz tabel določimo še ustrezen korekturni faktor za vrednost l_N , ker ta podatek točno velja le za maksimalno število ovojev oz. poln tuljavnik.

5. Določitev ohmske upornosti in kvalitete tuljave

Celotno dolžino žice navitja l_{tot} določimo iz števila ovojev in dolžine povprečnega ovoja. Pri tem v praksi dodamo običajno še ocenjeno dolžino izvodov l_{izv} (tipično 10cm)

$$l_{tot} = Nl_N + 2l_{izv} \quad (5.84)$$

Celotna ohmska upornost navitja R_{tot} je določena z upornostjo žice na enoto dolžine R_{1m} in njeno dolžino l_{tot}

$$R_{tot} = R_{1m} l_{tot} \quad (5.85)$$

Kvaliteta tuljave je določena običajno z ohmskimi izgubami, ostale izgube so večinoma zanemarljive. V tem primeru lahko hitro izračunamo kvaliteto tuljave z izrazom

$$Q = \frac{\omega L}{R_{tot}} \quad (5.86)$$

Če je po en(5.86) določena kvaliteta tuljave višja ali enaka od predpisane, je projekt tuljave uspešno zaključen. Če je izračunana vrednost kvalitete nižja od predpisane, jo je potrebno zvišati, kar storimo najlažje z znižanjem ohmske upornosti navitja R_{tot} . To dosežemo z novim izborom debelejšje žice oz. pletenice z večjim številom čil. Pri tem se lahko izkaže, da nova žica ne gre v izbrani tuljavnik in moramo izbrati večjega. Pri tem se lahko primeri, da novi tuljavnik ne gre v izbrani feritni lonček in je treba vzeti večjega. Nato opisani izračun tuljave ponovimo. V primeru, da je predpis kvalitete tuljave z novim izborom izpolnjen, je projekt tuljave zaključen, sicer postopek ponavljamo do končne izpolnitve predpisa glede kvalitete tuljave.

V primeru, ko je potrebno upoštevati tudi magnetne izgube jedra, je postopek enak le izgube oz. kvaliteta je določena z vsoto ustreznih izgubnih prispevkov

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{I}{Q} = \frac{R}{\omega L} + \operatorname{tg} \delta_e \quad (5.87)$$

5.6 NAČRTOVANJE TRANSFORMATORJEV

5.6.1 UVOD

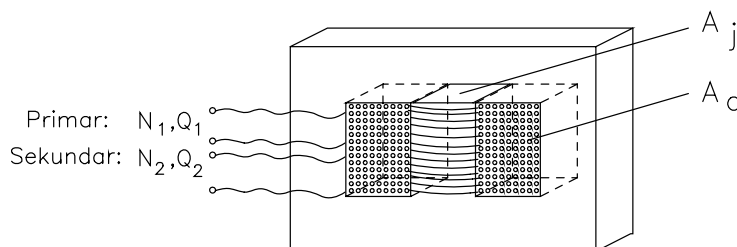
Transformator je sestavljen iz dveh navitij, navitih na skupnem jedru in zato magnetno sklopljenih preko skupnega magnetnega pretoka (SI 5.25).

Lastnosti transformatorja določata zlasti obe navitji ter jedro z danimi snovno-geometrijskimi lastnostmi. Osnovni parametri transformatorja so, v skladu z oznakami na SI 5.25, naslednji:

- geometrijski presek jedra A_j
- geometrijski presek okna A_o
- število ovojev in presek žice vhodnega navitja (primarja) N_1, Q_1
- število ovojev in presek žice izhodnega navitja (sekundarja) N_2, Q_2

Načrtovanje transformatorja mora za zahtevano moč transformatorja določiti optimalne vrednosti osnovnih parametrov. Ogleдали si bomo načrtovanje dveh tipov transformatorjev:

- **omrežni transformator** : v tem primeru je vhodna napetost na primarju sinusna omrežna napetost ($\sim 220\text{V}, 50\text{Hz}$)
- **impulzni transformator** : v tem primeru je vhodna napetost na primarju sestavljena iz periodičnih impulzov



SI 5.25 Osnovni parametri transformatorja

5.6.2 NAČRTOVANJE OMREŽNEGA TRANSFORMATORJA

Izhodišče obravnave je enačba za inducirano napetost $v_i(t)$ v nekem navitju z N ovoji, zaradi časovno spremenljivega magnetnega pretoka Φ skozi to navitje

$$v_i = -N \frac{d\phi}{dt} \quad (5.88)$$

Magnetni pretok je določen z gostoto magnetnega pretoka B in z razpoložljivim oz. efektivnim presekom jedra A_{jef}

$$\phi = B A_{jef} \quad (5.89)$$

Efektivni presek jedra A_{jef} je običajno manjši od geometrijskega preseka jedra A_j , gl. Sl 5.25, ker so jedra zaradi zmanjšanja vrtničnih tokov lamelirana oz. sestavljena iz tankih metalnih plasti, medsebojno izoliranih z dielektričnimi plastmi. To zmanjšanje preseka jedra opišemo s polnilnim faktorjem jedra p_j (tipično $p_j = 0.9$)

$$p_j = \frac{A_{jef}}{A_j} \quad \text{oz.} \quad A_{jef} = p_j A_j \quad (5.90)$$

Ob upoštevanju povedanega lahko izraz za inducirano napetost zapišemo v obliki

$$v_i = - N p_j A_j \frac{dB}{dt} \quad (5.91)$$

V primeru omrežnega transformatorja so na vhodu primarja sinusni signali. Zato se vse časovno odvisne količine, tudi $B(t)$, spreminjajo po tem zakonu in lahko pišemo

$$B = B_M \sin \omega t \quad \text{oz.} \quad \frac{dB}{dt} = \omega B_M \cos \omega t \quad (5.92)$$

kjer je B_M amplituda gostote magnetnega pretoka, ω pa krožna frekvenca vhodnih signalov.

Ob upoštevanju povedanega lahko zapišemo naslednji izraz za inducirano napetost

$$v_i = - N p_j A_j \omega B_M \cos \omega t = - V_M \cos \omega t \quad (5.93)$$

kjer je V_M amplituda inducirane napetosti.

Pri omrežnem transformatorju delamo običajno z efektivnimi vrednostmi, ki so pri sinusnih signalih v enostavni zvezi z amplitudami ($V_{ef} = 1/\sqrt{2} V_M$). Namesto krožne frekvence ω delamo običajno s ponavljalno frekvenco f ($f = 2\pi/\omega$). Ob upoštevanju navedenega lahko zapišemo izraz za efektivno vrednost inducirane napetosti

$$V_{ef1,2} = 4.44 N_{1,2} f B_M p_j A_j \quad (5.94)$$

kjer je N_1 , V_{ef1} število ovojev in efektivna napetost primarja ter N_2 , V_{ef2} število ovojev in efektivna napetost sekundarja.

Kot prikazuje Sl 5.25, navitja zaradi nepopolnega zlaganja žice okroglega preseka, včasih pa še dodatno zaradi premajhnega števila ovojev, praktično nikoli v celoti ne zapolnijo površine okna. To opišemo s polnilnim faktorjem okna p_o , ki je definiran kot razmerje med efektivnim presekom okna A_{oef} - z bakreno žico zasedeni del preseka okna, torej enostavno podan z izrazom $(N_1 Q_1 + N_2 Q_2)$ - in med geometrijskim presekom okna A_o na Sl 5.25

$$p_o = \frac{A_{oef}}{A_o} \quad (5.95)$$

Tipične vrednosti polnilnega faktorja okna p_o se gibljejo pri omrežnih transformatorjih okrog $0.3 \div 0.5$.

Efektivni presek okna torej lahko izrazimo v obliki

$$A_{oef} = p_o A_o = N_1 Q_1 + N_2 Q_2 \quad (5.96)$$

Pri dobro projektiranem transformatorju mora teči v vseh navitjih ista, optimalna efektivna gostota toka j_{ef}

$$j_{ef} = \frac{I_{1ef}}{Q_1} = \frac{I_{2ef}}{Q_2} \quad (5.97)$$

Za kasnejše potrebe iz gornjih enačb izrazimo preseke

$$Q_1 = \frac{I_{ef1}}{j_{ef}}, \quad Q_2 = \frac{I_{ef2}}{j_{ef}} \quad (5.98)$$

Z združitvijo gornjih enačb pridemo do naslednje zveze, ki jo bomo uporabili kasneje

$$j_{ef} p_o A_o = N_1 I_{ef1} + N_2 I_{ef2} \quad (5.99)$$

Pri idealnem transformatorju brez izgub se moč iz primarja P_1 prenaša brez izgub prenaša v moč sekundarja P_2 , zato velja

$$P_1 = I_{ef1} V_{ef1} = P_2 = I_{ef2} V_{ef2} \quad (5.100)$$

Celotna moč transformatorja, ki je definirana kot vsota vseh moči v transformatorju ΣP , je v tem primeru torej

$$\begin{aligned} \Sigma P &= P_1 + P_2 = I_{ef1} V_{ef1} + I_{ef2} V_{ef2} \\ &= 4.44 f B_M p_j A_j (N_1 I_{ef1} + N_2 I_{ef2}) \end{aligned} \quad (5.101)$$

Ob upoštevanju en(5.99) sledi končni izraz za celotno moč transformatorja v odvisnosti od osnovnih parametrov

$$\Sigma P = 4.44 f B_M p_j A_j j_{ef} p_o A_o \quad (5.102)$$

Pri načrtovanju transformatorjev nas običajno zanima rešitev problema v obratni smeri: kakšni so potrebni preseki jedra in okna A_j , A_o v odvisnosti od zahtevane moči transformatorja in ostalih parametrov? V ta namen najprej iz gornje enačbe izrazimo preseke A_j , A_o

$$A_o A_j = \frac{\Sigma P}{4.44 f B_M p_j p_o j_{ef}} \quad (5.103)$$

Ker so dimenzije transformatorskih jeder standardizirane, so preseki A_j , A_o med seboj povezani. Primer takega standardiziranega jedra je prikazan na SI 5.26. Za tako standardizirano obliko jedra hitro ugotovimo naslednje zveze

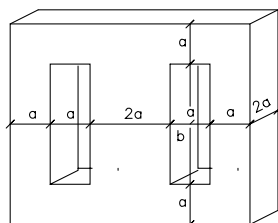
$$\begin{aligned} A_j &= 2a \times 2a = 4a^2 \\ A_o &= a \times 3a = 3a^2 \end{aligned} \quad (5.104)$$

Če delimo enačbi med seboj, ugotovimo naslednjo zvezo med obema presekom pri standardiziranem jedru

$$A_o = \frac{3}{4} A_j \quad (5.105)$$

Če to zvezo upoštevamo v gornji enačbi za preseke, pridemo do končnega izraza za preseke jedra in okna v odvisnosti od moči transformatorja in ostalih parametrov

$$\begin{aligned} A_j &= \sqrt{\frac{\Sigma P}{3.33 f B_M p_j p_o j_{ef}}} \\ A_o &= \frac{3}{4} A_j \end{aligned} \quad (5.106)$$



SI 5.26 Primer standardiziranega jedra ($b = 3a$)

Če vstavimo v en(5.106) tipične vrednosti parametrov, kot jih srečamo pri omrežnem transformatorju ($f = 50\text{Hz}$, $B_M = 1\text{T}$, $p_j = 0.9$, $p_o = 0.3$, $j_{ef} = 2\text{A/mm}^2$), dobimo znane izraze za preseke jedra in okna

$$A_j [\text{cm}^2] = 1.05 \sqrt{\Sigma P [\text{W}]} \cong \sqrt{\Sigma P [\text{W}]} \quad , \quad A_o = \frac{3}{4} A_j \quad (5.107)$$

Določitev potrebnega števila obojev primarja in sekundarja izpeljemo s pomočjo izraza za inducirano napetost

$$N_{1,2} = \frac{V_{ef1,2}}{4.44 f B_M p_j A_j} \quad (5.108)$$

Če vstavimo še omenjene tipične vrednosti za f , B_M in p_j , kot jih srečamo pri omrežnem transformatorju, dobimo končni izraz za število obojev primarja in sekundarja

$$N_{1,2} = 50 \frac{V_{ef1,2} [V]}{A_j [cm^2]} \quad (5.109)$$

Transformator z izgubami

Dosedanja obravnava je predpostavljala idealni transformator brez izgub. Izkaže se, da v resničnem transformatorju z izgubami izpeljane enačbe še vedno dovolj dobro veljajo, le povečati je treba preseke jedra in okna A_j , A_o ter število ovojev sekundarja N_2 !

Kot primer si pogledajmo omrežni transformator z izgubami (Loss, L), pri katerem naj npr. velja $L=10\%=0.10$. Pri takem transformatorju moramo torej zaradi izgub dodatno vložiti na primarju $L=10\%$ moči več, torej $L \cdot P_1 = 0.10 P_1$ več. Celotna moč je tedaj (še vedno velja $P_2 \sim P_1$)

$$\Sigma P = P_1 + LP_1 + P_2 = (2 + L)P_1 = 2.10P_1 \quad (5.110)$$

Celotna moč se torej poveča od $2 P_1$ pri transformatorju brez izgub na $(2+L)P_1$ oz. $2.10 P_1$ pri transformatorju z 10% izgubami. Zato se morajo pri transformatorju z izgubami v skladu z izpeljanimi enačbami povečati tudi preseki A_j , A_o in sicer zaradi korenske odvisnosti presekov od celotne moči v našem primeru $L=10\%$ izgub za faktor $L/4 = 2.5\%$

$$\begin{aligned} A_{j,oL} &= \sqrt{\frac{2+L}{2}} A_{j,o} \cong \left(1 + \frac{L}{4}\right) A_{j,o} \\ &= 1.025 A_{j,o} = \underline{A_{j,o} + 2.5\% A_{j,o}} \end{aligned} \quad (5.111)$$

Praktične izkušnje kažejo, da lahko tudi v primeru resničnega transformatorja z izgubami za izračun števila ovojev primarja uporabimo izpeljani izraz brez sprememb, medtem ko je potrebno zaradi izgub v jedru povečati število ovojev sekundarja tipično za 15%. Število ovojev primarja in sekundarja bomo torej pri resničnem transformatorju računali po naslednjih izrazih

$$\begin{aligned} N_1 &= 50 \frac{V_{ef1} [V]}{A_j [cm^2]} \\ N_2 &= 57.5 \frac{V_{ef2} [V]}{A_j [cm^2]} \end{aligned} \quad (5.112)$$

Optimalni preseki žic

Optimalni preseki žic Q so določeni s tokovno gostoto j_{ef} , ki naj bo zaradi enakomerne obremenitve enaka, in seveda optimalna, v vseh navitjih ! Optimalna tokovna gostota je odvisna od materiala žice in izolacije, od zahtevanih maksimalnih temperatur in frekvenc delovanja, od namembnosti (profesionalne naprave - nižje obremenitve oz. večji varnostni faktor) itd. Tipični interval tokovnih gostot je pri bakrenih žicah $1 \div 4 A/mm^2$, medtem ko so najpogosteje vrednosti v praksi za ta material $2 \div 2.5 A/mm^2$.

Tok skozi vsako navitje je podan ali pa ga lahko hitro izračunamo

$$I_{ef1,2} = \frac{P_{1,2}}{V_{ef1,2}} \quad (5.113)$$

Pri znanem toku in izbrani gostoti toka so preseki žic Q oz. premeri D že določeni

$$Q_{1,2} = \frac{\pi D_{1,2}^2}{4} = \frac{I_{ef1,2}}{j_{ef}} \quad (5.114)$$

$$D_{1,2} = \sqrt{\frac{4 I_{ef1,2}}{\pi j_{ef}}} = 1.13 \sqrt{\frac{I_{ef1,2}}{j_{ef}}}$$

Obstojajo tudi priročniki in tabele, s pomočjo katerih lahko izbiramo premer in ostale podatke žice pri različnih vrednostih efektivne tokovne gostote j_{ef} .

Primer: Izvedite izračun omrežnega transformatorja 220V / 100V, 100mA z 10% izgubami ! Tokovna gostota naj bo $2A/mm^2$.

Rešitev : S pomočjo izpeljanih enačb pišemo

$$\Sigma P = (2 + L) P_1 = 2.1 P_1 \cong 2.1 P_2 = 2.1 I_{ef2} V_{ef2} = \underline{21W}$$

$$A_j = \sqrt{\Sigma P} = \sqrt{21} = \underline{4.58cm^2}$$

$$N_1 = 50 \frac{V_{ef1}}{A_j} = 50 \frac{220}{4.58} = \underline{2400 \text{ ov.}}$$

$$N_2 = 57.5 \frac{V_{ef2}}{A_j} = 57.5 \frac{100}{4.58} = \underline{1255 \text{ ov.}}$$

$$P_2 = I_{ef2} V_{ef2} = \underline{10W}$$

$$P_1 = P_2 + LP_2 = \underline{11W}$$

$$I_{ef1} = \frac{P_1}{V_{ef1}} = \frac{11W}{220V} = \underline{50mA}$$

$$D_1 = 1.13 \sqrt{\frac{I_{ef1}}{j_{ef}}} = 1.13 \sqrt{\frac{50 \cdot 10^{-3}}{2}} \text{ mm} = \underline{0.18mm}$$

$$D_2 = 1.13 \sqrt{\frac{I_{ef2}}{j_{ef}}} = 1.13 \sqrt{\frac{100 \cdot 10^{-3}}{2}} \text{ mm} = \underline{0.25mm} \quad (5.115)$$

5.6.3 NAČRTOVANJE IMPULZNEGA TRANSFORMATORJA

Pri impulznem transformatorju imamo na vходу primarja periodične impulze nesinusne oblike. Ogleдали si bomo primer pravokotnih impulzov (Sl 5.27a), za druge oblike signalov je postopek analogen. Izpeljava je v določenih korakih enaka kot pri omrežnem transformatorju in je tedaj ne bomo ponavljali.

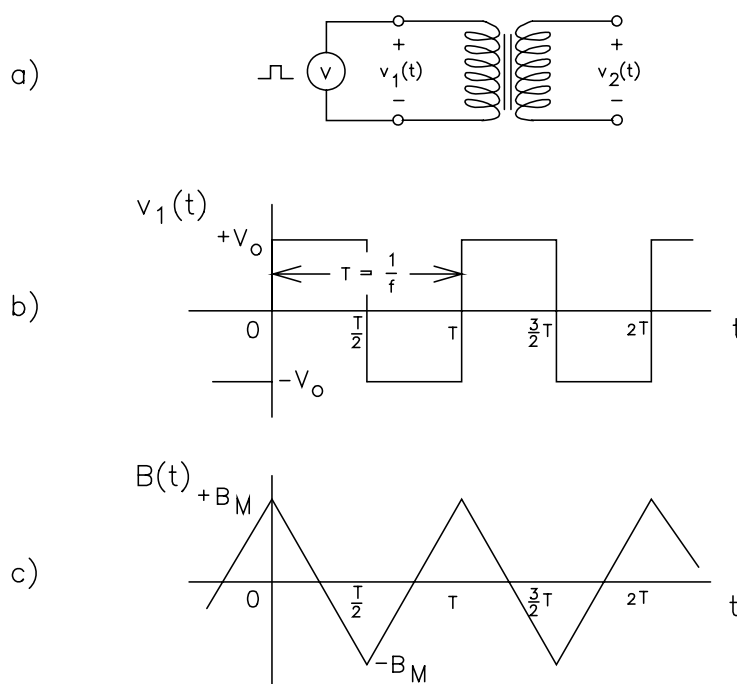
V primeru impulznega transformatorja je potrebno najprej določiti časovni potek gostote magnetnega pretoka $B(t)$. Podobno kot pri omrežnem transformatorju tudi tu velja običajna zveza med napetostjo na navitju in časovnim odvodom gostote magnetnega pretoka

$$v_1(t) = -N \frac{d\phi}{dt} = -N p_j A_j \frac{dB}{dt} \quad (5.116)$$

S pomočjo en(5.116), ob upoštevanju razmer na primarju (Sl 5.27b), lahko izrazimo časovni odvod dB/dt

$$\frac{dB}{dt} = -\frac{v_1(t)}{N_1 p_j A_j} = -\frac{+_{-}V_0}{N_1 p_j A_j} \quad (5.117)$$

Ker ima torej v našem primeru $v_1(t)$ lahko samo vrednosti $\pm V_0$, s pomočjo gornje enačbe ugotovimo, da ima $B(t)$ čagasti časovni potek (Sl 5.27c).



SI 5.27 Razmere na transformatorju(a), časovni potek vhodnih impulzov(b) in gostote magnetnega pretoka(c)

Točen časovni potek $B(t)$ lahko izračunamo s pomočjo integracije gornje enačbe

$$\int_0^t dB = \frac{+V_0}{N_1 p_j A_j} \int_0^t dt \quad (5.118)$$

Na intervalu $[0, T/2]$ ima $v_1(t)$ vrednost $+V_0$ in velja, ob upoštevanju $B(0)=B_M$, kot prikazuje Sl 5.27c

$$B(t) = B_M - \frac{V_0}{N_1 p_j A_j} t \quad (5.119)$$

Za popolno poznavanje časovnega poteka $B(t)$ moramo določiti še amplitudo B_M . To storimo s pomočjo integracije preko intervala $[0, T/2]$ ob upoštevanju simetrije oz. da se pozitivni in negativni prispevki te integracije medsebojno uničijo (Sl 5.27)

$$\begin{aligned} \int_0^{T/2} B(t) dt &= B_M \int_0^{T/2} dt - \frac{V_0}{N_1 p_j A_j} \int_0^{T/2} t dt \\ &= B_M \frac{T}{2} - \frac{V_0}{N_1 p_j A_j} \frac{1}{2} \left(\frac{T}{2}\right)^2 = 0 \end{aligned} \quad (5.120)$$

Če upoštevamo še zvezo med ponavljalno dobo T in ponavljalno frekvenco f ($f = 1/T$) ter en(5.117), lahko pišemo iskani izraz za B_M v obliki

$$B_M = \frac{V_0}{4 N_1 p_j A_j f} = \frac{1}{4 f} \frac{dB}{dt} \quad (5.121)$$

Tako lahko zapišemo izraz za časovni odvod gostote magnetnega pretoka

$$\frac{dB}{dt} = 4 B_M f \quad (5.122)$$

Amplituda gostote magnetnega pretoka B_M je odvisna od lastnosti danega magnetnega materiala jedra - kako visoko ga lahko magnetiziramo, da še ohrani dobre lastnosti (izgube, permeabilnost itd.). Pri običajni transformatorski pločevini znasa tipično $B_M \sim 1T$.

Ker je pri pravokotnih impulzih efektivna vrednost enaka kar amplitudi ($V_{ef} = V_0$), lahko takoj zapišemo izraz za efektivne napetosti. če v enačbi za inducirano napetost upoštevamo izpeljani izraz za dB/dt , dobimo

$$V_{ef1,2} = 4 B_M f p_j A_j N_{1,2} \quad (5.123)$$

Od tu dalje je izpeljava enaka kot pri omrežnem transformatorju in jo zato navajamo v skrajšani obliki. Podobno kot pri omrežnem transformatorju vpeljemo polnilni faktor okna p_o , efektivno gostoto toka itd. Tako pridemo do enakega izraza za celotno moč ΣP

$$\begin{aligned} \Sigma P &= P_1 + P_2 = I_{ef1} V_{ef1} + I_{ef2} V_{ef2} = \\ &= 4 B_M f p_j A_j (N_1 I_{ef1} + N_2 I_{ef2}) = 4 B_M f p_j A_j A_o p_o j_{ef} \end{aligned} \quad (5.124)$$

Običajno nas v praksi zanimajo preseki jedra in okna A_j , A_o v odvisnosti od ostalih parametrov, zato en(5.124) obrnemo

$$A_j A_o = \frac{\Sigma P}{4 B_M f p_j p_o j_{ef}} \quad (5.125)$$

Kot pri omrežnem transformatorju tudi tu vpeljemo standardizirana jedra(Sl 5.26)

$$A_o = \frac{3}{4} A_j \quad \text{oz.} \quad A_j A_o = \frac{3}{4} A_j^2 \quad (5.126)$$

To vodi do končne enačbe za preseke jedra in okna v odvisnosti od moči in ostalih parametrov impulznega transformatorja

$$A_j = \sqrt{\frac{\Sigma P}{3 B_M f p_j p_o j_{ef}}} \quad (5.127)$$

$$A_o = \frac{3}{4} A_j$$

Če vstavimo še tipične vrednosti parametrov, kot jih srečamo pri impulznih transformatorjih ($B_M = 1 \text{ T}$, $p_j = 0.9$, $p_o = 0.3$, $j_{ef} = 2 \text{ A/mm}^2$), dobimo naslednje poenostavljene zveze

$$A_j [\text{cm}^2] = 7.857 \sqrt{\frac{\Sigma P [\text{W}]}{f [\text{Hz}]}} \quad (5.128)$$

$$A_o = \frac{3}{4} A_j$$

Število potrebnih ovojev primarja in sekundarja dobimo iz izrazov za napetosti

$$N_{1,2} = \frac{V_{ef1,2}}{4 B_M f p_j A_j} \quad (5.129)$$

Če vstavimo še tipične vrednosti nastopajočih parametrov, kot je navedeno pri izpeljavi en(5.128), dobimo dalje

$$N_{1,2} = 2770 \frac{V_{ef1,2} [\text{V}]}{f [\text{Hz}] A_j [\text{cm}^2]} \quad (5.130)$$

Tudi korekture zaradi izgub v resničnem impulznem transformatorju ocenimo na enak način kot pri omrežnem transformatorju: iz izgub L enako določimo faktor povečanja presekov jedra in okna za $L/4$, število ovojev primarja pa povečamo za 15% !

REFERENCE

- 1) L.W.Matsch, "CAPACITORS, MAGNETIC CIRCUITS, AND TRANSFORMERS", Prentice-Hall, Englewood Cliffs, USA, 1964.
- 2) O.Zinke, "Widerstände, Kondensatoren, Spulen und ihre Werkstoffe", Springer-Verlag, Berlin, 1965.
- 3) J.Furlan, osebni zapiski
- 4) N.Keršič, "OSNOVE ELEKTROTEHNIKE II", Fakulteta za elektrotehniko, Ljubljana, 1988.
- 5) M.Kaufman, A.H.Seidman, "HANDBOOK for ELECTRONICS ENGINEERING TECHNICIANS", McGraw-Hill, 1984.
- 6) C.A.Harper, "Handbook of Components for Electronics", McGraw-Hill, USA, 1977.
- 7) C.Kittel, "UVOD U FIZIKU čVRSTOG STANJA", Savremena administracija, Beograd, 1970.
- 8) S.Ristič, "ELEKTRONSKE KOMPONENTE - I. DEO", Univerzitet u Nišu, Niš, 1985.
- 9) č.A.Spasojevič, Z.V.Popovič, "ELEKTROTEHNIČKI I ELEKTRONSKI MATERIJALI", Naučna knjiga, Beograd, 1979.
- 10) ISKRA, Tovarna feritnih materialov, "Elvefer mehkomagnetni feriti/Elvefer Soft Magnetic Ferrites, Ljubljana, 1980/81.
- 11) SIEMENS, "Ferrites and Accessories", Data Book, 1990/91.
- 12) SIEMENS, "Ferrites and Accessories for SMD Transformers and Sets", 1989.
- 13) PHILIPS, "Permanent magnet materials", Components and materials Book C16, 1986.
- 14) PHILIPS, "Ferroxcube potcores, square cores & cross cores", Components and materials Book C4, 1986.
- 15) W.M.Flanagan, "HANDBOOK OF TRANSFORMER APPLICATIONS", McGraw-Hill, USA, 1986.
- 16) J.Hess, "What's New in Ferrites", Siemens Components, 4-5, 1991.
- 17) R.M.White, "Special Issue on Magnetics", Proceedings of the IEEE, Vol.78, No.6, 1990.

6 PIEZOELEKTRIČNI ELEMENTI

- 6.1 UVOD
- 6.2 PIEZOELEKTRIČNI EFEKT
- 6.3 KVARČNI KRISTALI
- 6.4 PIEZOKERAMIČNI VZBUJEVALNIKI
- 6.5 ELEMENTI NA POVRŠINSKE ZVOČNE VALOVE

6.1 UVOD

V nekaterih kristalih se pojavijo pod vplivom mehanske obremenitve poleg mehanske deformacije tudi električni dipolni momenti oz. dielektrična polarizacija materiala . Ta pojav imenujemo običajno direktni piezoelektrični efekt. Obstoja tudi obraten pojav, ko se pod vplivom pritiskane napetosti pojavi mehanska deformacija kristala, kar imenujemo inverzni piezoelektrični efekt.

Piezoelektrični elementi pri svojem delovanju izkoriščajo omenjene piezoelektrične efekte. Zato bo v nadaljevanju najprej podana obravnava teh efektov. Nato bodo pregledane še značilnosti nekaterih osnovnih piezoelektričnih elementov.

6.2 PIEZOELEKTRIČNI EFEKT

Ker so pri piezoelektričnih efekti poleg električnih veličin vpletene tudi nekatere veličine s področja mehanike, se v tem primeru ne moremo izogniti nekaterim osnovnim pojmom tega področja.

Mehanska obremenitev oz. pritisk je podana s silo F na dano površino A in jo v mehaniki običajno označimo s črko T (Tension)

$$T = \frac{F}{A} \quad [N / m^2] \quad \text{Equation Section 6(6.1)}$$

Mehanska obremenitev T ima torej enoto $[N/m^2]$, kjer je N simbol za enoto sile (Newton). Po dogovoru velja pri nategu $T > 0$, pri stisku pa $T < 0$.

Mehanska deformacija je definirana kot relativna sprememba dimenzije telesa zaradi mehanske obremenitve in jo označimo običajno s črko S (Strain)

$$S = \frac{\Delta l}{l} \quad (6.2)$$

Po dogovoru je pri nategu deformacija oz. relativni raztezek pozitiven ($S > 0$) in obratno je pri stisku deformacija oz. relativni skrček negativen ($S < 0$).

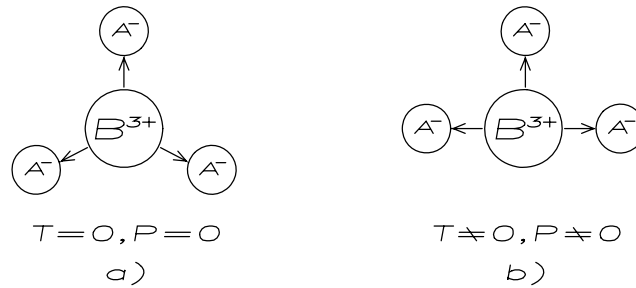
Dokler obremenitve niso prevelike, lahko predpostavimo, da velja med deformacijo S in obremenitvijo T kar linearna zveza (Hookeov zakon)

$$S = s T \quad (6.3)$$

kjer je $s[m^2/N]$ koeficient elastičnosti danega materiala.

Piezoelektrični efekt oz. nastanek električnih dipolov pod vplivom mehanske obremenitve lahko enostavno razložimo z opazovanjem posamezne molekule materiala pri mehanski obremenitvi.

Na Sl 6.1 je prikazana tipična molekula piezoelektričnega materiala, sestavljena iz dveh vrst atomov, A in B , zgradbe B^3+A_3 . Sl 6.1a prikazuje molekulo brez mehanske obremenitve. Zaradi simetrične porazdelitve nabojev v tem primeru centra pozitivnih in negativnih nabojev sovpadata, dipolni moment posamezne molekule in s tem dielektrična polarizacija materiala P v celoti so enaki 0!



SI 6.1 Neobremenjena (a) in obremenjena (b) molekula piezoelektričnega materiala

Na SI 6.1b je prikazana ista molekula v primeru mehanske obremenitve. Zaradi obremenitve se molekule materiala deformirajo, posledica je premik nabojev kot prikazuje SI 6.1b, centra pozitivnih in negativnih nabojev ne sovpadata oz. se razmakneta.

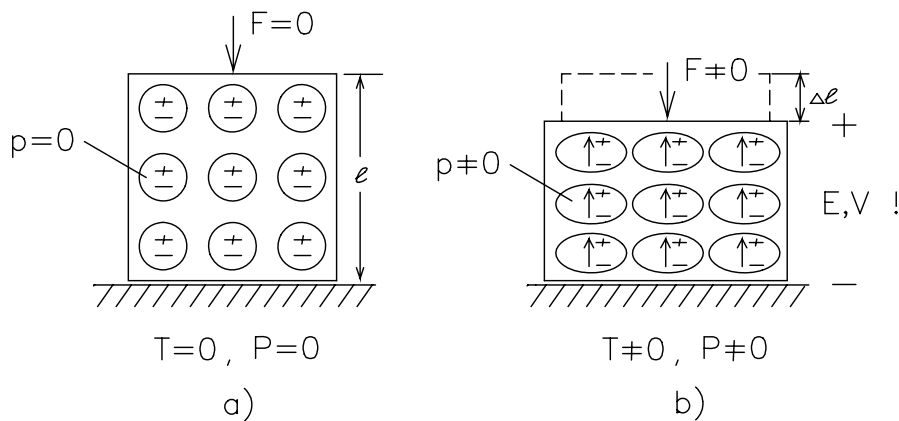
Posledica tega razmika naboja je induciran električni dipolni moment p opazovane molekule

$$p = q l \tag{6.4}$$

Posledica nastanka dipolnih momentov v dielektričnem materialu je dielektrična polarizacija. Dielektrična polarizacija materiala P je določena s prispevkom vseh dipolov po obravnavanem volumnu V oz. je po dogovoru enostavno vektorska vsota vseh dipolnih momentov, deljena z volumnom obravnavanega materiala

$$P = \frac{1}{V} \sum p_i \tag{6.5}$$

Kot posledica dielektrične polarizacije materiala se pojavi v kristalu, kot prikazuje SI 6.2, v obremenjenem piezoelektričnem materialu tudi električno polje E in s tem električna napetost V med zgornjo in spodnjo površino !



SI 6.2 Razmere v neobremenjenem(a) in obremenjenem(b) piezoelektričnem materialu

Pri dovolj majhnih obremenitvah je zveza med dielektrično polarizacijo P in mehansko obremenitvijo T linearna

$$P = d T \tag{6.6}$$

kjer je $d[\mu\text{m}/\text{V}]$ piezoelektrična napetostna konstanta, ki podaja, kolikšna napetost $V[\text{V}]$ se pojavi na danem materialu pri deformaciji za $1\mu\text{m}$.

Električno polje v piezoelektričnem materialu v splošnem primeru tako električne (εE) kot omenjene mehanske (P) dielektrične polarizacije določimo iz izraza za gostoto električnega polja D ob upoštevanju obeh prispevkov

$$D = \varepsilon E + d T \quad (6.7)$$

Električno polje v piezoelektričnem materialu je torej podano z izrazom

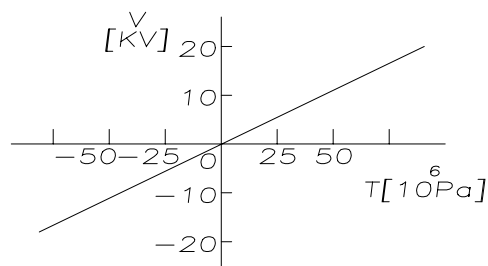
$$\begin{aligned} E &= -\frac{d}{\varepsilon} T + \frac{1}{\varepsilon} D \\ &= -g T + \frac{1}{\varepsilon} D \end{aligned} \quad (6.8)$$

kjer smo vpeljali piezoelektrično konstanto naboja $g = d/\varepsilon [\mu\text{m}^2/\text{As}]$. Konstanta g podaja ploskovni naboj, ki se pojavi zaradi obremenitve.

Napetost V , ki se pojavi na piezoelektričnem materialu kot posledica mehanske obremenitve, je pri znanem električnem polju E in debelini materiala l določena z enostavnim izrazom

$$V = E l \quad (6.9)$$

Diagram na Sl 6.3 podaja napetost na nekem piezoelektričnem materialu v odvisnosti od mehanske obremenitve. Zanimivo je, da imajo lahko nastopajoče napetosti zelo visoke vrednosti. Opazimo tudi, da pride pri prehodu od natezne obremenitve ($T > 0$) na tlačno oz. stisk ($T < 0$) do spremembe predznaka inducirane napetosti.



Sl 6.3 Napetost na piezoelektričnem kristalu v odvisnosti od mehanske obremenitve

Obstoja tudi obratni (inverzni) piezoelektrični efekt: če pritisnemo na piezoelektrični kristal električno polje, se zaradi električnih sil na naboje v materialu ($F = q E$) le-ta deformira! Tudi v tem primeru velja, da je pri majhnih deformacijah zveza med deformacijo zaradi električnega polja S_E in poljem E linearna

$$S_E = d E \quad (6.10)$$

kjer je d že znana piezoelektrična konstanta.

V splošnem imamo lahko poleg te deformacije prisotno še deformacijo zaradi mehanske napetosti, ki jo opisuje že omenjeni Hookeov zakon ($S_T = s T$). Deformacijo piezoelektričnega kristala S lahko v splošnem zapišemo torej kot vsoto obeh prispevkov

$$S = d E + s T \quad (6.11)$$

Tipična vrednost maksimalnih deformacij pri teh materialih, ki jo lahko dosežemo pri velikih enosmernih električnih poljih ($E \sim 500 \text{ V/mm}$), znaša $S_E = \Delta l/l = 10^{-4}$ oz. 0.1%. Pri izmeničnih razmerah lahko v resonanci dobimo še znatno višje vrednosti deformacije kristala.

Opisane zveze med mehansko inducirano električno napetostjo na piezoelektričnem kristalu ter pripadajočo mehansko deformacijo kristala, torej direktni ali indirektni piezoelektrični efekt, so našle številne zanimive aplikacije v različnih področjih elektronike in senzorike.

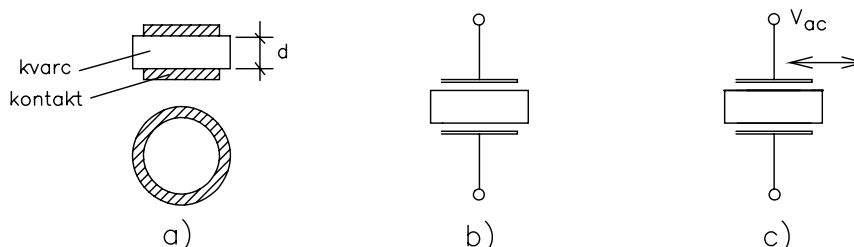
6.3 KVARČNI KRISTALI

Kot pove že ime, so ti elementi izdelani iz materiala kvarca, torej po kemijski zgradbi iz silicijevega dioksida SiO_2 . To je izredno stabilen material glede na razne vplive kot npr. čas, temperatura, električno polje itd.

Osnovna lastnost teh piezoelektričnih kristalov je, da pri vzbujanju z neko izmenično napetostjo v bližini resonančne frekvence mehansko nihajo z izredno stabilno frekvenco.

Po strukturi so kvarčni kristali izdelani običajno v obliki ploščic z vakuumsko nanešenimi tankoplastnimi elektrodami (SI 6.4a). Elementi so hermetično zaščiteni pred vplivi okolice s tem, da so zaprti v metalno ali stekleno ohišje. Električni simbol kvarca prikazuje SI 6.4b.

Osnovna aplikacija kvarčnega kristala, ki mu pogosto v praksi pravimo krajše kar kvarc ali kristal, je v oscilatorjih kot vzbujevalni element nihanja z izredno stalno frekvenco, ki je neodvisna od različnih vedno prisotnih zunanjih vplivov (npr. spremembe temperature, vlage, električne in druge motnje, časa itd.). Poleg tega jih najdemo tudi v raznih drugih elektronskih vezjih (filtri, merilniki temperature itd.).



SI 6.4 Struktura kvarčnega kristala(a), električni simbol(b) in strižno nihanje kristala(c)

Pri vseh teh aplikacijah izkoriščamo dejstvo, da je kvarc piezoelektrični material : če pritisnemo med elektrodi kvarčnega kristala neko električno napetost, se kristal mehansko deformira, in obratno . Pri tem gre običajno za strižne deformacije oz. nihanja (SI 6.4c).

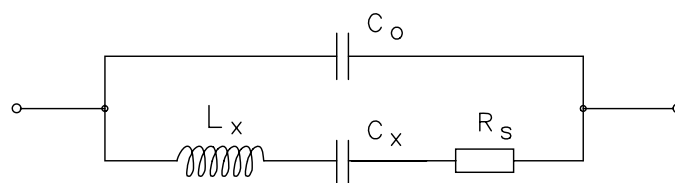
Če vzbujamo kristal z neko izmenično napetostjo, se izkaže, da bo kristal najintenzivneje nihal s ti. lastno oz. resonančno frekvenco kristala f_{res} . Ta je določena pri danem kristalu z njegovimi snovno-geometrijskimi lastnostmi, zlasti z debelino ploščice d , velja sorazmerje

$$f_{res} \propto \frac{1}{d} \quad (6.12)$$

Drugi pomembni faktor kristala je njegova kristalografska orientacija oz. kristalografski rez (cut), s katerim je bila ploščica izrezana iz osnovnega materiala. Obstaja več rezov, pri generatorjih nihanja je npr. v uporabi ti. AT rez, za katerega je značilno, da so temperaturne spremembe resonančne frekvence zanemarljive oz. minimalne. V aplikacijah, pri katerih nastopa kristal kot senzor temperature, ki jo registriramo kot spremembo frekvence, so v uporabi drugi rezi, pri katerih je temperaturni koeficient resonančne frekvence maksimalen.

Osnovne (fundamentalne) resonančne frekvence kvarčnih kristalov so tipično od 1kHz pa do 20MHz . Kristali bi bili za višje frekvenčno področje v skladu z omenjeno odvisnostjo frekvence od debeline ploščice že pretanki in bi bili mehansko neobstojni. Zato se pri višjih frekvencah do 200MHz uporabljajo debelejši kristali pri višjih harmonskih frekvencah, ki so mnogokratniki osnovne frekvence (3., 5., 7. ali 9.).

Nadomestno vezje kvarčnega kristala v bližini resonančne frekvence prikazuje SI 6.5. Paralelna kapacitivnost C_0 je določena z elektrodama in debelino ploščice ($C_0 = \epsilon A/d$). Odvisna je tudi od kristalografskega reza ploščice. Tipične vrednosti C_0 so $3 \div 15\text{pF}$. Elementi v serijski veji L_x , C_x , R_s se imenujejo tudi gibalni (motional) elementi kristala in služijo za dober opis frekvenčnih lastnosti. V splošnem sta L_x in C_x funkciji frekvence. Serijska upornost R_s v splošnem upada s frekvenco npr. za tipičen kristal : $200\text{k}\Omega$ pri 1kHz, $1\text{k}\Omega$ pri 100kHz in 10Ω pri 20MHz .



SI 6.5 Nadomestno vezje kvarčnega kristala v bližini resonance

Analiza nadomestnega vezja pokaže, da ima kvarc dve resonančni frekvenci, pri katerih ima absolutna impedanca ekstrem : resonančno frekvenco f_r in antiresonančno frekvenco f_a .

Resonančna frekvenca f_r , ki jo imenujemo tudi serijska resonančna frekvenca ali nizkoimpedančna (low impedance) resonančna frekvenca, je tista frekvenca, pri kateri ima kristal minimum absolutne impedance in je primerna za oscilatorje.

Pri predpostavki $R_s \ll 1/\omega C_0$, ki je običajno dobro izpolnjena, velja

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_x C_x}}$$

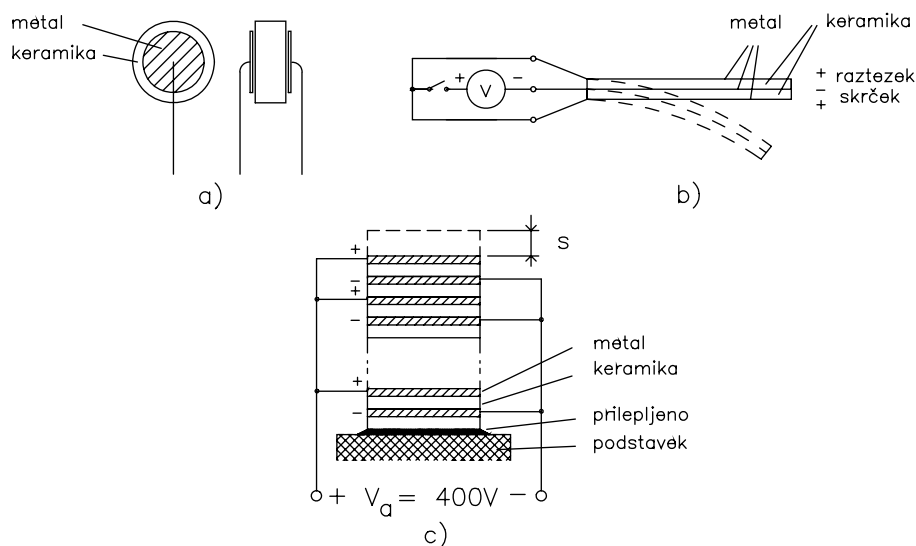
$$f_a = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_x \frac{C_x C_0}{C_x + C_0}}} \quad (6.13)$$

Ker je običajno dobro izpolnjen tudi pogoj $C_0 \gg C_x$, hitro ugotovimo, da sta običajno obe resonančni frekvenci zelo blizu skupaj in da je resonančna frekvenca f_r nižja od obeh ($f_r < f_a$)

6.4 PIEZOKERAMIČNI VZBUJEVALNIKI

Piezokeramični vzbujevalniki ali aktuatorji so elementi, pri katerih s pomočjo piezoelektrnega učinka dosežemo pretvorbo električne energije v mehansko, ali obratno.

Struktura elementa je običajno ploščica piezoelektrnega materiala okrogle ali pravokotne geometrije, z nanešenimi Ni ali Ag kontakti, na katere lahko tudi sami prispajkamo potrebne dovode (Sl 6.6a). Pri tem je treba strogo upoštevati morebitna navodila proizvajalca glede sestave spajke, saj trše spajke pomenijo višje temperature spajkanja, kar bi morda lahko povzročilo uničenje elementa. Za ojačitev efekta vzbujanja se lahko več vzporedno več elementov hkrati!



SI 6.6 Struktura piezoelektrnega vzbujevalnika(a), uklonski element(b) in močnostni vzbujevalnik(c)

V praksi srečamo mnogovrstne uporabe teh elementov. V nadaljevanju si bomo pogledali nekaj tipičnih aplikacij.

1. Uklonski elementi

Drugo ime za te elemente je bimorf (bimorph, flexure element). S pomočjo pritisnjene napetosti povzročimo uklon elementa. Na Sl 6.6b je prikazana izvedba za večje pomike z dvema ploščama, ki sta vezani paralelno. Pri obratu polaritete pride do uklona na nasprotno stran. Za majhne moči se uporabljajo palice, za večje moči pa širše plošče piezokeramičnega materiala.

2. Močnostni vzbujevalniki

Ti elementi (Sl 6.6c) pretvarjajo priključeno električno napetost oz. energijo v mehansko silo. Po strukturi so to izmenjujoče se naložene piezokeramične ploščice in bakrene folije, medsebojno zlegirane ali zlepljene ter kontaktirane kot prikazuje slika. Pri taki strukturi pride aplicirana napetost V_a na vsako ploščico, s tem je električno polje in zato piezoeffekt N -krat močnejši kot v primeru nelamelirane strukture.

3. Pretvorniki (ultra)zvočnega nihanja

Na osnovi piezoelektričnega efekta delujejo tudi razni pretvorniki zvočnega in ultrazvočnega (UZ) nihanja. Obstojajo tako izvori (zvočniki, UZ generatorji itd.) kot detektorji (mikrofoni, merilniki sil, pospeškov itd.) zvočnega in ultrazvočnega nihanja.

4. Visokonapetostni generatorji

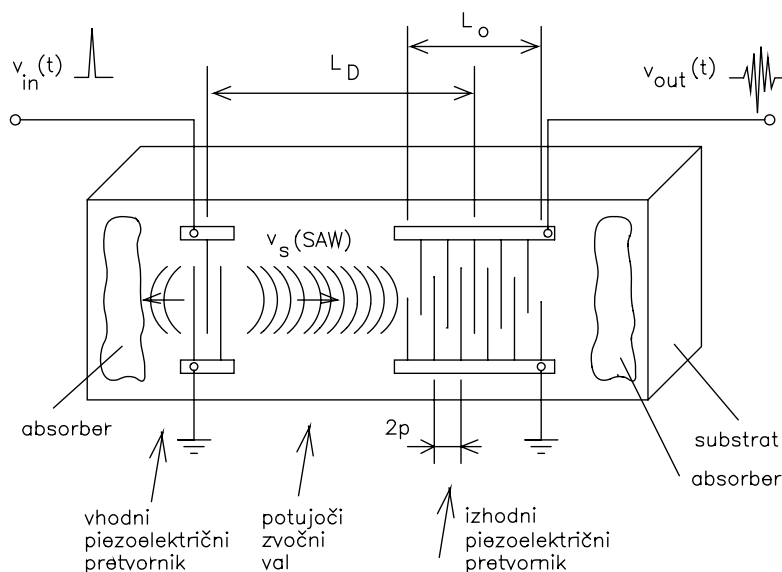
Tu se mehanski pritisk pretvori v visoko napetost. Uporabljajo se zlasti kot dajalci iskre za vžig pri plinskih štedilnikih in vžigalnikih itd.

Poleg naštetih srečamo še številne druge aplikacije, saj ti elementi igrajo bistveno vlogo tudi pri nekaterih izvedbah stikal, pri ink jet printerjih, senzorjih majhnih pomikov, merilnikih pretoka itd.

6.5 ELEMENTI NA POVRŠINSKE ZVOČNE VALOVE

Elementi na površinske zvočne valove so znani tudi pod krajšim imenom SAW (Surface Acoustic Wave) elementi. Vse več se ti elementi v zadnjem času uporabljajo za izdelavo odličnih (velik Q) zakasnilnih linij, filtrov, oscilatorjev itd. v radiotehniki in TV tehniki, telekomunikacijah pri zelo visokih frekvencah nad 5 MHz vse do nekaj GHz.

Tipična struktura teh elementov je prikazana na Sl 6.7. Substrat je ploščica primerne piezoelektričnega kristala, npr. litijev niobat LiNbO_3 . Na površini substrata se nahajajo vakuumsko nanešene tankoplastne metalne elektode, običajno aluminij Al. Površinska topologija elektrod (število prstov, razdalje med njimi itd.) v največji meri določa električne lastnosti danega SAW vezja.



SI 6.7 SAW zakasnilna linija

Princip delovanja SAW elementov je osnovan na izkoriščanju piezoelektričnih efektov pri generaciji, razširjanju in detekciji površinskih zvočnih valov v materialu.

Električni vhodni signal, pritisnjen na vhodni piezoelektrični pretvornik (transducer), povzroči ustrezna mehanska nihanja kristala in s tem emisijo površinskih zvočnih valov. Ti potujejo skozi kristal, pridejo primerno preoblikovani do izhodnega pretvornika, ki jih z obratnim piezoelektričnim efektom ponovno pretvori v električne, izhodne signale.

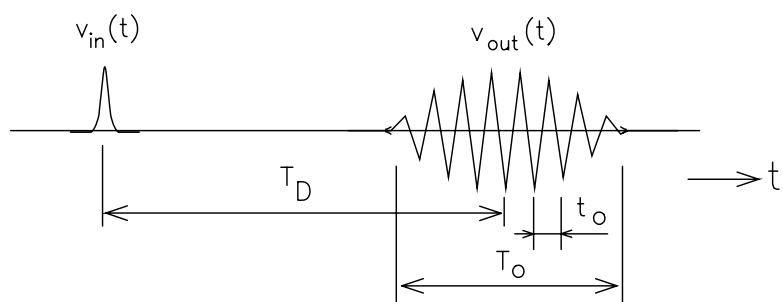
Primer takega SAW vezja, zakasnilne linije, prikazuje SI 6.7. Vzbujevano zvočno valovanje se razširja v danem materialu z zvočno hitrostjo (sound velocity, v_s) tega materiala, ki znaša tipično $v_s \sim 3000\text{m/s}$. Zato je zakasnitev izhodnega signala T_D , v skladu z oznakami na SI 6.7 in SI 6.8, podana z enostavnim izrazom

$$T_D = \frac{L_D}{v_s} \quad (6.14)$$

Podrobnejša analiza pokaže, da geometrija elektrod določa tudi druge lastnosti zakasnilne linije, npr. v skladu z oznakami na SI 6.8

$$\begin{aligned} T_0 &= \frac{L_0}{v_s} \\ t_0 &= \frac{2p}{v_s} \end{aligned} \quad (6.15)$$

Na osnovi teh zakonitosti so podobno izvedeni tudi drugi SAW elementi in vezja (npr. filtri, resonatorji oz. oscilatorji itd.).



SI 6.8 Oblika vhodnih in izhodnih signalov SAW zakasnilne linije

REFERENCE

- 1) PHILIPS, "Piezoelectric ceramics", Components and materials Book C19, 1986.
- 2) C.Kittel, "UVOD U FIZIKU čVRSTOG STANJA", Savremena administracija, Beograd, 1970.
- 3) PHILIPS, "Piezoelectric quartz devices", Components and materials Book C19, 1986.
- 4) Matthys, "Crystall Oscillator Circuits", (Bostjan)
- 5) M.Kaufman, A.H.Seidman, "HANDBOOK for ELECTRONICS ENGINEERING TEHNICIANS", McGraw-Hill, USA, 1984.
- 6) Jordan, "Reference Data for ...", (Bostjan)
- 7) SIEMENS, "Surface Acoustic Wave Filters for CCIR Multi-Standard IF Concepts", 1987/88.
- 8) PHILIPS, "Surface acoustic wave devices", Data handbook, Book S12, 1984.

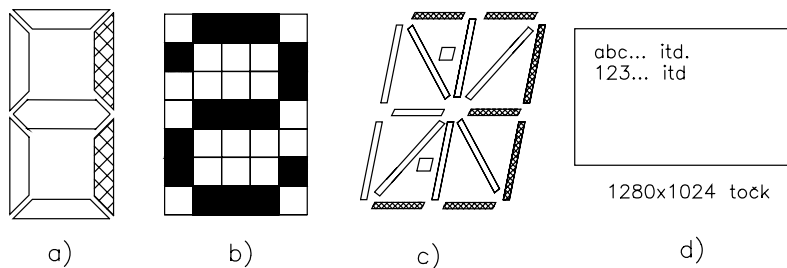
7 PRIKAZOVALNIKI

- 7.1 UVOD
- 7.2 OSNOVNI PARAMETRI PRIKAZALNIKOV
- 7.3 PREGLED PRIKAZALNIKOV

7.1 UVOD

Prikazalnik (display) je elektrooptični element, ki električne signale pretvarja v slikovno informacijo.

Obstoja mnogo različnih vrst prikazalnikov za najrazličnejše namene, od enostavnih do kompleksnih. Nekaj tipičnih primerov prikazuje SI 7.1.



SI 7.1 Nekatere pogostejše vrste prikazalnikov: a) 7-segmentni numerični, b) 5x7-alfanumerični, c) 16-segmentni, d) matrični CRT.

7.2 OSNOVNI PARAMETRI PRIKAZALNIKOV

Nekatere vrste prikazalnikov imajo statičen zapis slike, drugi morajo iz različnih razlogov stalno obnavljati sliko. Frekvenca tega obnavljanja mora biti dovolj visoka, da oko ne zazna obnavljanja oz. utripanja slike. Običajno so minimalne frekvence obnavljanja slike zato okrog 30Hz.

Prikazalnike lahko razdelimo glede na značaj svetlobe v prikazalniku na dve skupini:

1) Pasivni prikazalniki : ti le modificirajo vpadlo svetlobo. Prikaz je torej sestavljen iz svetlih in temnih področij. Pasivni prikazalniki so tako čitljivi le pri dovolj močni zunanji svetlobi, zato pa je njihova poraba napajalne moči nizka.

2) Aktivni prikazalniki : ti sami generirajo lastno svetlobo in so torej čitljivi tudi pri šibki zunanji svetlobi, je pa zato njihova poraba napajalne moči večja. Za generacijo lastne svetlobe izrabljajo običajno efekt luminiscence ali fosforescence, ki jih bomo zato na kratko opisali v nadaljevanju.

Luminiscenca

Kadar na nek primeren material usmerimo snop pospešenih delcev npr. elektronov e^- , pride do trkov med vpadlimi delci in valenčnimi elektroni v atomih materiala. Valenčni elektroni pri trkih dobijo energijo in se zato dvignejo v višje energijske nivoje atoma (SI 7.2). Pri preskakovanju nazaj v osnovna stanja ti elektroni presežno energijo ΔE oddajajo v obliki fotonov oz. sevanja. Valovna dolžina oddane svetlobe λ je določena z izrazom

Tukaj bo SLIKA

SI 7.2 Pojav luminiscence

$$\Delta E = \frac{hc}{\lambda} \quad (7.1)$$

kjer je h Planckova konstanta in c hitrost svetlobe v vakuumu. Opisnemu nastanku svetlobe pod vplivom vpadlega snopa delcev pravimo luminiscenca, ustreznim svetlobnim elementom v prikazalniku pa pravimo luminifori.

Fosforescenca

To je podoben pojav kot luminiscenca, le da pride do izsevanja svetlobe z neko zakasnitvijo. Ta zakasnitev, v odvisnosti od materiala, lahko traja tudi do nekaj ur. Ustreznim svetlobnim elementom pravimo tedaj fosfori.

OSNOVNI PARAMETRI PRIKAZALNIKOV

Preglejmo še nekaj osnovnih parametrov, ki jih srečamo pri prikazalnikih:

- število osnovnih slikovnih elementov : veliko (npr. TV zaslon) ali majhno (npr. standardizirani numerični ali alfanumerični prikazalniki, SI 7.1)

- velikost osnovnega elementa : majhni (npr. TV zaslon - nekaj desetink milimetra) ali veliki (npr. alfanumerični prikazalniki - nekaj mm do nekaj cm in več)
- ostrina slike oz. ločljivost : odvisna od velikosti osnovnega slikovnega elementa
- kontrast : razmerje svetlosti temno – svetlo
- izvedba kontrasta: brez vmesne stopnje (npr. belo-črno) ali z odtenki (sivo)
- svetlost
- močnost barvne slike
- hitrost obnavljanja slike oz. čas odziva
- delovna napetost : nizkonapetostni, visokonapetostni
- poraba napajalne moči
- izkoristek
- krmiljenje : direktno, multipleksirano
- teža, dimenzije

Tabela 1: Naslednja preglednica prinaša nekatere osnovne podatke za pogostejše vrste prikazalnikov.

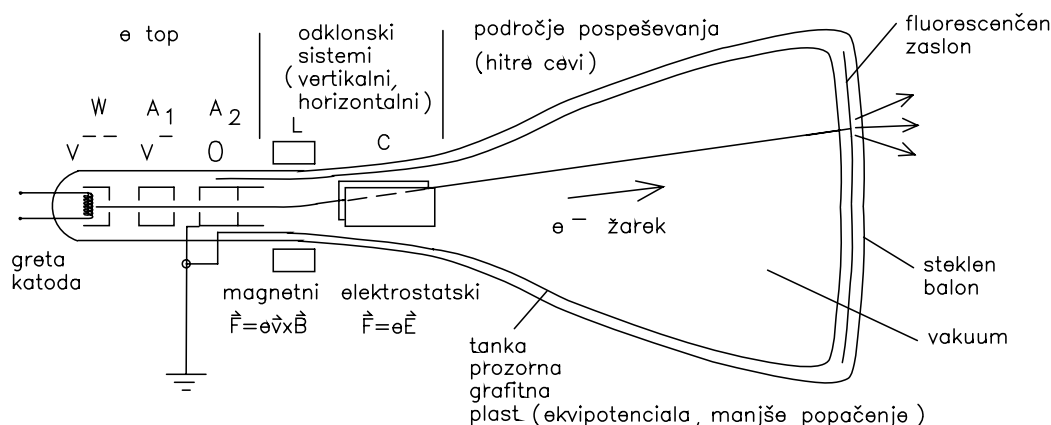
	PASIVNI PRIKAZALNIKI			AKTIVNI PRIKAZALNIKI		
	LCD	Elektrokemični	El.luminiscentni	Plazemski	Fluorescentni	LED
		AC	DC	AC	DC	
Delovna napetost [V]	AC 2-5	DC 0.5-3	AC 160-220	90-150	180-250	DC12-40 DC 2-5
Tokovna poraba [μ A/cm ²]	1-10	>5mC/cm ²	1-10	1-10	1-10	nekaj 10 mA/cm ²
Kontrast	10-20	okoli 15	okoli 40	okoli 30	okoli 35	okoli 50 okoli 40
Čas odziva [ms]	30-150	okoli 500	okoli 100	10-20	10-20	okoli 10 μ s < μ s
Svetlost [fL]	povprečna	dobra	20-30	30-40	40-50	120 okoli 50
Barva prikazalnika	črno-bel večbarvni	modra rdeča, itd	rumeno-oranžna	rdeče-oranžna	rdeče-oranžna	zelena zelena rumena
Spominska funkcija	malo	da	da	da	ne	ne
Življenska doba	dobra	skromna	dokaj	dobra	dobra	dobra

7.3 PREGLED PRIKAZALNIKOV

7.3.1 KATODNA CEV

Čeprav po osnovnem principu delovanja stara, klasična vrsta prikazalnika, je katodna cev, ob neprestanih tehnoloških izboljšavah, danes še vedno v primeru velikega števila slikovnih elementov pri raznih TV napravah, računalniških terminalih itd. precej uporabljena vrsta prikazalnika.

Druga imena za katodno cev ali elektronko so še Braunova slikovna cev po iznajditelju ter katodna žarkovna cev (CRT, Cathode Ray Tube). Osnovno strukturo črnobelega katodne cevi prinaša SI 7.3.



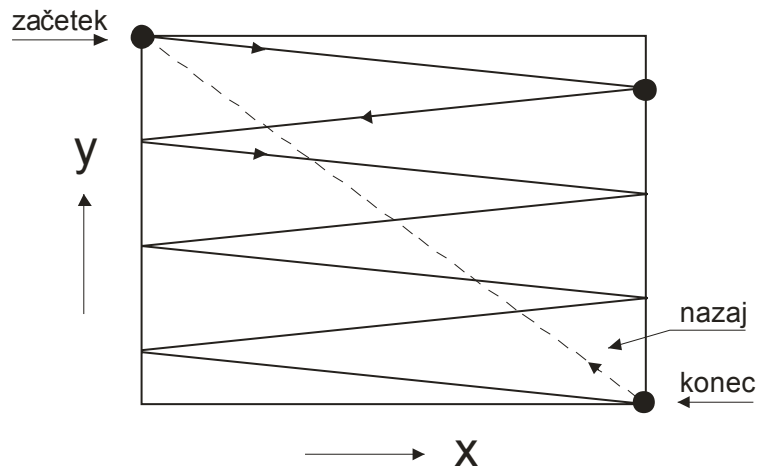
SI 7.3 Struktura črnobelega katodne cevi

Običajno je ozemljena zadnja anoda A₂ skupaj s tanko optično in električno prevodno grafitno plastjo na zaslonu, ki deluje kot Faradayeva kletka. Katoda K je na visokem negativnem potencialu, zato se iz katode izstopajoči snop elektronov pospešuje proti anodam. Pri hitrih cevah obstoja dodatno polje in pospeševanje tudi še dalje v področju vse do zaslona .

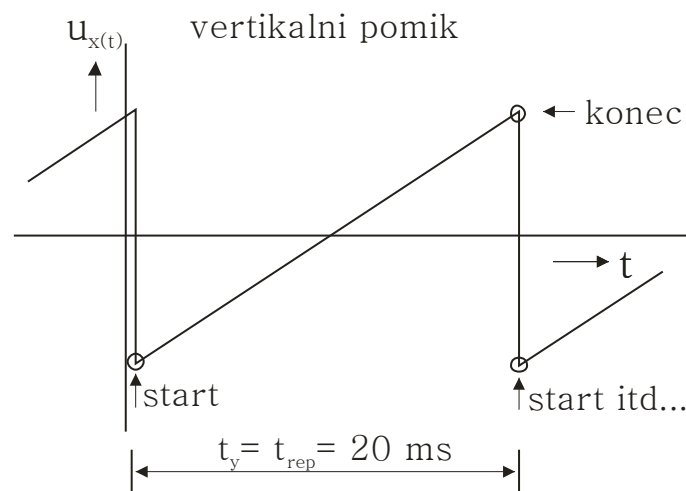
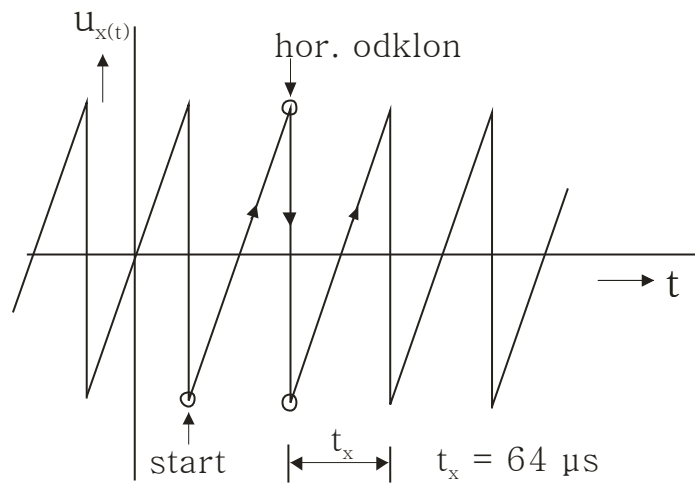
Elektroda, označena s črko W, se imenuje po iznajditelju Wehneltov cilindar. Ta ima dvojno vlogo : regulira intenziteto žarka (z negativnim potencialom na cilindru jo zmanjšuje) in kolimira (gosti) žarek.

Slika nastane, ko v skladu z vhodnim signalom žarek elektronov potuje (scanira) po zaslonu, hitro nariše pri tem svetle oz. temne pike preko celotnega področja in na ta način ustvari vtis vhodnemu signalu ustrezne slike. Ko žarek pripotuje do konca zaslona, običajno preskoči na začetek in začne znova z risanjem nove slike. Obnavljanje oz. osvečitev slike v skladu z vhodnim signalom nam naredi vtis časovno spremenljive slike. Oko prevare ne bo opazilo, če je hitrost obnavljanja slike dovolj velika, kar se zgodi pri $f > 30\text{Hz}$.

Pot žarka po ekranu oz. obnavljanje slike (skaniranje, scanning) prikazuje SI 7.4. Žarek premikata vertikalna in horizontalna odklonska napetost $v_y(t)$ in $v_x(t)$, prikazani na SI 7.5.



SI 7.4 Pot žarka oz. obnavljanje slike po ekranu

SI 7.5 Vertikalna in horizontalna odklonska napetost $v_y(t)$, $v_x(t)$ za pomik žarka

Primer: Določi osnovne podatke za prikazalnik s podatki: $t_y = 20\text{ms}$, $t_x = 64\mu\text{s}$.

Rešitev: Tedaj je število vrstic na ekranu $N = t_y/t_x = 20\text{ms}/64\mu\text{s} = 300$.

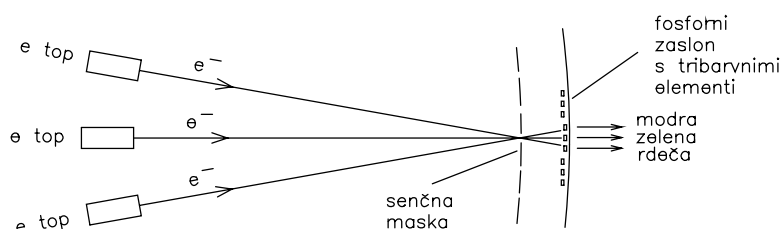
Hitrost oz. frekvenca osvežitve oz. obnavljanja(repetition) slike je določena z t_y

$$f_{\text{rep}} = 1/t_y = 1/20\text{ms} = \underline{50\text{Hz}}$$

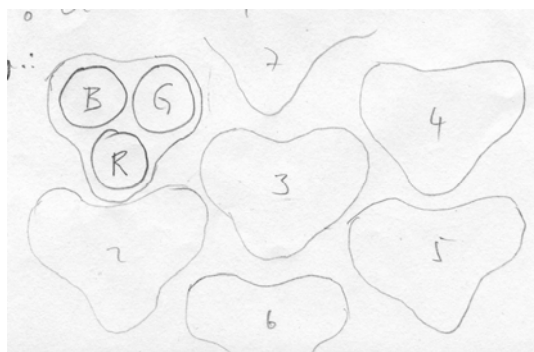
in je dovolj velika(>30Hz), da oko ne zazna utripanja.

Barvna katodna cev deluje na osnovi enakega osnovnega principa kot črnobela, le da imamo pri barvni cevi tri take neodvisne sisteme, za tri osnovne barve(sl.5a) : rdečo , modro in zeleno oz. RGB (Red, Blue, Green), s pomočjo katerih lahko ustvarimo z ustreznim razmerjem intenzitet poljuben barvni odtenek.

Osnovni slikovni element je torej pri barvni katodni cevi sestavljen iz treh področij (luminiforov) premera tipično 0.3mm, ki zažarijo pod vplivom vpadlih elektronov v modri, zeleni ali rdeči barvi. Kot prikazuje Sl 7.6, senčna maska oz. zaslonka poskrbi z enostavnimi zakoni geometrije, da elektronski žarek iz posamezne elektronske puške lahko vpade le na luminifor določene barve. Z ustreznimi električnimi signali na posameznih elektronskih puškah aktiviramo ustrežno intenziteto posameznega žarka, s tem zmešamo osnovne barve v pravem razmerju in tako ustvarimo pravo barvo slikovnega elementa.



a)

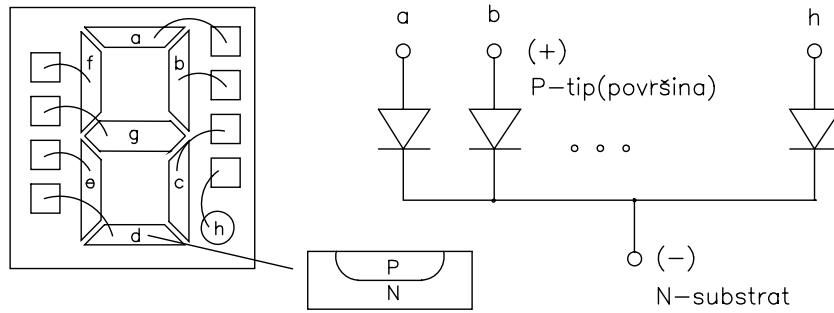


b)

Sl 7.6 Princip delovanja barvne katodne cevi(a) in struktura RGB fosforjev(b)

7.3.2 PRIKAZALNIKI S SVETLEČIMI DIODAMI(LED)

Ta vrsta prikazalnikov deluje na osnovi svetlečih diod (Light Emitting Diode, LED) in jih zato imenujejo včasih tudi LED prikazalniki. Po strukturi so to LED diode ustreznih geometrij (Sl 7.7), torej v bistvu PN spoji v ustreznem polprevodniškem materialu.

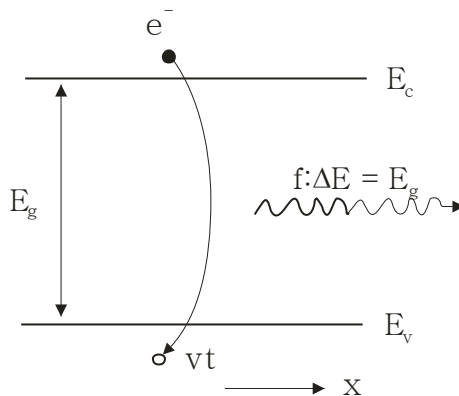


SI 7.7 Struktura in nadomestno vezje LED prikazalnika

Pri visoki prevodni napetosti oz. velikem prevodnem toku pride v osiromašenem področju PN spoja diode do močnih rekombinacij injiciranih nosilcev, pri čemer ti presežno energijo oddajajo z emisijo fotonov, v skladu z enačbo

$$\Delta E = E_g = \frac{hc}{\lambda} = \frac{1,24 \text{ eV}}{\lambda [\mu\text{m}]} \quad (7.2)$$

kjer je E_g širina prepovedanega pasu danega polprevodniškega materiala, h Planckova konstanta, c hitrost svetlobe v vakuumu in λ valovna dolžina izsevane svetlobe.



SI 7.8 Rekombinacije in tvorba fotonov v LED

Materiali

Barva oddane svetlobe prikazalnika je torej določena s polprevodniškim materialom. Danes so predvsem v uporabi razni heterospojni polprevodniški materiali, ki so sestavljeni iz atomov III. in V. ali II. in VI. grupe periodnega sistema. Primeri teh materialov so npr. GaAsP, ki oddaja rdečo svetlobo, če je razmerje As : P = 60 : 40 ali rumeno v primeru As : P = 15 : 85. Material GaP:N (pomeni: galijev arsenid z majhnim dodatkom dušika) oddaja zeleno svetlobo. Modro barvo so dosegli z novejšimi materiali kot npr. SiC, GaN. Zanimiv je zlasti zadnji material, saj ob različni stopnji dopiranja omogoča sam vse barve od rdeče do modre!

Spodnja tabela prinaša še pregled za nekatere novejša LED materiale.

Tabela 2: Materiali LED

Conventional LEDs are made from a variety of inorganic semiconductor materials, producing the following colors:

- aluminum gallium arsenide (AlGaAs) - red and infrared
- aluminum gallium phosphide (AlGaP) - green
- aluminum gallium indium phosphide (AlGaInP) - high-brightness orange-red, orange, yellow, and green
- gallium arsenide phosphide (GaAsP) - red, orange-red, orange, and yellow
- gallium phosphide (GaP) - red, yellow and green
- $\begin{matrix} \text{N}^{\ominus} \\ \downarrow \end{matrix}$ gallium nitride (GaN) - green, pure green (or emerald green), and blue
- indium gallium nitride (InGaN) - near ultraviolet, bluish-green and blue
- silicon carbide (SiC) as substrate - blue
- silicon (Si) as substrate - blue (under development)
- sapphire (Al₂O₃) as substrate - blue
- zinc selenide (ZnSe) - blue
- diamond (C) - ultraviolet
- aluminum nitride (AlN), aluminum gallium nitride (AlGaN) - near to far ultraviolet

$\downarrow \text{NE} - \text{ze} \uparrow$

Blue and white LEDs (In)GaN,

An ultraviolet GaN LED. Commercially viable blue LEDs based on the wide band gap semiconductor gallium nitride and indium gallium nitride were invented by Shuji Nakamura while working in Japan at Nichia Corporation in 1993 and became widely available in the late 1990s. They can be added to existing red and green LEDs to produce white light, though white LEDs today rarely use this principle.

Most "white" LEDs in production today use a 450 nm – 470 nm blue GaN (gallium nitride) LED covered by a yellowish phosphor coating usually made of cerium-doped yttrium aluminum garnet (Ce³⁺:YAG) crystals which have been powdered and bound in a type of viscous adhesive. The LED chip emits blue light, part of which is efficiently converted to a broad spectrum centered at about 580 nm (yellow) by the Ce³⁺:YAG. The single crystal form of Ce³⁺:YAG is actually considered a scintillator rather than a phosphor. Since yellow light stimulates the red and green receptors of the eye, the resulting mix of blue and yellow light gives the appearance of white, the resulting shade often called "lunar white". This approach was developed by Nichia and was used by them from 1996 for manufacturing of white LEDs.

o zadnjem delu govora:

OLED FPD

FPD, I³ Proc, Apr 02
1.73

Organic

materiali primari deli svet LED

Delo: P in soj iz organskih obrev,

v prvih fazi: zaradi vel. izg.

mosiclav v o. podi, pride do
iskrevanja fotonor (= svetlobi).

lastnosti: dobra luminosit,

primerna tehnologija za nameni - tiskanje
masovno produkcijo: ^{alternativ}

plastni ope. p. p. na fleksibilne
substrate ^{alternativ} - poceni!

Problem: P obci. na velika pale im
kritih → shizmo zapiranje!

Primeri za majhne in velike
displaye, monokromatični in

barvni → sl. 1.73! (Fotolumina)
KODAK

Dodaj 7-segm prik (klas. adresiranje),

5x7 segm prik (matrično adr)

Napajanje

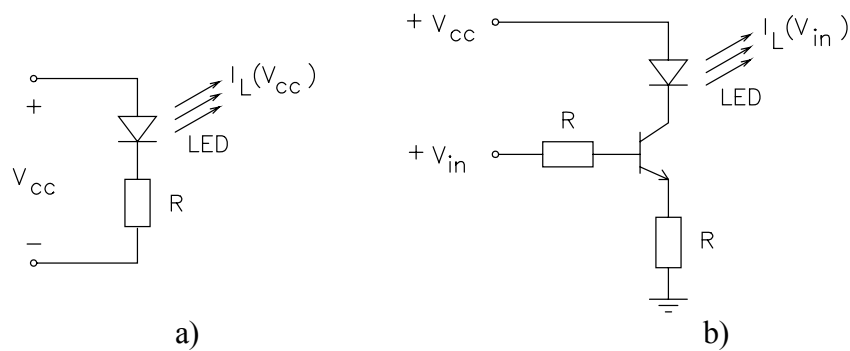
Napajanje teh prikazalnikov je običajno tokovno, ker je svetlost prikazalnika linearno odvisna od toka skozi LED diodo medtem ko je odvisnost od napetosti eksponencialna. Zato je napetostno napajanje nevarno, saj že majhne prekoračitve napetosti lahko povzročijo velike toke, moči in temperature ter s tem uničenje elementa. Dve enostavni izvedbi tokovnega napajanja, z uporabo in transistorjem, prikazuje SI 7.9.

Pri izvedbi z uporom je tok LED določen po Ohmovem zakonu

$$I_{LED} = \frac{U - U_{LED}}{R} = \frac{U - 1.3V}{R} \quad (7.3)$$

Pri izvedbi s transistorjem je tok LED tudi kolektorski tok transistorja in zato določen z baznim tokom I_B . Tok I_B je določen po Ohmovem zakonu (pri tem zanemarimo upor v emitorju, prevodna napetost na emitorskem spoju pa tipično znaša 0.7V).

$$I_{LED} = I_C = \beta I_B, \quad I_B = \frac{V_{in} - 0.7V}{R} \quad (7.4)$$



SI 7.9 Izvedbe napajanja LED prikazalnika

Tok za dani prikazalnik je običajno podan od proizvajalca. Včasih je podan za dano vrsto prikazalnikov kar tok na enoto svetleče površine prikazalnika dI/dA , potreben za normalno svetilnost. Za poljuben prikazalnik iz te družine oz. te tehnologije lahko takoj s pomočjo ocene svetleče površine danega prikazalnika A izračunamo potrebni tok za normalno svetilnost I

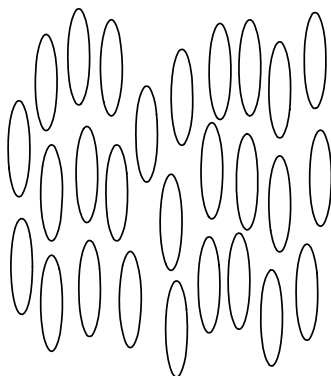
$$I = \left(\frac{dI}{dA} \right) A \quad (7.5)$$

7.3.3 PRIKAZALNIKI S TEKOČIMI KRISTALI (LCD)

Ta vrsta prikazalnikov deluje na osnovi tekočih kristalov in jo zato včasih imenujemo tudi kratko LCD (Liquid Crystall Display). LCD spada med pasivne prikazalnike, saj ne emitira lastne svetlobe.

Tekoči kristali so posebni organski materiali, ki po svoji kristalografski zgradbi in posledično gibljivosti ne spadajo niti med kristale niti med tekočine, ampak so nekje vmes. Tako je npr. v trdni snovi molekula trdno vpeta v mrežo in torej ni gibljiva, tu ni translacije ali rotacije molekule. Druga skrajnost so tekočine, kjer so molekule povsem proste, tu torej obstoja translacija in rotacija molekul. Pri tekočih kristalih so molekule delno vpete v mrežo, tako da tu ni možna translacija, pač pa je možna rotacija molekul.

Pri LCD se uporabljajo tekoči kristali z dolgimi molekulami v stanju ti. nematske faze (SI 7.10): po obliki cigaram podobne molekule so tedaj obrnjene vse v isti smeri .



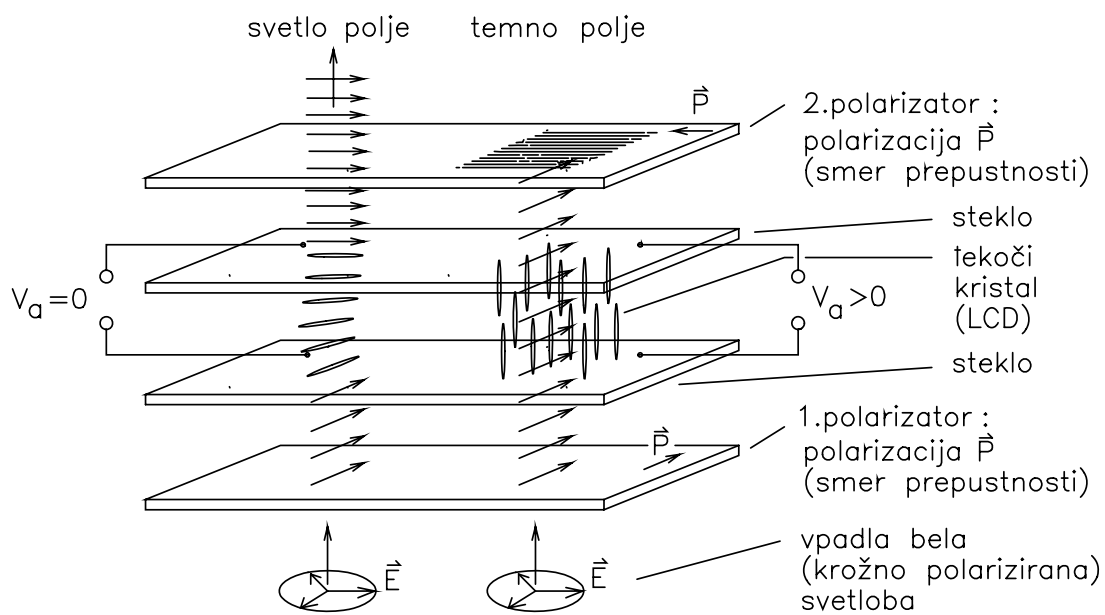
SI 7.10 Tekoči kristali v stanju nematske faze

Struktura in princip delovanja LCD sta prikazana na SI 7.11. Prikazalnik je sestavljen iz štirih steklenih plošč. Spodnja in zgornja plošča sta polarizatorja, ki torej prepuščata le svetlobo z električno poljsko jakostjo E v določeni smeri P , kot je to naznačeno na sliki. Med srednji plošči je s posebnim postopkom vnešena tanka plast tekočega kristala tako, da so na spodnji plošči molekule orientirane vse v določeni smeri, kot kaže slika. Podobno so tudi na zgornji plošči vse molekule orientirane v smeri, ki je pravokotna na smer orientacije molekul spodnje plošče. V plasti imamo počasen prehod orientacije molekul od ene usmerjenosti do druge. Zato orientacija molekul po debelini plasti opisuje vijačnico s celotnim zasukom 90° .

Če vpadne bela krožno polarizirana svetloba, pri kateri so zastopane vse smeri E enakomerno, na opisani LCD, prvi polarizator prepusti le del svetlobe z E v pravi smeri (sl.5, levo). Prepuščena svetloba pride do plasti tekočega kristala, ki ima lastnost, da zaradi opisane orientacije molekul po vijačnici obrača tudi smer E potujoče svetlobe, v celoti torej za 90° . Zato pride v tem primeru svetloba do drugega polarizatorja s pravilno usmerjenim E in jo zato drugi polarizator prepusti. V tem primeru dobimo torej v prikazalniku svetlo polje.

Temno polje prikazalnika dobimo, če pritisnemo na plast tekočega kristala električno napetost oz. polje. To izvedemo s pomočjo optično in električno prevodne plasti kot je npr. kositrov oksid SnO_2 . Te optično in električno prevodne elektrode še dodatno fotolitografsko izoblikujemo, da dobijo primerno obliko npr. neke črke, številke, posamezne črtice v 7-segamentnem prikazalniku itd. Pod vplivom pritisnjene napetosti oz. električnega polja se molekule tekočega kristala uredijo vse v smeri polja (SI 7.11, desno). Zato pri prehodu skozi plast tekočega kristala v tem primeru ne pride do zasuka svetlobe, ta pride torej do drugega polarizatorja z nepravilno orientiranim E in jo zato drugi polarizator ne prepusti, dobimo temno polje v prikazalniku, po obliki določeno z geometrijo SnO_2 elektrod.

Obstojajo tudi drugačne izvedbe LCD prikazalnikov, npr. če sta oba polarizatorja orientirana vzporedno, dobimo obratno kot v prejšnem primeru z elektrodami definirano področje kot svetlo na temni podlagi.

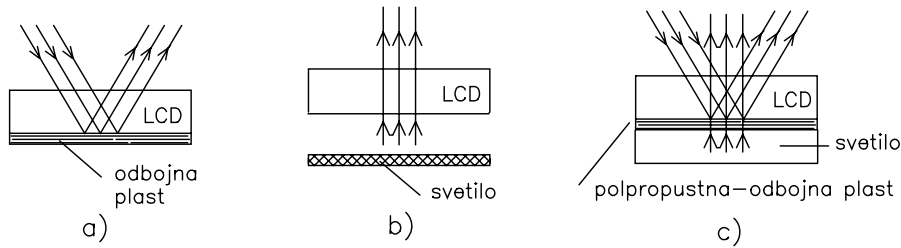


SI 7.11 Struktura in delovanje LCD

V zadnjem času so se uveljavili ti. superzaviti (Super Twisted Nematic , STN) LCD prikazalniki, pri katerih je kot rotacije molekul enak 280° . STN LCD imajo boljši kontrast in večji dopustni kot opazovanja kot klasični LCD.

LCD srečamo v treh izvedbah, glede na izvor svetlobe, kot prikazuje SI 7.12:

- **odbojni (reflective)** : vpadla svetloba pride z iste strani kot je LCD, na zadnji strani se nahaja odbojna difuzna plast, npr. brušena Al folija. Ta tip LCD je primeren zlasti za odčitavanje ob dnevni ali drugi zunanji svetlobi.
- **prepustni (transmissive)** : vpadla svetloba pride z druge strani in gre le skozi LCD. Izvor je v tem primeru lahko dnevna svetloba ali umetno svetilo npr. LED diode. Ta tip LCD je primeren zlasti za nočna opazovanja.
- **odbojno-prepustni (transflective)** : ta tip LCD prikazalnika vsebuje polpropustno odbojno plast in je kombinacija obeh prej omenjenih izvedb. Primeren je torej tako za opazovanje v prepuščeni dnevni svetlobi kot ob umetni nočni osvetlitvi.



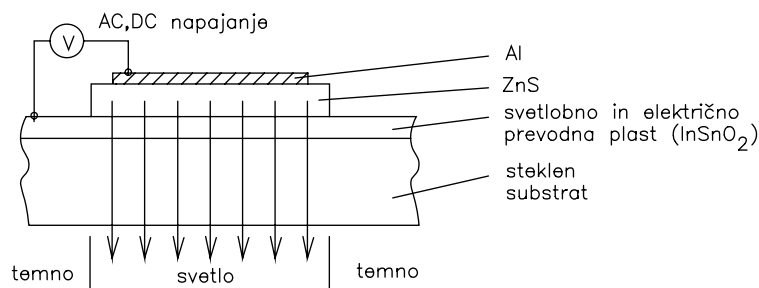
SI 7.12 Razne izvedbe LCD: odbojni(a), prepustni(b) in odbojno-prepustni(c)

LCD ne prenašajo dobro dolgotrajnih enosmernih napetosti nad 100mV, ker se v tem primeru začnejo odvijati v tekočih kristalih elektrokemijske reakcije, ki vodijo do uničenja prikazalnika. Ker opisani LCD princip deluje pri obeh polarizacijah napetosti oz. smeri električnega polja, so zato v praksi LCD prikazalniki napajani z izmeničnimi, običajno pravokotnimi impulzi dovolj visoke frekvence, da oko tega ne opazi ($f > 30 \text{ Hz}$).

7.3.4 ELEKTROLUMINISCENTNI PRIKAZALNIKI

Strukturo takega prikazalnika prinaša SI 7.13. Ker v teh svetilih ni resistivnega segrevanja kot v klasičnih žarnicah, imajo boljši svetlobni izkoristek in jim pravimo tudi hladna svetila.

Optično aktivni del takega prikazalnika je tanka plast primerno dopiranega polprevodnika z energijsko režo nad 3eV, kot je npr. ZnS/Mn,Sn. Močno DC ali AC električno polje vzbudi v aktiviranem področju elektrone v materialu iz valenčnega v prevodni pas, kasneje del rekombinacij nazaj poteka s sevanjem fotonov vidne svetlobe.



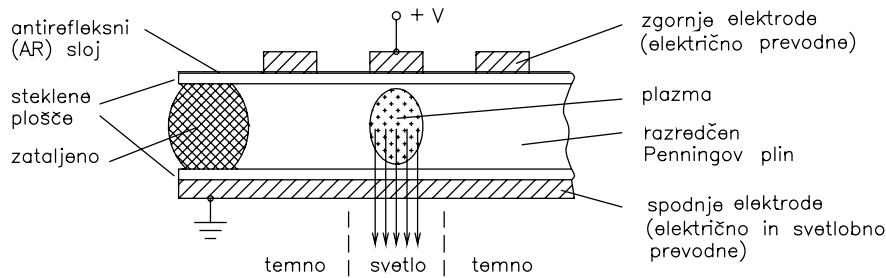
SI 7.13 Elektroluminiscentni prikazalnik

Obstojajo tudi elektroluminiscentni prikazalniki v rdeči, rumeni, zeleni in modri barvi. Elektroluminiscentni prikazalniki so primerni tako za majhne npr. 7-segmentne itd. prikazalnike kot tudi za realizacijo velikih npr. TV prikazalnikov. Zaradi vseh naštetih lastnosti napovedujejo tej vrsti prikazalnikov še zelo svetlo bodočnost.

7.3.5 PLAZEMSKI PRIKAZALNIKI

Plazemski prikazalnik, imenovan včasih tudi GDD (Gas Charge Display), prikazuje SI 7.14.

V aktiviranem področju prikazalnika, med elektrodami s pritisnjeno napetostjo, se ustvari področje močnega električnega polja. To polje v razredčeni atmosferi žlahtnega plina v prikazalniku povzroči razelektritev v plinu oz. vzbujanje in ionizacijo elektronov v atomih plina. Vzbujeni elektroni se vračajo v osnovno stanje z izsevanjem fotonov vidne svetlobe.



SI 7.14 Plazemski prikazalnik

Vzbujanje prikazalnika je lahko izvedeno z enosmernimi ali izmeničnimi električnimi napetostmi oz. polji.

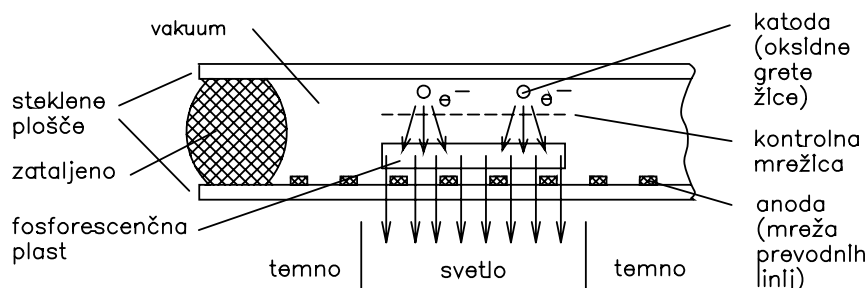
Najprimernejša atmosfera za vzbujanje v prikazalniku je ti. Penningov plin. To je v osnovi plin neon z dodatkom argona ali ksenona in se odlikuje po nizki vžigni napetosti ter ne previsokim vakuumom.

Plazemski prikazalniki so prijetnih intenzivnih barv in so primerni za realizacijo tako manjših kot večjih prikazalnikov. Slabost te vrste prikazalnikov je predvsem relativno visoka napetost napajanja, tipično $100V \div 200V$.

7.3.6 FLUORESCENTNI PRIKAZALNIKI

Fluorescentni prikazalnik imenujemo včasih tudi krajše VFD (Vacuum Fluorescent Display). Strukturo tega prikazalnika, ki je po principu delovanja sorodna vakuumski triodi ali katodni cevi, prikazuje SI 7.15.

Na spodnjem steklenem substratu takega prikazalnika je izdelana anoda, ki jo sestavlja mreža prevodnih linij. Nad mrežasto anodo je natiskana optično aktivna površina prikazalnika primerne geometrije, npr. posamezni segmenti 7-segmentnega prikazalnika. To optično aktivno površino prikazalnika sestavlja tanka plast primernega luminiscentnega materiala, ki bo seval oz. svetil pod vplivom vpada pospešenih elektronov. Nad optično aktivno plastjo se nahaja še fina kontrolna mrežica triodne strukture, ki regulira podobno kot pri triodi s svojim potencialom tok elektronov od katode proti anodi. Nad kontrolno mrežico se nahaja še izvor elektronov oz. katoda, ki je sestavljena iz fine kovinske mrežice. Material katodne mrežice je tanka kovinska žica premera $20\mu\text{m}$, prevlečena z ustreznim oksidom, da pride do emisije elektronov iz metala že pri relativno nizkih temperaturah okrog 700°C . Kot prikazuje SI 7.15, je na robovih vse skupaj zataljeno, tako da vlada v notranjosti prikazalnika visoki vakuum.



SI 7.15 Fluorescentni prikazalnik

Posamezno področje prikazalnika vžgemo s tem, da pripeljemo na pripadajočo kontrolno mrežico in anodo ustrezne napetosti, tipično $15\text{V} \div 25\text{V}$. Zato pride do vpada elektronskega snopa na luminiscentni material in s tem do emisije svetlobe.

Tipična uporaba te vrste prikazalnikov je npr. za realizacijo 7-segmentnih prikazalnikov v blagajniških in računskih strojih, urah itd. Značilna za to vrsto prikazalnikov je zelenomodra barva izsevane svetlobe.

REFERENCE

- 1) S.Matsumoto et.al., "Electronic Display Devices", John Wiley&Sons, 1990.
- 2) E.G.Bylander, "Electronic Displays", McGraw-Hill Book Company, USA, 1979.
- 3) D.Lasič, "NELINEARNI ELEMENTI ELEKTRONIKE", Fakulteta za elektrotehniko, Ljubljana, 1971.
- 4) J.Pirš in dr., "Tekočekristalni prikazalniki z veliko gostoto informacij", Informacije MIDEM, 4-1988, Ljubljana, 1988.
- 5) "Liquid Crystal Displays", Philips Data Handbook, Semiconductors Book S14, 1987.
- 6) "Prikazalniki s tekočimi kristali LCD", ISKRA Elementi, Tovarna potenciometrov in hibridnih vezij Šentjernej.
- 7) A.A.Bergh, P.J.Dean, "Light-emitting diodes", Clarendon Press, Oxford, 1976.
- 8) "LED Displays", Short form Catalog, SIEMENS, 1987

8 STIKALA IN RELEJI

- 8.1 UVOD
- 8.2 STIKALA
- 8.3 RELEJI

8.1 UVOD

Stikala in releji, včasih jih imenujejo s skupnim imenom kontaktorji, so elektronski elementi, ki sklenejo ali razklenejo svoje kontakte in s tem kontrolirajo električni tok v napravi.

Preklopni element običajno nazivamo stikalo v primeru direktnega ročnega upravljanja kontaktov in rele v primeru električnega krmiljenja kontaktov.

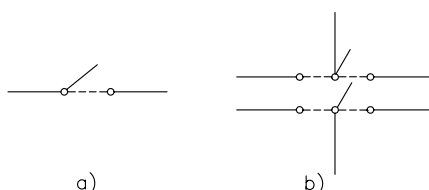
Material kontaktov je zaradi iskrenja ob vklopu in izklopu zelo obremenjen. Zato mora za dobro in dolgo delovanje teh elementov material kontaktov imeti primerne lastnosti. Največ so v uporabi razne legure, npr. trdo srebro, ki je sestavljeno iz srebra Ag, kadmija Cd in kisika O .

Za zanesljivo dolgoletno delovanje stikala je važna zlasti kvalitetna zaščita stikal pred iskrenjem pri preklopu. Pri tem običajno skušamo izpolniti zahteve za preprečevanje iskrenja, npr. s hkratno omejitvijo toka in napetosti na stikalu med preklopom :

$$I < 300\text{mA} , V < 300\text{V}$$

Zaščita stikal pred iskrenjem je bila podrobneje obdelana pri pregledu aplikacij termistorjev in varistorjev (pogl.II).

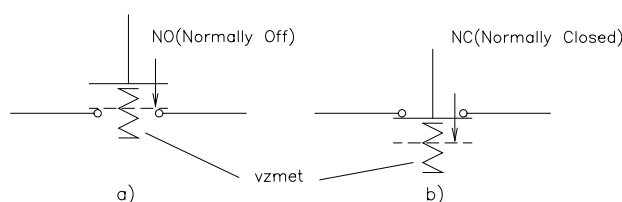
Gibajoči se kontakt običajno imenujemo pol. Glede na število polov ločimo enopolna, dvopolna in večpolna stikala. Stikala dalje razvrščamo tudi glede na število možnih položajev pola in glede na to ločimo enopoložajna, dvopoložajna in večpoložajna stikala. Nekaj primerov stikal prikazuje SI 8.1.



SI 8.1 Enopolno dvopoložajno(a) in dvopolno troložajno(b) stikalo

Glede na normalni položaj kontaktov razdelimo stikala v dve skupini:

- normalno odprto stikalo (Normally Open, Normally Off - NO , SI 8.2a)
- normalno staknjeno stikalo (Normally Closed - NC , SI 8.2b)



SI 8.2 Normalno odprto (NO) stikalo(a) in normalno staknjeno (NC) stikalo(b)

Pogosto proizvajalci preskrbijo poleg stikala samega tudi primerne nalepke za tipke, za indikacijo funkcije. Včasih je v stikalu vgrajena še kontrolna LED dioda, ki gori, kadar je stikalo vklopljeno.

8.2 STIKALA

8.2.1 OSNOVNE ZNAČILNOSTI STIKAL

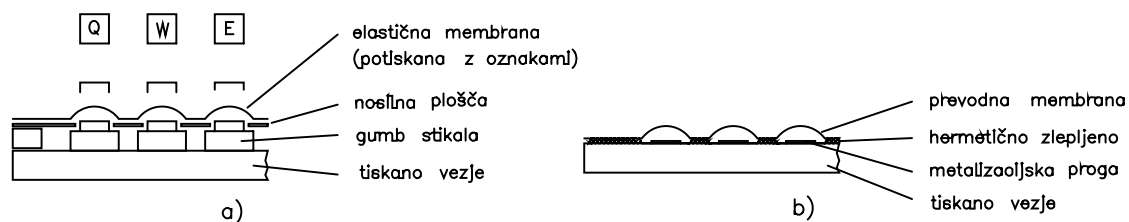
Osnovne značilnosti stikala, ki jih meri in podaja proizvajalec, so:

- maksimalni tok čez kontakte sklenjenega stikala $I_{\max}[\text{mA}]$
- maksimalna napetost na kontaktih razklenjenega stikala $V_{\max}[\text{V}]$
- kontaktna upornost sklenjenega(ON) stikala $R_{\text{ON}}[\Omega]$
- izolacijska upornost razklenjenega(Off) stikala $R_{\text{Off}}[\text{M}\Omega]$
- življenjska doba stikala, podana z zjamčenim številom preklopov $N[10^{+7}]$

V nadaljevanju bo podan opis nekaterih novejših izvedb stikal, kot jih srečamo v tiplovnica računalkov in instrumentov, v novejših elektronskih napravah itd.

8.2.2 STIKALA Z ZAŠČITNO MEMBRANO

Na ustrezno metalizirano tiskano vezje so pritrjena miniaturna stikala (SI 8.3a). čez to je položena najprej zaščitna čelna plošča z ustreznimi odprtinami na mestih gumbov-stikal. Vse skupaj je še dodatno zaščiteno pred vplivi okolice z (ustrezno potiskano) elastično membrano, ki je prilepljena preko zaščitne čelne plošče.



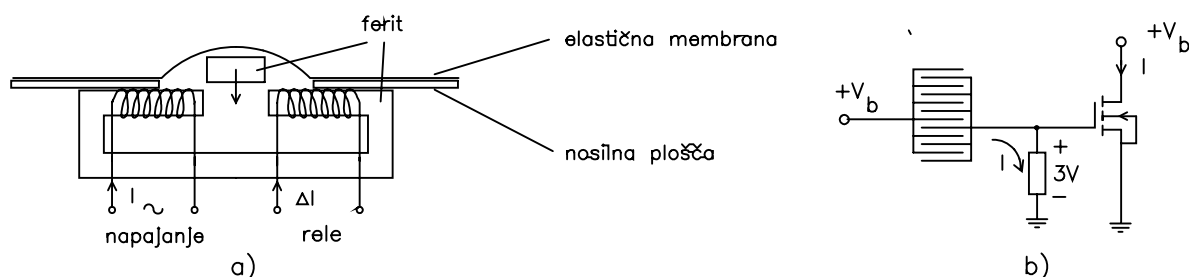
SI 8.3 Mreža miniaturnih stikal, zaščitnih z membrano(a),
izvedba s prevodno membrano(b)

8.2.3 STIKALA S PREVODNO MEMBRANO

Strukturo teh stikal prikazuje SI 8.3b. Na ustrezno metalizirano tiskano vezje je prilepljena, v celoti ali le v določenih področjih prevodna membrana. V žepkih nad posameznim stikalom se nahaja zrak pod rahlo povišanim tlakom, ki preprečuje, da bi se prevodna membrana sama od sebe dotaknila metalizacije na tiskanem vezju in s tem vzpostavila kontakt. S pritiskom na ustrezno mesto membrane ta kontakt mehansko vzpostavimo in na ta način vklopimo ustrezno stikalo.

8.2.4 STIKALA Z MINIATURNIMI FERITNIMI JEDRI

To izvedbo stikala prikazuje SI 8.4a. Pri pritisku na stikalo pride do pomika gibljivega dela feritnega jedra v preostalo jedro, magnetni pretok se sklene. Zato pride do inducirane napetosti ali toka v odjemnem navitju, kar registriramo dalje v elektronski napravi kot električno informacijo o vklopu ustreznega stikala, lahko pa inducirana veličina tudi direktno krmili nek rele.



SI 8.4 Stikala z miniaturnimi feritnimi jedri (a) in stikala brez pomičnih delov (b)

8.2.5 STIKALA BREZ POMIČNIH DELOV

Kot prikazuje SI 8.4b, gre v tem primeru za dva medsebojno ločena površinska kontakta, običajno medsebojno prepletene prstaste geometrije. Ko se stikala dotaknemo npr. s prstom, steče po koži in s tem tudi skozi stikalo nek majhen tok, ki pusti na ustreznem uporu primeren padec napetosti ($\sim 3V$) za krmiljenje dalje npr. nekega MOSFET transistorja kot stikala.

8.2.6 POLPREVODNIŠKA STIKALA

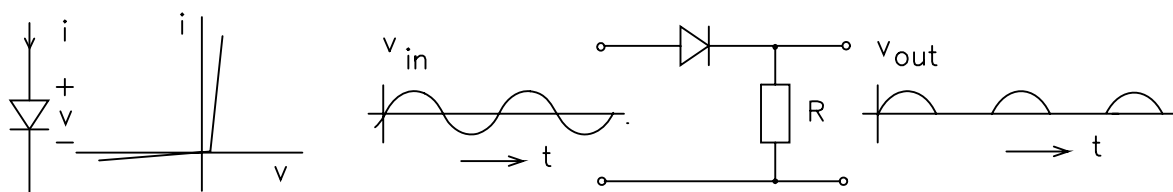
Mnoge polprevodniške elemente (diode, transistorji itd.) lahko uporabimo kot polprevodniška stikala. Polprevodniška stikala imajo vrsto prednosti pred klasičnimi:

- ni gibljivih delov, posledica je daljša življenjska doba in večja zanesljivost
- so hermetična stikala, kar prinese prednosti, že opisane pri hermetičnih relejih
- običajno majhna poraba moči
- relativno miniaturna stikala, zato majhna poraba prostora in dobre vf lastnosti

V nadaljevanju si bomo ogledali nekaj tipičnih aplikacij polprevodniških elementov kot stikal.

1. Polprevodniška PN dioda kot stikalo

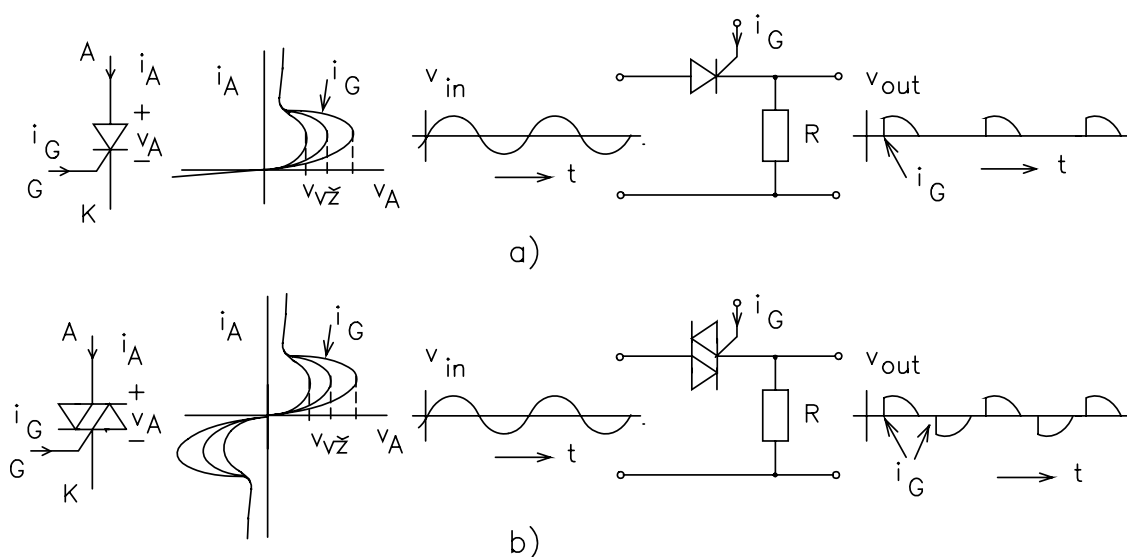
Polprevodniško PN diodo lahko uporabimo kot usmerniško stikalo, ki prepušča na breme le pozitivne polperiode napajanja, kot prikazuje SI 8.5.



SI 8.5 Polprevodniška PN dioda kot usmerniško stikalo: $i(v)$ karakteristika, rezanje

2. Močnostni polprevodniški elementi kot stikalo

Podobno lahko uporabljamo ostale močnostne elemente kot npr. tiristor ali triac, kot prikazuje SI 8.6. Vžigno napetost $V_{vž}$, ko element začne prevajati, nastavljamo s tokom i_G . To omogoča zvezno regulacijo moči na bremenu R.



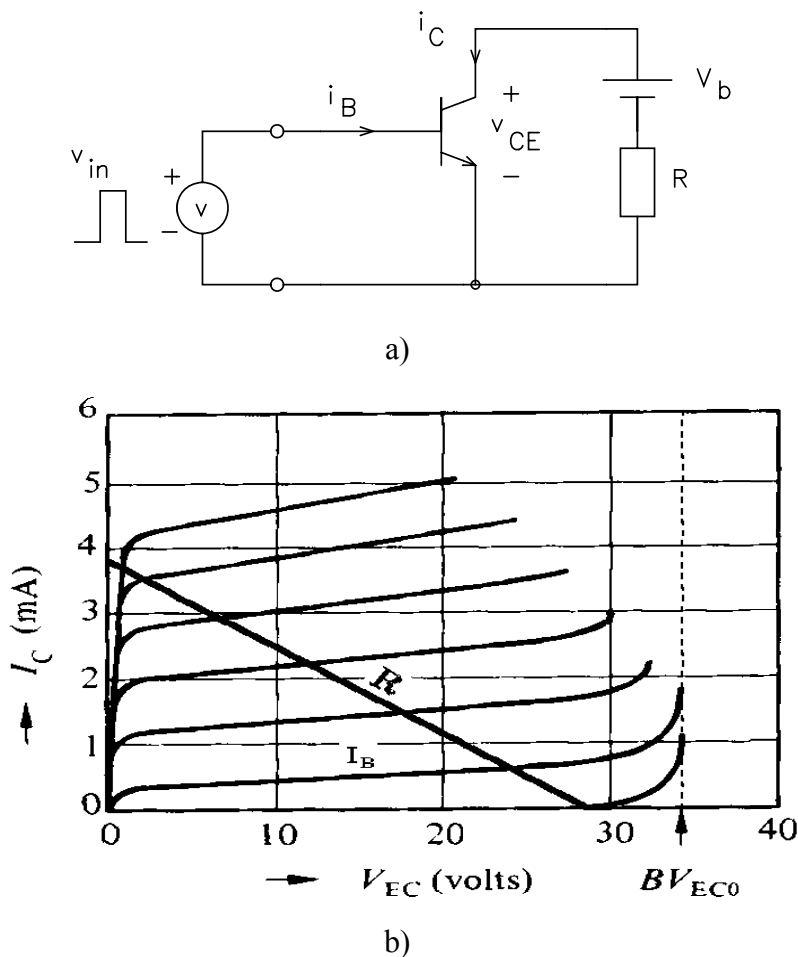
SI 8.6 Uporaba močnostnih polprevodniških elementov kot stikal: tiristor(a), triac(b)

3. Transistorji kot stikalo

Bipolarne ali FET transistorje lahko uporabimo kot električno kontrolirana stikala, ki jih vklapljammo in izklapljammo z električnim signalom na vhodu.

SI 8.7a prikazuje bipolarni transistor kot stikalo, SI 8.7b pa analizo delovanja z uporovno premico. Delovna točka potuje med področjem zapore, ko je stikalo zaradi nizkega signala na vhodu izklopljeno (OFF) in med področjem nasičenja, ko je stikalo zaradi visokega signala na vhodu vklopljeno (ON). Bipolarni transistor je torej stikalo, ki je normalno izklopljeno (NO - Normally Open).

Namesto bipolarnih transistorjev lahko uporabimo tudi druge vrste transistorje. če vzamemo npr. MOS transistor z induciranim kanalom, dobimo kot v prejšnjem primeru stikalo, ki je normalno izklopljeno (NO). če pa vzamemo MOS transistor z vgrajenim kanalom, ki torej prevaja če brez pritisnjene napetosti, dobimo stikalo, ki je normalno sklenjeno (NC).

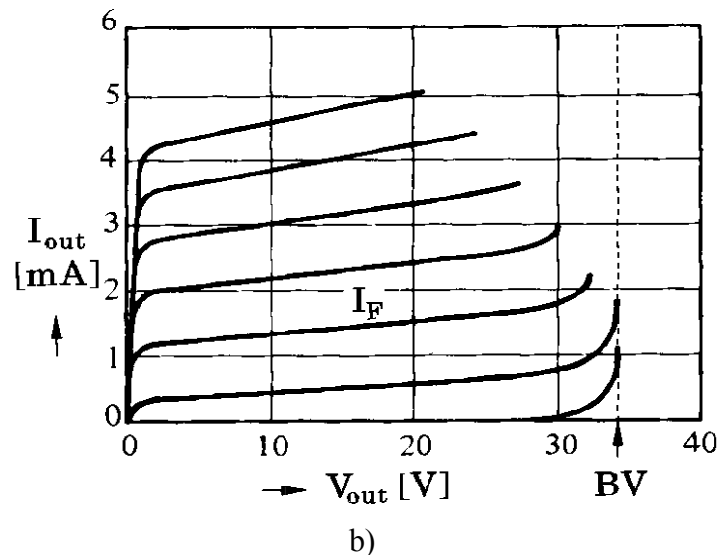
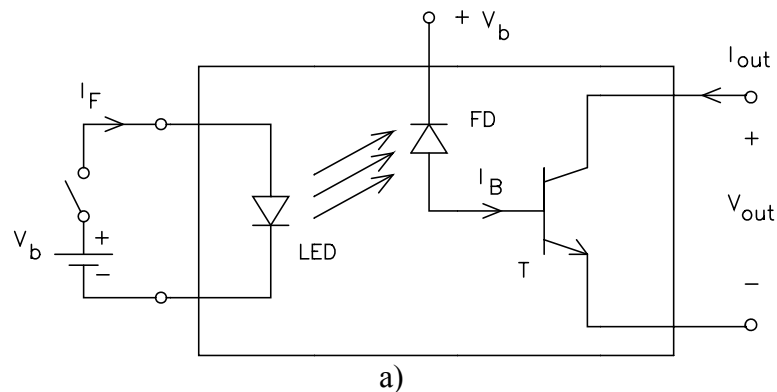


SI 8.7 Bipolarni transistor kot stikalo(a) in analiza delovanja z uporovno premico(b)

4. Optospojnik

Optospojnik (Optocoupler) je zanimivo stikalo, ker sta vhod in izhod pri tem polprevodniškem stikalu galvanjsko ločena. Zgradbo in hkrati električni simbol optospojnika prikazuje SI 8.8. Na vhodu se nahaja LED dioda, ki pod vplivom visokega prevodnega toka oddaja svetlobo. To oddano svetlobo z vhoda prestreče fotodioda (FD), ki je vgrajena v bazi izhodnega (foto)transistorja. Fotodioda se nahaja polarizirana v zaporni smeri in pretvori vpadlo svetlobo v bazni tok transistorja, zato je stikalo tedaj v prevodnem stanju (ON). Ko krmilni vhodni tok izklopimo, ni emisije svetlobe in zato bazni tok upade na nič, transistor preklopi v stanje izklopljenega stikala (OFF). Namesto bipolarnega transistorja na izhodu so lahko tudi drugi stikalni polprevodniški elementi kot npr. Darlington fototransistor, fototiristor, nek fotoočevalnik itd.

Glavne prednosti optospojnikov so če omenjena galvanjska ločitev vhoda in izhoda, kar omogoči visoke napetosti med področjema ob zelo nizkih tokih puščanja. Poleg tega so to hitra stikala, delujejo v širokem temperaturnem področju, so relativno majhna stikala, visoke zanesljivosti.



SI 8.8 Zgradba optospojnika(a) in izhodna karakteristika(b)

8.3 RELEJI

8.3.1 OSNOVNE ZNAČILNOSTI RELEJEV

Releji so krmiljena stikala, pri katerih je krmilni tokokrog galvansko ločen od delovnih kontaktov. Med osnovne podatke releja uvrščamo naslednje:

- električni načrt: število kontaktov, položaji polov itd.
- podatki o materialu kontaktov (npr. trdo srebro AgCdO, AgCu₃ itd.)
- maksimalna napetost med razklenjenimi kontakti
- maksimalni tok preko sklenjenih kontaktov
- kategorija (opis) bremena : glede na namen in moč, npr.: elektromotor, trifazni, moč 5kW
- prebojna napetost med kontakti in navitjem[kV]
- izolacijska upornost med vhodom in izhodom[GΩ]

- podatki o električnem vzbujanju releja : pri tem proizvajalci nudijo običajno izbiro med več različnimi navitji
- maksimalna frekvenca preklopov
- maksimalna temperatura okolja , tipično 50°C
- čivljenjska doba : podana s številom preklopom, tipično 10⁺⁷
- vklopni čas , ki je sestavljen iz časa pomikanja kontaktov (tipično 10ms) in časa odskakovanja kontaktov (tipično 5ms)
- izklopni čas (tipično 5ms)
- ostali podatki (teža, dimenzije itd.)

Tabela 1 prinaša kot zgled podatke proizvajalca(ISKRA) za releje TRM .

Tabela 1. Osnovni podatki za releje ISKRA TRM

Vzbujanje

Štev. navitja	Upornost		Štev. ovojev	Pritezni tok (maks) (mA)	Napetost vzbujanja		
	(Ω)	\pm %			min. (V)	maks. (V)	naži/ (V)
06	60	10	1800	69	4,6	9	6
12	200	10	3300	38	8,5	16,5	12
24	850	10	6400	19,5	18,5	34	24
48	2900	15	12000	10,4	35	60	48
60	4500	15	15000	8,3	45	75	60

Pritezno vzbujanje: maks. 135 A-ovojev
 Obratovalno vzbujanje: min. 150 A-ovojev
 Poraba navitja pri U_n : 0,6 do 0,8 W
 Maks. obremenljivost navitja pri temperaturi okoli 20°C: 1,5 W
 Po potrebi dobavljamo releje tudi z drugimi, nestandardnimi navitji.

Kontakt

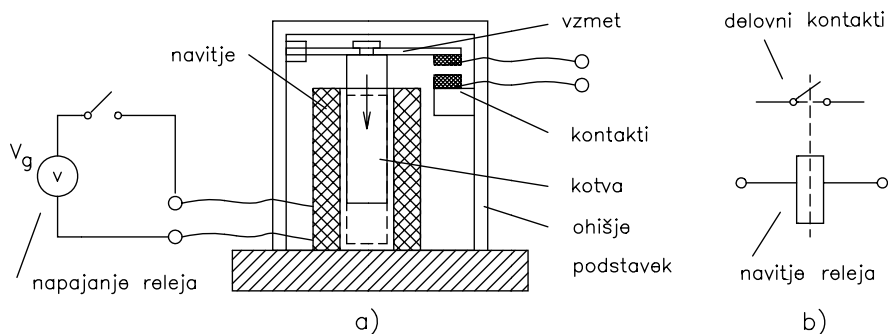
	TRM 2713	TRM 2712	TRM 2803
Število in vrsta kontaktov:	1 preklopni	1 delovni	2 preklopna
Kontaktno gradivo:	Ag Cd O	Ag Cd O	Ag Cu 3
Maksimalna napetost na kontaktu:	380 V	380 V	380 V
Trajni tok:	10 A	10 A	5 A
Stiskalna zmogljivost:			
enosmerna:	220V/50W	24V/250W	220/50W
izmenična:	380V/5A	220V/10A	220V/5 A / 1000VA
Dielektrična trdnost med kontaktom -in tuljavo	2,5 kV	4 kV	2,5 kV

Ostali podatki

Pogostost delovanja:	maks. 10 C/S
Izolacijska upornost:	$10^{10} \Omega$
Temperatura okolice:	maks. 45°C
Mehanska vzdržljivost:	10^7 delovanj
Zdržljivost kontakta pri obremenitvi z maksimalno zmogljivostjo:	10^5 delovanj
Vklopni čas (vključno odskakovanje):	ca. 12 ms
Izklopni čas:	ca. 8 ms
Masa releja:	ca. 20 g

8.3.2 ELEKTROMAGNETNI RELEJI

Zgradbo in električni simbol elektromagnetnega releja prikazuje SI 8.9. Premik pola in s tem prekop releja dosežemo, odvisno od izvedbe, z vklopom ali izklopom toka skozi navitje elektromagneta. Ko stanje toka ponovno spremenimo, vzmet vrne pol v prvotni položaj.



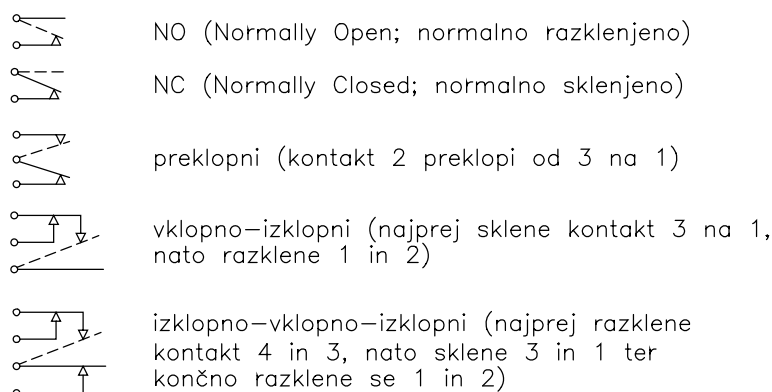
SI 8.9 Zgradba(a) in električni simbol(b) normalno odprtega(NO) elektromagnetnega releja

Sila, ki vleče mehkoželezno jedro oz. kotvo elektromagneta v področje močnejšega magnetnega polja, je določena s spremembo magnetne energije kotve v magnetnem polju. Ta sila F je odvisna od kvadrata gostote magnetnega pretoka B v skladu z enačbo

$$F = \frac{A B^2}{2\mu_0} \left(1 - \frac{1}{\mu_r} \right) \quad \text{Equation Section 8(8.1)}$$

kjer je A - presek kotve, B - gostota magnetnega pretoka in μ_r , μ_0 relativna in vakuumska permeabilnost, respektivno. Sila, ki vleče kotvo v elektromagnet, je zaradi kvadratne odvisnosti torej neodvisna od smeri magnetnega polja. Zato lahko navitje elektromagneta napajamo tako z enosmernim kot z izmeničnim tokom.

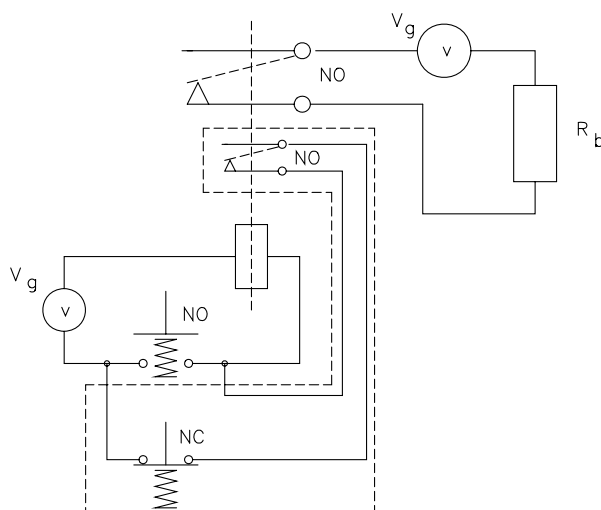
Glede na konkretno izvedbo releja in položajev njegovih kontaktov ločimo mnogo vrst elektromagnetnih relejev. Na SI 8.10 je prikazano nekaj tipičnih primerov. Po dogovoru simbol releja prikazuje s polno črto položaj kontaktov, ko v navitju releja ni toka. Včasih je črtkano vrisan tudi položaj kontaktov pri napajanem navitju po preklopu.



SI 8.10 Nekaj izvedb kontaktov elektromagnetnih relejev

Na SI 8.11 je kot primer prikazan **vklopno-izklopni rele z zapahom**. Pri tej izvedbi je eno stikalo namenjeno vklopu, drugo ločeno stikalo pa izklopu releja. Breme priklopimo na izvor s pritiskom na gumb NO. Pri običajnem releju bi moral biti ta gumb stisnjen ves čas, dokler mora biti breme priklopljeno na izvor, kar je seveda v praksi pogosto nesprejemljiva zahteva (npr. vklop ulične nočne razsvetljave itd.).

Z dodatkom krmilnega šibkega gumba NC in šibkejših kontaktov NO v rele (v črtkanem okvirju na SI 8.11) je ta problem odpravljen: ko sedaj pritisnemo na gumb NO, s tem vklopimo oba NO kontakta- priklopimo breme na izvor pa tudi sklenemo šibke NO kontakte. Ko nato popustimo gumb NO, bo tok skozi navitje releja še vedno nemoteno tekkel preko šibkega stikala NC in šibkih NO kontaktov. Zato bo celoten rele ostal vklopljen, breme ostane priklopljeno na izvor. Izklop releja in s tem izklop moči na bremenu dosežemo šele s pritiskom na šibki, izklopni gumb NC!



SI 8.11 Vklonno-izklopni rele z zapahom

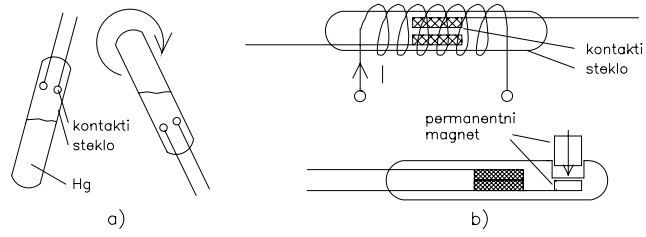
8.3.3 ZAKASNILNI RELEJI

Zakasnilne releje, ki preklopijo z določeno zakasnitvijo po prihodu napajalnega toka, lahko realiziramo npr. s pomočjo NTC in PTC termistorjev. Podrobnosti so bile že podane pri obravnavi teh elementov (gl. pogl. II!) in jih zato tu ne bomo ponavljali.

8.3.4 HERMETIČNI RELEJI

Hermetični releji imajo kontakte hermetično zaprte oz. ločene od vplivov okolice. Hermetični rele ima vrsto prednosti pred običajnim: ker se kontakti nahajajo v izoliranem prostoru, napolnjenim z člahtnim plinom, so zaščiteni pred prahom, kisikom itd. To pomeni manjšo obremenitev kontaktov pri iskrenju ob preklopu in s tem večjo zanesljivost in daljšo čivljenjsko dobo elementa. Zaradi ločitve iskrenja od ostale okolice je tudi zmanjšana nevarnost požara, omogočeno je delovanje releja v eksplozivni atmosferi itd.

Obstoja več vrst hermetičnih relejev. SI 8.12 prikazuje dva tipična predstavnika. čivosrebrni rele (SI 8.12a) vklopimo enostavno z zavrtitvijo steklene bučke releja, kar je lahko izvedeno ročno ali s pomočjo elektromagneta. čivo srebro Hg, ki je dobro prevodna kovina v tekočem stanju, tako priteče ali odteče med kontakte in s tem povzroči električno sklenitev ali razklenitev kontaktov. Dve izvedbi ti. Reed(jeziček) releja prikazuje SI 8.12b. Pri prvi izvedbi povzročimo stik med kontaktoma in s tem vklop releja s tokom skozi navitje, pri drugi izvedbi pa s pomikom permanentnega magneta.



SI 8.12 Živosrebrni(a) in Reed(b) rele

REFERENCE

- 1) C.A.Harper, "Handbook of Components for Electronics", McGraw-Hill Book Company, 1977.
- 2) "Siemens Components Service", Siemens, 1988.
- 3) J.Furlan, osebni zapiski
- 4) ISKRA, TRM2501
- 5) "Optocouplers, Short Form Catalog", Siemens, 1987.

9 SENZORJI

- 9.1 UVOD
- 9.2 SENZORJI S SPREMEMBO UPORNOSTI
- 9.3 SENZORJI S SPREMEMBO KAPACITIVNOSTI
- 9.4 SENZORJI S SPREMEMBO INDUKTIVNOSTI
- 9.5 SENZORJI S SPREMEMBO NAPETOSTI

9.1 UVOD

Obstoja več možnih načinov razvrstitve senzorjev v različne razrede : glede na merjeno veličino(meritev temperature, tlaka itd.), glede na namen (meritev nivoja ali pretoka tekočine itd.), glede na tehnologijo (polprevodniški, tankoplastni itd.), in še druge razdelitve. Za naše namene bomo senzorje razvrstili v razrede glede na električno veličino, ki se v senzorju spreminja pod vplivom spremembe opazovanega parametra. Tako pridemo do naslednjih vrst senzorjev oz. načinov zaznavanja:

- senzorji s spremembo upornosti (uporovno zaznavanje)
- senzorji s spremembo kapacitivnosti (kapacitivnostno zaznavanje)
- senzorji s spremembo induktivnosti (induktivnostno zaznavanje)
- senzorji s spremembo napetosti (napetostno zaznavanje)

V nadaljevanju bo podan pregled nekaterih pogostejših tipov senzorjev.

9.2 SENZORJI S SPREMEMBO UPORNOSTI

V tem primeru je senzor kar nek upor, ki se mu zaradi spremembe merjenega parametra spremeni ohmska upornost. V nadaljevanju bo podan kratek opis pogostejših tipov tovrstnih elementov.

9.2.1 SENZOR POMIKA

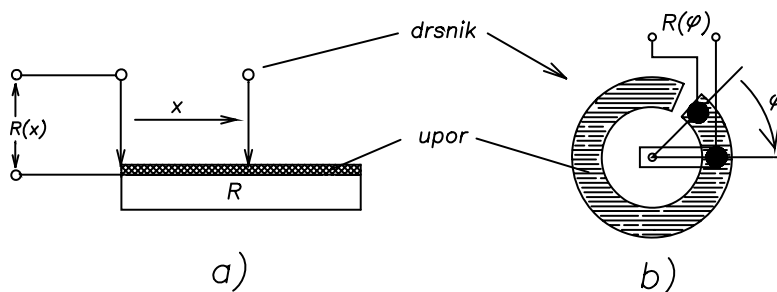
Senzor pomika za premo in rotacijsko gibanje prikazuje Sl 9.1. V principu je senzor tu kar nek linearni oz. rotacijski potenciometer, katerega drsnik je povezan s predmetom, katerega pomike zaznavamo. Zveza med pomikom Δx oz. zasukom $\Delta\phi$ in pripadajočo spremembo upornosti sensorja ΔR je zaradi linearne odvisnosti upora od njegove dolčine podana z enostavno linearno zvezo

$$\Delta x = K_1 \Delta R$$

$$\Delta\phi = K_2 \Delta R$$

Equation Section 9(9.1)

Iz tega osnovnega sensorja pomika lahko enostavno izpeljemo tudi mnoge druge vrste senzorjev, npr. senzor debeline, pozicije, senzor sile (ob uporabi protivzmeti), hitrosti (diferenciamo pomik), pospeška (diferenciramo hitrost), frekvence, zvoka itd.



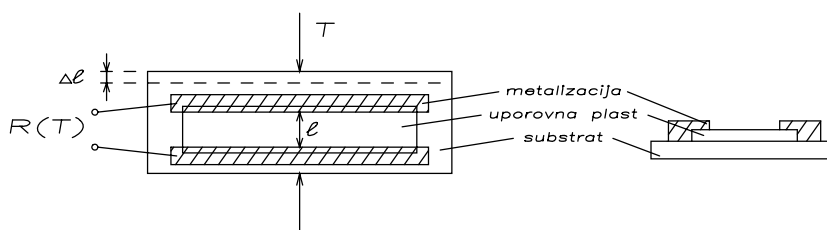
Sl 9.1 Uporovni senzor pomika za premo(a) in krožno(b) gibanje

9.2.2 SENZOR MEHANSKE NAPETOSTI

Senzor mehanske napetosti (Strain Gauge) služi za zaznavanje mehanskih napetosti oz. sil in deformacij. Strukturo teh senzorjev, ki so v praksi običajno izvedeni v obliki tankih lističev, prikazuje SI 9.2: na primernem substratu je izvedena neka uporovna struktura. Ti merilni lističi se s posebnimi lepili trdno prilepijo na merjeno telo (npr. lopatice neke turbine) in se zato pod vplivom obremenitve deformirajo (krčijo ali raztezajo) skupaj z merjencem. Zaradi mehanske obremenitve se torej merilnemu lističu spremeni geometrija (dolžina, širina, debelina) in posledica tega je sprememba upornosti ΔR senzorja. Pri ne prevelikih obremenitvah veljajo linearne zveze med obremenitvijo T , deformacijo Δl in spremembo upornosti ΔR

$$T = K_1 \Delta l = K_2 \Delta R \quad (9.2)$$

Namesto enostavnih ohmskih uporovnih materialov nastopajo včasih polprevodniški uporovni materiali. Pri takih senzorjih je občutljivost ($\Delta R/\Delta T$) precej večja zaradi dodatnih sprememb upornosti, ki so posledica spremembe specifične upornosti polprevodniškega materiala z obremenitvijo. Negativna lastnost polprevodniških senzorjev mehanskih napetosti pa je večja temperaturna odvisnost upornosti polprevodniškega materiala, kar pokvari ali vsaj oteži meritve.



SI 9.2 Uporovni senzor mehanskih napetosti

V nadaljevanju bodo na kratko opisane še nekatere vrste senzorjev, katerim je skupno, da izkoriščajo odvisnost ohmske upornosti v določenih materialih od ustreznih zunanjih parametrov.

9.2.3 TEMPERATURNI SENZOR

Osnova tega senzorja je upor iz materiala, ki se mu upornost spreminja s temperaturo. Primeri takih materialov so bili obravnavani v pogl.II, npr. pri žičnih uporih, termistorjih itd. Osnovni princip meritve prikazuje SI 9.3a. Proizvajalec običajno poda zvezo med upornostjo elementa in njegovo temperaturo $T(R)$, največkrat tabelarično ali grafično, včasih tudi analitično. Z meritvijo ohmske upornosti senzorja po tej zvezi torej direktno določimo temperaturo senzorja in s tem tudi temperaturo njegovega okolja

$$T = T(R) \quad (9.3)$$

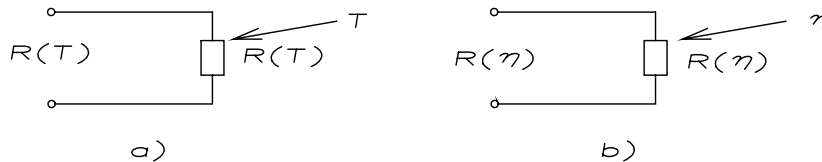
9.2.4 KEMOSENZORJI

Kemosenzorji služijo za detekcijo in določevanje koncentracij raznih kemijskih spojin. Pri tem izkoriščamo dejstvo, da je specifična upornost nekaterih materialov odvisna od prisotnosti oz. koncentracije določenih snovi. Znan tak primer je npr. odvisnost specifične upornosti nekaterih soli od relativne vlage η v ozračju, kar omogoča realizacijo uporovnega senzorja vlage (SI 9.3b). Meritev ohmske upornosti R tega senzorja ob podani karakteristiki omogoča direktno določitev relativne vlage η

$$\eta = \eta(R) \quad (9.4)$$

Analogno potekajo tudi meritve v primeru določevanja koncentracij spojin C pri drugih vrstah kemosenzorjev

$$C = C(R) \quad (9.5)$$

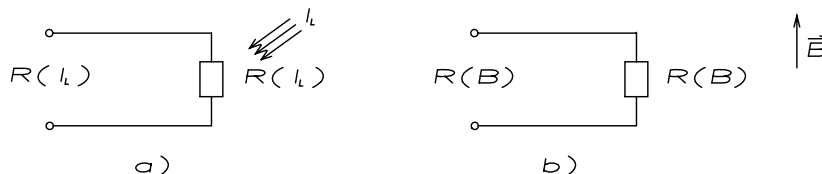


SI 9.3 Uporovni temperaturni senzor(a) in kemosenzor(b)

9.2.5 FOTOUPOR

Senzor svetlobnega in drugega sevanja lahko izvedemo z uporom iz materiala, ki se mu spreminja upornost v odvisnosti od osvetlitve I_L (SI 9.4a). Znani primeri takih materialov so polprevodniki, v katerih pride ob vpadu fotonov do generacije prostih elektronov in vrzeli ter s tem do upadanja upornosti osvetljenega materiala. S pomočjo podane karakteristike fotoupora $R(I_L)$ in meritve njegove upornosti lahko enostavno določimo neznano osvetlitev

$$I_L = I_L(R) \quad (9.6)$$



SI 9.4 Fotoupor(a) in poljska plošča(b)

9.2.6 POLJSKA PLOŠČA

Poljska plošča (Field Plate; Feld Platte) je senzor gostote magnetnega pretoka B . V bistvu gre za upor iz materiala, ki se mu specifična upornost spreminja z magnetnim poljem (Sl 9.4b). Z znano karakteristiko elementa $R(B)$ in meritvijo njegove upornosti določimo vrednost magnetnega polja

$$B = B(R) \quad (9.7)$$

9.3 SENZORJI S SPREMEMBO KAPACITIVNOSTI

V tem primeru je senzor nek kondenzator, ki se mu zaradi spremembe vrednosti opazovanega parametra spremeni kapacitivnost. V skladu z osnovno enačbo za kapacitivnost

$$C = \varepsilon \frac{A}{d} \quad (9.8)$$

nastopijo lahko spremembe kapacitivnosti zaradi spremembe dielektričnosti ali debeline dielektrika ter površine plošč. Nekaj tipičnih zgledov bo opisanih v nadaljevanju.

9.3.1 SENZOR NIVOJA

S spreminjanjem nivoja tekočine (sl.6a) se spreminja dielektrik v kondenzatorju in zato njegova kapacitivnost. Z meritvijo kapacitivnosti ob znani ali umerjeni karakteristiki senzorja $C(h)$ določimo nivo tekočine

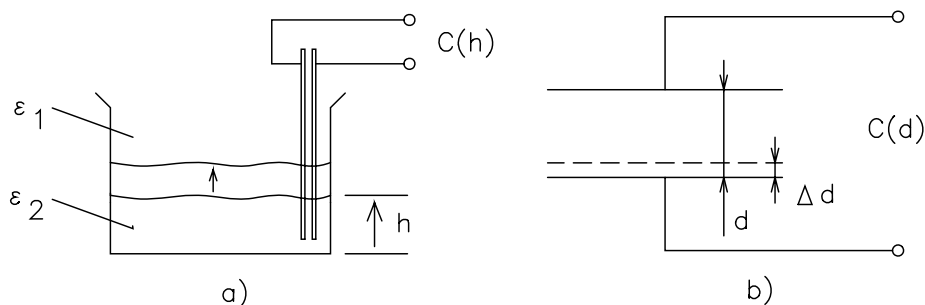
$$h = h(C) \quad (9.9)$$

9.3.2 SENZOR POMIKA

Kapacitivnostni senzor pomika prikazuje Sl 9.5b : ena od plošč kondenzatorja je gibljiva in povezana s predmetom, katerega premik merimo. Zaradi premika predmeta se torej enako premakne plošča kondenzatorja, s tem se spremeni debelina dielektrika in tudi kapacitivnost. Z meritvijo spremembe kapacitivnosti ΔC lahko torej določimo pomik Δd , bodisi s pomočjo podane ali izmerjene karakteristike $\Delta d(\Delta C)$ bodisi kar s pomočjo en(9.10)

$$d = \frac{\varepsilon A}{C} \quad \text{oz.} \quad \Delta d = -\frac{\varepsilon A}{C^2} \Delta C \quad (9.10)$$

Podobno, kot je bilo že podano pri uporavnem senzorju pomika, lahko tudi v tem primeru izvedemo iz sensorja pomika še izpeljanke (senzor debeline, pozicije, hitrosti, pospeška, sile, frekvence itd.).



SI 9.5 Kapacitivnostni senzor nivoja(a) in pomika(b)

9.4 SENZORJI S SPREMEMBO INDUKTIVNOSTI

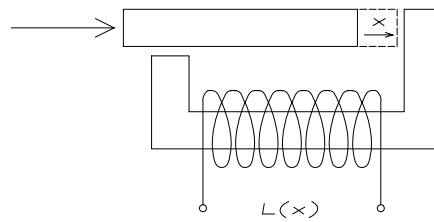
Senzor je v tem primeru neka tuljava z jedrom. Zaradi spremembe vrednosti opazovanega parametra se spremeni geometrija in s tem induktivnost tuljave.

9.4.1 SENZOR POMIKA

Senzor pomika prikazuje SI 9.6. Pri tej izvedbi je feritno jedro pritrjeno na predmet, katerega pomike zaznavamo. S pomikom se torej spremeni reža v jedru in s tem induktivnost (pogl. IV.3). Z meritvijo spremembe induktivnosti ΔL in podano ali izmerjeno karakteristiko sensorja lahko določimo pomik X

$$X = X(\Delta L) \quad (9.11)$$

Tudi v tem primeru lahko iz sensorja pomika izvedemo še ostale izpeljanke (senzor debeline, pozicije, sile, hitrosti, pospeška itd.).



SI 9.6 Induktivnostni senzor pomika

9.5 SENZORJI S SPREMEMBO NAPETOSTI

V tem primeru se zaradi spreminjanja vrednosti opazovanega parametra na izhodu senzorja pojavi ustrezna električna napetost. Senzorji največkrat to napetost generirajo samostojno brez zunanje napetostnega vira, s pretvorbo zunanje energije v električno preko nekega efekta (npr. elektromagnetna indukcija, piezoelektričnost, fotovoltaičnost, kontaktni potenciali itd.). Nekateri senzorji, kot npr. Hallov generator, pa potrebujejo za svoje delovanje dodaten zunanji napetostni vir.

9.5.1 INDUKTIVNI SENZOR POMIKA

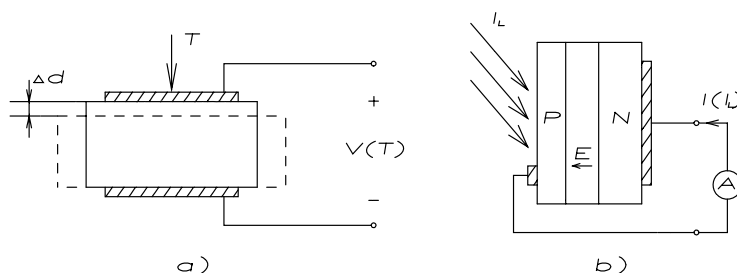
Senzor je v osnovi enak če opisanemu (SI 9.6), le da v tem primeru registriramo inducirano napetost, ki se pojavi kot posledica spremembe magnetnega pretoka zaradi premika jedra in s tem spremenjene reče v jedru (gl. pogl.IV.3!).

9.5.2 PIEZOELEKTRIČNI SENZOR POMIKA

Pri mehanski deformaciji piezoelektričnega kristala (SI 9.7a) se pojavi zaradi piezoelektričnega pojava na elektrodah električna napetost, proporcionalna obremenitvi oz. deformaciji. Piezoelektrični efekt je podrobneje obravnavan v pogl.V.2. S pomočjo podane ali izmerjene karakteristike senzorja lahko iz izmerjene napetosti V določimo mehansko obremenitev T oz. deformacijo Δd

$$\begin{aligned} T &= T(V) \\ \Delta d &= \Delta d(V) \end{aligned} \tag{9.12}$$

Predstavljeni piezoelektrični element lahko torej uporabimo kot senzor mehanske sile in pritiska, deformacije ter kot senzor pomika in ustreznih izpeljank (gl. Uporovno zaznavanje -Senzor pomika !).



SI 9.7 Piezoelektrični senzor pomika(a) in fotosenzor(b)

9.5.3 FOTOLENZAOR

Strukturo fotosenzorja prikazuje SI 9.7b. V osnovi je to neka PN struktura oz. dioda, v kateri se pod vplivom vpadle svetlobe generirajo prosti nosilci naboja. Električno polje v osiromašenem področju PN spoja te svetlobno generirane nosilce pospešuje preko spoja in tako povzroči tok fotosenzorja, sorprocionalen osvetlitvi. Isti strukturi pravijo včasih tudi fotodioda ali fotoelement, v primeru večjih površin elementov pa tudi sončna celica.

S pomočjo podane ali izmerjene karakteristike fotosenzorja lahko z meritvijo toka I določimo neznanu osvetlitev I_L

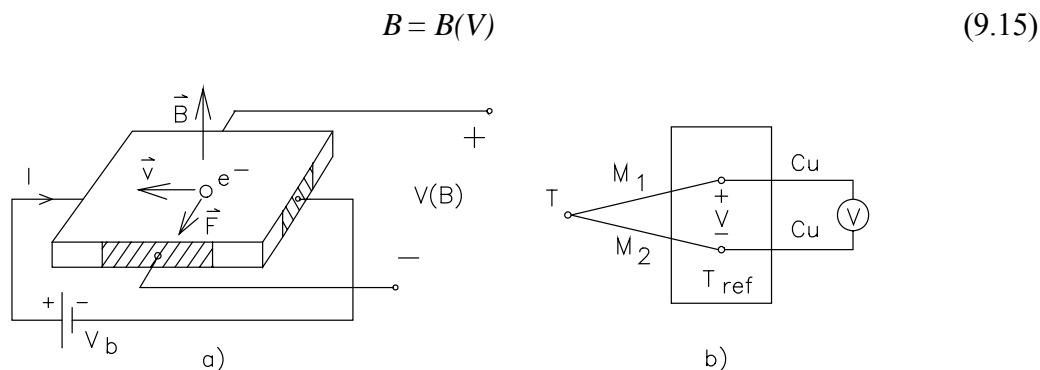
$$I_L = I_L(I) \quad (9.13)$$

9.5.4 HALLOV GENERATOR

Strukturo Hallovega generatorja, ki se lahko uporablja kot senzor gostote magnetnega pretoka B , prikazuje SI 9.8a : gre za ploščico prevodnega materiala z nanešenimi štirimi elektrodami ob straneh elementa. Pri tej vrsti senzorja je potreben zunanji izvor napetosti V_b , ki vzdržuje tok elementa I . Kot prikazuje SI 9.8a, deluje na gibajoče se elektrone z nabojem $(-q)$ v magnetnem polju sila

$$\vec{F} = -q\vec{v} \times \vec{B} \quad (9.14)$$

Ta sila povzroči zanašanje nabojev v prečni smeri, kot prikazuje Sl 9.8a. Zaradi tega kopičenja nabojev na eni strani elementa se pojavi med stranskima elektrodama električna napetost V , med drugim odvisna od gostote magnetnega pretoka B . S pomočjo podane ali izmerjene karakteristike Hallovega senzorja lahko z meritvijo napetosti V določimo neznano velikost gostote magnetnega pretoka B



SI 9.8 Hallov generator(a) in termoelement(b)

9.5.5 TERMOELEMENT

Meritev temperature s termoelementom prikazuje Sl 9.8b. Ta senzor temperature izkorišča pri svojem delovanju dejstvo, da se na spoju med dvema različnima prevodnima materialoma vzpostavi potencialna razlika oz. napetost, ki je odvisna od obeh materialov ter od temperature, na kateri se nahaja spoj med obema materialoma. S pomočjo podane ali izmerjene karakteristike termoelementa $\Delta T(V)$ ter meritve njegove napetosti V torej lahko določimo razliko med neznano temperaturo spoja T in referenčno temperaturo T_{ref} , na kateri se nahajajo kontakti termoelementa z merilno napravo ali, kadar so, s kabli za podaljšanje

$$T - T_{ref} = \Delta T(V) \quad (9.16)$$

Ker so materiali za termoelemente običajno dragi in dosegljivi v omejenih količinah (npr. čista platina Pt/platina z dodatkom rodija Rh, kombinacije nikel-krom NiCr itd.), običajno žice termoelementa podaljšujemo z bakrenimi, čim pridejo iz vročega področja merjenja (Sl 9.8b). Pri tem je treba paziti, da so spoji med žico termoelementa in bakra na popolnoma enaki temperaturi, sicer pride do dodatne neznanе generacije napetosti tudi na teh spojih in natančnost meritve ustrezno pade. Pri praktičnih meritvah je to največkrat zagotovljeno s tem, da se spoji termoelementa s podaljški nahajajo v toplotno izolirani posodi z mešanico vode in ledu, torej pri 0°C .

REFERENCE

- 1) Lenk
- 2) J.P.Holman, "Experimental methods for engineers", McGraw-Hill, 1984.
- 3) K.S.Lion, "ELEMENTS OF ELECTRICAL AND ELECTRONIC INSTRUMENTATION", McGraw-Hill Kogakusha, Ltd., 1975.
- 4) J.Furlan, osebni zapiski
- 5) H.Ahlers, J.Waldmann, "Mikroelektronische Sensoren", VEB VERLAG TECHNIK BERLIN, 1989.
- 6) K.H.Härdtl, editor, "Proceedings of EUROSENSORS IV", Elsevier, Sensors and Actuators B, Vol.4, 1991.
- 7) "Optoelectronic Semiconductors and Sensors", SIEMENS, 1988.

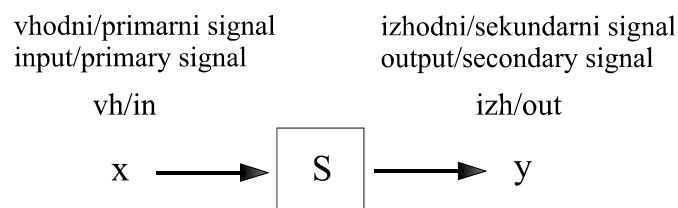
10 OSNOVE SENZORIKE

- 10.1 UVOD
- 10.2 OSNOVNI PODATKI SENZORJEV
- 10.3 SENZORSKI SISTEMI
- 10.4 OSNOVNA SENZORSKA VEZJA

10.1 UVOD

Senzorji so tisti elementi v merilnih in regulacijskih sistemih, ki pretvarjajo vrednost opazovanega(merjenega) parametra v električni signal. Kratka definicija senzorja se tako glasi:

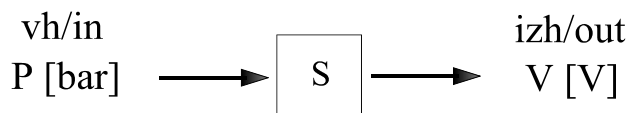
Definicija: Senzor je element, ki proizvaja na izhodu signal y , ki enolično odgovarja vrednosti opazovane veličine na vhodu senzorja x (SI 10.1).



SI 10.1 Osnovno delovanje senzorja

Primer: Senzor tlaka(SI 10.2) - tu je na izhodu senzorja signal, npr. električna napetost V , ki je enolično odvisen od vrednosti tlaka P na vhodu: $V = V(P)$.

Senzor tlaka torej opravlja enolično pretvorbo vhodnega signal(tlaka P) v izhodni signal (napetost V).

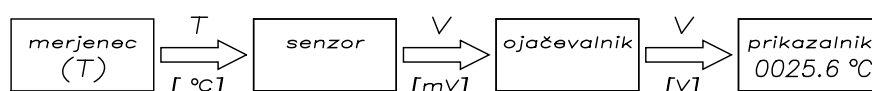


SI 10.2 Osnovno delovanje senzorja tlaka

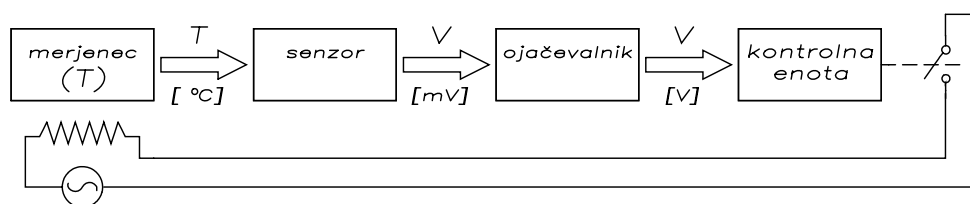
V praksi srečamo za senzorje včasih še različna druga imena kot npr. detektor (x-ray detector), meter (flowmeter), element (termoelement), celica (fotocelica) itd. Vsi ti elementi so v bistvu senzorji.

Senzorji se uporabljajo kot merilniki(pretvorniki) različnih veličin v merilnih in regulacijskih sistemih.

Tipično shemo nekega preprostega merilnega sistema, konkretno gre za meritev temperature, prikazuje SI 10.3a. Tipično shemo nekega preprostega regulacijskega sistema, konkretno gre za regulacijo temperature, prikazuje SI 10.3b. Oba sistema sta si podobna, razlika je le v izhodni enoti: prikazalnik je v regulacijskem sistemu nadomeščen z izhodno kontrolno enoto, ki grelec izklaplja v primeru previsokih temperatur in vklaplja pri prenizkih temperaturah.



a)



b)

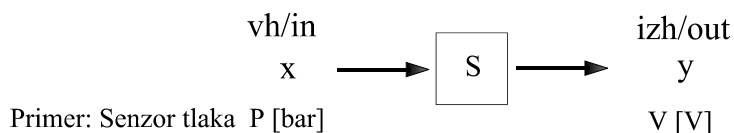
SI 10.3 Tipična shema preprostega merilnega(a) in regulacijskega(b) sistema

10.2 OSNOVNI PODATKI SENZORJEV

V tem poglavju si bomo ogledali nekatere osnovne podatke in parametre senzorjev kot so npr. karakteristika, občutljivost, točnost, ločljivost, hitrost odziva, itd.

10.2.1 KARAKTERISTIKA

Karakteristika senzorja je zveza med vhodno spremenljivko, ki jo običajno v senzoriki označimo s spremenljivko x in izhodno spremenljivko, ki jo običajno označimo s spremenljivko y (SI 10.4). Ta zveza je lahko podana grafično, tabelarično ali analitično (z enačbo).



SI 10.4 Zveza med vhodno in izhodno spremenljivko senzorja

Grafično podana karakteristika senzorja je prikazana na SI 10.5. Osnovni pojmi v karakteristiki senzorja so:

- **MR** (Measured Range, Span) – je merilno območje oz. obseg meritve. MR je določen z razliko med maksimalnim vhomom x_{\max} in minimalnim (ničelnim) vhomom x_{\min}

$$MR = x_{\max} - x_{\min} \quad (10.1)$$

Vhodna spremenljivka x lahko zavzema le vrednosti iz intervala (x_{\min}, x_{\max}) . Pogosto je vrednost vhodne spremenljivke x podana v % . Tedaj je spremenljivka x običajno normalizirana z MR in je torej določena z izrazom

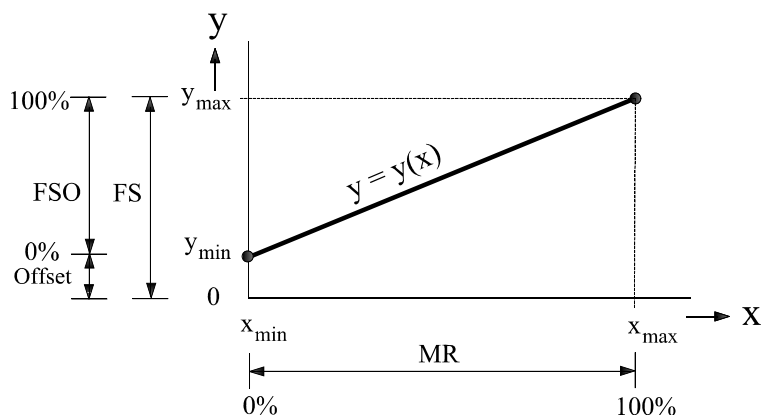
$$x[\%] = \frac{x - x_{\min}}{x_{\max} - x_{\min}} \times 100 \quad (10.2)$$

- **FS** (Full Scale) – je polni obseg, enak maksimalni vrednosti izhoda y_{\max}
- **Offset** - je minimalni izhod y_{\min} oz. vrednost izhoda pri ničelnem vhomu x_{\min}
- **FSO** (Full Scale Output) – je polni obseg izhoda oz. razlika med maksimalnim in minimalnim izhodom

$$FSO = y_{\max} - y_{\min} = FS - Offset \quad (10.3)$$

Pogosto je tudi izhodna vrednost y podana v %, tedaj je normalizirana običajno z FSO in torej določena z izrazom

$$y [\%] = \frac{y - y_{\min}}{y_{\max} - y_{\min}} \times 100 + y_{\min} \quad (10.4)$$

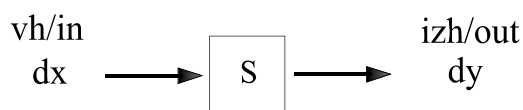


Sl 10.5 Grafično podana karakteristika senzorja

10.2.2 OBČUTLJIVOST

Definicija: Občutljivost senzorja (Sensitivity) S je razmerje med majhno spremembo izhoda dy in pripadajočo majhno spremembo vhoda dx (Sl 10.6)

$$S = \frac{dy}{dx} \quad (10.5)$$

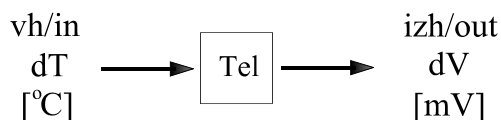


Sl 10.6 Občutljivost senzorja

Matematično gledano je torej občutljivost odvod karakteristike $y(x)$. Zato srečamo za občutljivost tudi druga imena, kot npr. strmina ali naklon karakteristike itd.

Primer: Občutljivost termoelementa (Sl 10.7) je torej

$$S_{Tel} = \frac{dy}{dx} = \frac{dV}{dT} \left[\frac{mV}{^{\circ}C} \right]$$



SI 10.7 Občutljivost termoelementa

Določanje občutljivosti

Določanje občutljivosti je odvisno od opisa senzorja, s katerim razpolagamo.

1) Analitična določitev: V tem primeru je senzor opisan z analitično podano funkcijo oz. karakteristiko $y = y(x)$. Občutljivost tedaj določimo kot odvod karakteristike

$$S = \frac{dy}{dx} \quad (10.6)$$

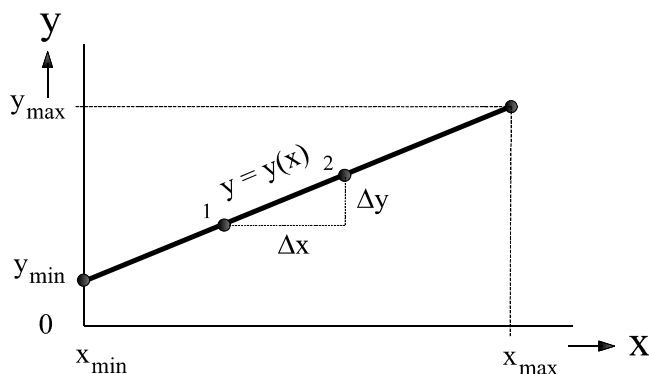
Primer: Idealen linearen senzor opisuje linearna karakteristika $y(x) = y_{\min} + Kx$. Občutljivost je tedaj

$$S_{lin} = \frac{dy}{dx} = K = const \quad (10.7)$$

Občutljivost idealnega linearnega senzorja je torej konstantna po vsem merilnem območju in je kar enaka strmini karakteristike. Hkrati je to tudi edini takven! primer, da je občutljivost konstantna.

2) Grafična določitev: V tem primeru je senzor opisan z grafično podano karakteristiko $y(x)$. Občutljivost tedaj določimo grafično kot razmerje ustreznih diferenc med dvema točkama na karakteristiki pri linearnem senzorju (SI 10.8), oz. podobno pri nelinearnem senzorju med dvema točkama na tangenti na karakteristiko

$$S = \frac{\Delta y}{\Delta x} = \frac{y_2 - y_1}{x_2 - x_1} \quad (10.8)$$



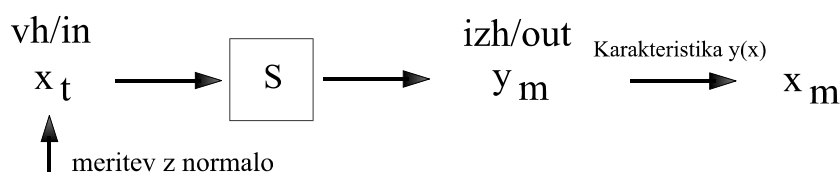
SI 10.8 Grafična določitev občutljivosti

3) Tabelarična določitev: V tem primeru je senzor opisan s tabelarično podano karakteristiko oz. tabelo y_i/x_i . Občutljivost tedaj določimo kot razmerje ustreznih diferenc

$$S = \frac{y_{i+1} - y_i}{x_{i+1} - x_i} \quad (10.9)$$

10.2.3 TOČNOST

Uvod: Točnost (Accuracy) ε_a podaja, kako dobro se merjeni (measured) odziv sensorja y_m oz. iz karakteristike $y(x)$ odčitani pripadajoči vhodni signal x_m ujema z resnično oz. točno (true) vhodno vrednostjo x_t (Sl 10.9).



Sl 10.9 Točnost sensorja

Za določitev točne vrednosti na vhodu x_t potrebujemo neodvisno, točno meritev vhodne veličine, kar izvedemo z nekim zelo točnim sensorjem (normalo), po točno določenih predpisih (standardih).

Definicija: Točnost ε_a je razlika med merjeno vrednostjo x_m in točno vrednostjo x_t .

Običajno je točnost podana v procentih. Tedaj je običajno normalizirana z vrednostjo x_t

$$\varepsilon_a \text{ [%]} = \frac{x_m - x_t}{x_t} \times 100 \quad (10.10)$$

Včasih je točnost normalizirana s polnim obsegom $FS = x_{\max} - x_{\min}$

$$\varepsilon_f \text{ [%]} = \frac{x_m - x_t}{x_{\max} - x_{\min}} \times 100 \quad (10.11)$$

Včasih srečamo povprečno točnost $\langle \varepsilon_a \rangle$. V tem primeru, zaradi večje zanesljivosti, N-krat ponovimo meritev pri istem, konstantnem x_t . Zaradi različnih pojavov, kot npr. mikrospremembe v sensorju ali v okolju sensorja in drugih pogojev meritve, dobivamo vedno malo različne vrednosti, npr. pri i-ti meritvi dobimo vrednost x_{mi} itd. Tedaj lahko zaradi večje zanesljivosti določimo povprečno merjeno vrednost $\langle x_m \rangle$

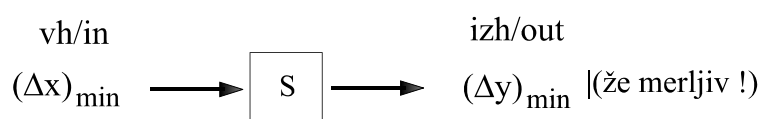
$$\langle x_m \rangle = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_{mi} \quad (10.12)$$

Nato določimo povprečno točnost, v skladu z en(10.13)

$$\langle \varepsilon_a \rangle [\%] = \frac{\langle x_m \rangle - x_t}{x_t} \times 100 \quad (10.13)$$

10.2.4 LOČLJIVOST

Definicija: Ločljivost (Resolution) R je najmanjša sprememba vhodne veličine $(\Delta x)_{\min}$, ki se odrazi v že merljivi spremembi izhoda $(\Delta y)_{\min}$ (SI 10.10).



SI 10.10 Ločljivost senzorja

Ker je najmanjša že merljiva sprememba na izhodu senzorja $(\Delta y)_{\min}$ odvisna ne le od senzorja samega temveč tudi od od kvalitete konkretnega merilnega oz. senzorskega sistema v celoti, se pojem ločljivosti torej ne nanaša le na senzor sam (kot ostale tu obravnavane lastnosti), temveč na celoten senzorski sistem.

Pogosto je ločljivost podana v procentih. Tedaj je običajno normirana z obsegom meritve

$$R [\%] = \frac{(\Delta x)_{\min}}{x_{\max} - x_{\min}} \times 100 \quad (10.14)$$

Primer: Termoelement ima obseg meritve $0^{\circ}\text{C} - 100^{\circ}\text{C}$. Minimalna sprememba temperature na vhodu, ki se pri danem senzorskem sistemu odrazi v že opazni (merljivi) spremembi napetosti na izhodu, je 0.1°C . Določi ločljivost tega senzorskega sistema !

Rešitev: Ločljivost je tedaj (en(10.14))

$$R = \frac{(\Delta T)_{\min}}{T_{\max} - T_{\min}} \times 100\% = \frac{0.1^{\circ}\text{C}}{100^{\circ}\text{C} - 0^{\circ}\text{C}} \times 100\% = \underline{0.1\%} \quad (10.15)$$

Včasih je podana povprečna ločljivost. Pogosto je namreč $(\Delta x)_{\min}$ različen za različne vrednosti x po intervalu (x_{\min}, x_{\max}) . V tem primeru razdelimo merilno območje npr. na N podintervalov in določimo povprečno vrednost $\langle (\Delta x)_{\min} \rangle$ s povprečenjem preko Celotnega področja

$$\langle (\Delta x)_{\min} \rangle = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (\Delta x)_{\min i} \quad (10.16)$$

Povprečno ločljivost določimo spet s pomočjo en(10.14)

$$R[\%] = \frac{\langle (\Delta x)_{\min} \rangle}{x_{\max} - x_{\min}} \times 100 \quad (10.17)$$

10.2.5 SELEKTIVNOST

Uvod: V resničnem senzorju se lahko izhod spremeni tudi zaradi spremembe različnih drugih motilnih (parazitnih, stranskih) parametrov iz okolice, ne le zaradi spremembe vhodnega oz. merjenega parametra (SI 10.11)!

Tipični primeri motilnih parametrov iz okolice so npr. temperatura T , vlaga η , osvetlitev Φ_L , pritisk P , pospešek a itd.

Definicija: Selektivnost (Selectivity) S_α je občutljivost senzorja na različne motilne parametre

$$S_\alpha = \frac{dy}{dx_\alpha} \quad (10.18)$$

kjer predstavlja spremenljivka x_α razne motilne parametre: $x_\alpha = T, \eta, \Phi_L, P$ itd.

Idealen senzor ima torej selektivnost $S_\alpha = 0$, v tem primeru torej ni nobenega vpliva motilnih parametrov na delovanje oz. na izhod senzorja.

Resničen senzor ima od 0 različno selektivnost $S_\alpha \neq 0$, torej tu obstoja vpliv motilnih parametrov na delovanje oz. na izhod senzorja.

SI 10.11 Selektivnost senzorja

Pri uporabi senzorjev v praksi je običajno največ problemov ravno v zvezi z motilnimi oz. parazitnimi parametri iz okolice. Pogosto so opisani pojavi glavni vir težav pri zahtevnejših (natančnejših) aplikacijah. Zato v praksi za te pojave pogosto srečamo poleg imena selektivnost še razna druga imena kot npr. nestabilnost, navzkrižna občutljivost (cross-sensitivity), lezenje (drift) itd.

Primer: Senzor tlaka

Pri spremembi tlaka na vhodu za ΔP se izhod pri dani občutljivosti sensorja S , v skladu z en(10.8), spremeni za napetost ΔV

$$\Delta V = S \cdot \Delta P \quad (10.19)$$

Če pa se spremeni temperatura sensorja za npr. ΔT , se bo izhod sensorja, zaradi različnih temperaturnih odvisnosti v strukturi sensorja, v skladu z en(10.18), spremenil za neko napetost ΔV_T , kot sledi iz en(10.18)

$$\Delta V_T = S_T \cdot \Delta T \quad (10.20)$$

Pri hkratni spremembi tlaka in temperature na sensorju bo sprememba izhodne napetosti sestavljena iz obeh efektov in je zato rezultat meritve, ob neupoštevanju temperaturnega vpliva, netočen.

Pri aplikacijah, ki zahtevajo visoko točnost, lahko uporabimo razne pristope za odpravo te netočnosti, kot npr:

1) Temperaturna stabilizacija: V tem primeru merilno okolje sensorja temperaturno stabiliziramo (termostatiramo). S tem preprečimo spreminjanje temperature med meritvijo: $T = \text{const}$ oz. $\Delta T = 0$ in v skladu z en(10.20) izničimo netočnost:

$$\Delta V_T = 0 ! \quad (10.21)$$

2) Temperaturna kompenzacija: V tem primeru merilnemu sistemu dodamo še senzor temperature, s katerim stalno merimo tudi temperaturne spremembe ΔT . Na podlagi izmerjene ali od proizvajalca podane selektivnosti sensorja na temperaturo S_T določimo po en(10.20) pripadajočo spremembo izhoda ΔV_T , ki jo nato odštejemo od izmerjenega izhodnega signala. Tako dobimo točno izhodno informacijo o vhodnem signalu - tlaku na vhodu.

V novejših senzorskih sistemih omenjene operacije izvaja mikroračunalnik. V spomin mikroračunalnika vpišemo korekturno tabelo (zvezo) $\Delta V_T/T$, s pomočjo katere mikroračunalnik na podlagi izmerjene temperature določi pripadajočo korekturo ΔV_T . To vrednost nato odšteje od celotne izmerjene izhodne spremembe ΔV . Končno mikroračunalnik na podlagi vpisane osnovne karakteristične tabele sensorja $\Delta V/P$ določi točno vrednost tlaka na vhodu sensorja.

10.2.6 ŠUM

Definicija: Šum (Noise, Noise Signal) N je efektivna vrednost šumnega signala na izhodu senzorja $\sqrt{u_n^2}$ pri ničelnem vходу x_{\min} .

Tipične efektivne oz. rms (root/mean/square - koren/povprečje/kvadrat) vrednosti šuma $\sqrt{u_n^2}$ so pri senzorjih običajno majhne napetosti v razredu [μ V].

10.2.7 MINIMALNI DETEKTIRANI SIGNAL

Definicija: Minimalni detektirani signal senzorja (Minimal Detectable Signal) MDS je tista najmanjša vrednost vhodnega signala x^{\min} , ki v senzorju že vzbudi enako velik izhodni signal y^{\min} , kot je vrednost šumnega signala N na izhodu senzorja!

Komentar: Dober senzor naj bi imel MDS čim manjši. MDS je določen s šumnimi lastnostmi danega senzorja. Vhodnih signalov pod MDS ne moremo zaznavati, ker jih na izhodu ne moremo izločiti iz šuma N .

Soroden, vendar ne enak pomen kot MDS ima naslednji obravnavani parameter, prag senzorja.

10.2.8 PRAG

Definicija: Prag (Threshold) Δx_{Thr} je tista najmanjša sprememba vhodnega signala Δx_{Thr} , če začnemo opazovati pri začetni vrednosti na vходу x_{\min} (ničelni vhod), ki povzroči že merljivo spremembo izhoda.

Ker je najmanjša že merljiva sprememba na izhodu senzorja odvisna tudi od kvalitete danega merilnega oz. senzorskega sistema, se tudi pojem praga torej ne nanaša le na senzor sam (kot ostale tu obravnavane lastnosti), temveč na kompleten senzorski sistem.

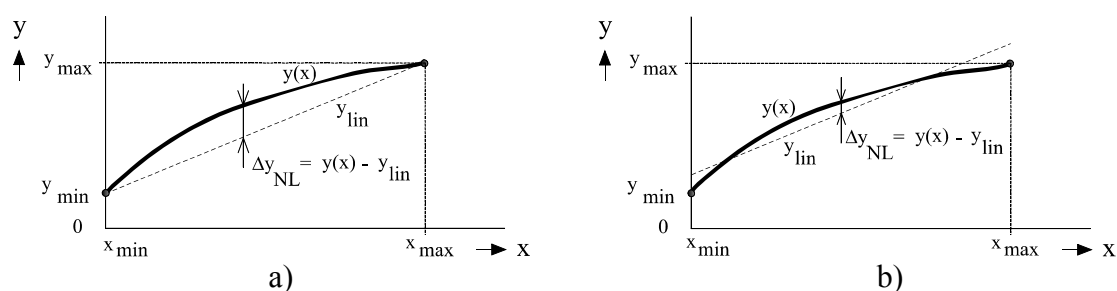
Komentar: Glede na podane definicije je torej prag enak ločljivosti pri ničelnem vходу x_{\min} .

10.2.9 Nelinearnost

Definicija: Nelinearnost (Nonlinearity) Δy_{NL} je odstopanje odziva senzorja od idealnega linearnega odziva.

V literaturi najdemo različne načine določitve odziva idealnega linearnega senzorja, npr.:

1) Metoda začetna-končna točka: V tem primeru dobimo idealno linearno karakteristiko enostavno s tem, da potegnemo premico skozi začetno in končno točko v karakteristiki obravnavanega senzorja (črtkano na Sl 10.12a).



Sl 10.12 Nelinearnost senzorja: a) metoda začetna-končna točka in b) metoda povprečne premice

2) Metoda povprečenja: V tem primeru dobimo idealno linearno karakteristiko z eno izmed metod povprečenja (averaging) oz. dobrega prileganja (best fit) premice na dano krivuljo (črtkano na Sl 10.12b). Pri teh metodah določimo enačbo premice, ki zadošča določenim zahtevam glede prileganja premice dani krivulji. Znana je npr. metoda najmanjših kvadratov (least squares), pri kateri določimo enačbo premice z zahtevo po minimiziranju vsote kvadratov razlik med krivuljo in premico v izbranih točkah merilnega območja $MR = X_{max} - X_{min}$.

Pogosto je nelinearnost podana v procentih. Tedaj je običajno normirana s polnim obsegom izhoda $FSO = y_{max} - y_{min}$

$$\Delta y_{NL}(x) [\%] = \frac{y(x) - y_{lin}}{y_{max} - y_{min}} \quad (10.22)$$

Kot nakazuje en(10.22), se nelinearnost Δy_{NL} resničnega senzorja spreminja z vrednostjo vhodne spremenljivke x , po merilnem območju MR. V priročnikih zato proizvajalci nelinearnost podajajo na tri različne, bolj ali manj točne načine, kot bo opisano v nadaljevanju.

1. Točne vrednosti

Priročnik podaja točne vrednosti $\Delta y_{NL}(x)$ po celotnem merilnem območju MR, v obliki analitične funkcije, grafa ali tabele. V tem primeru imamo torej podane točne vrednosti nelinearnosti senzorja po celotnem merilnem obsegu, je pa seveda ta pristop bolj zahteven

glede porabe prostora v priročniku.

2. Povprečna vrednost

Priročnik podaja le povprečno vrednost Δy_{NL} na merilnem območju MR. V tem primeru imamo torej podano le tipično vrednost oz. oceno nelinearnosti, ki jo lahko pričakujemo pri delu z danim senzorjem

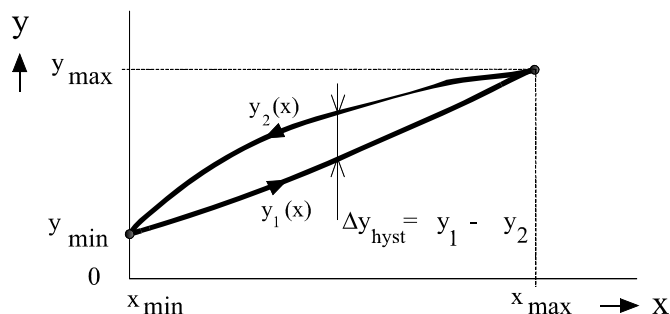
3. Najslabša vrednost

Priročnik podaja le maksimalno vrednost nelinearnosti Δy_{NL} na merilnem območju MR. V tem primeru torej vemo le, da večje oz. slabše vrednosti Δy_{NL} kot je podana, pri delu z danim senzorjem ne bomo srečali (worst čase).

Opisani načini podajanja so splošno uporabljani in jih redno srečujemo v katalogih pri podajanju različnih parametrov, ki se spreminjajo po merilnem območju.

10.2.10 HISTEREZA

Definicija: Histereza (hysteresis) Δy_{hyst} je razlika v odzivu senzorja, ki se pojavi pri obhodu merilnega obsega MR v nasprotnih smereh (Sl 10.13).



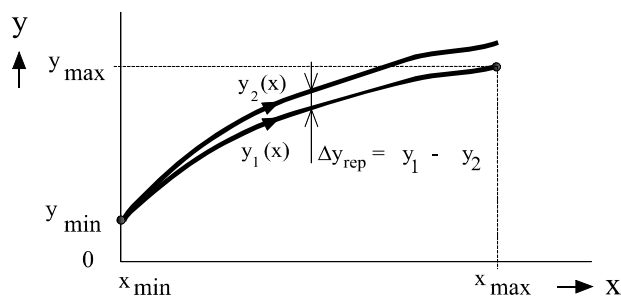
Sl 10.13 Histereza senzorja

Vzroki za histerezo senzorja so v različnih pojavih kot npr. mikrospremembe okolja med meritvijo (temperatura, pritisk, osvetlitev, vlaga, električna in magnetna polja itd.) in mikrospremembe v senzorju oz. senzorskem sistemu samem (utrujenje materiala, deformacije, neohmski oz. usmerniški kontakti, itd.).

Proizvajalci včasih histerezo podajajo v procentih, tedaj je običajno normalizirana s polnim obsegom izhoda FSO. Vrednosti histereze proizvajalci podajajo na različne načine, podobno kot je bilo opisano pri obravnavi nelinearnosti (maksimalna vrednost - worst čase, povprečna vrednost ali potek histereze po celotnem merilnem obsegu - graf, tabela ali funkcija).

10.2.11 PONOVLJIVOST

Definicija: Ponovljivost (repeatability) Δy_{rep} je razlika v odzivu senzorja, ki se pojavi pri ponovljenem obhodu merilnega obsega MR v isti smeri (SI 10.14).



SI 10.14 Ponovljivost senzorja

Podobno kot pri histerezi je vzrok za nelinearnost senzorja v različnih pojavih kot npr. mikrospremembe okolja med meritvijo (temperatura, pritisk, osvetlitev, vlaga, električna in magnetna polja itd.) in mikrospremembe v senzorju oz. senzorskem sistemu samem (utrujanje materiala, deformacije, kontakti, itd.).

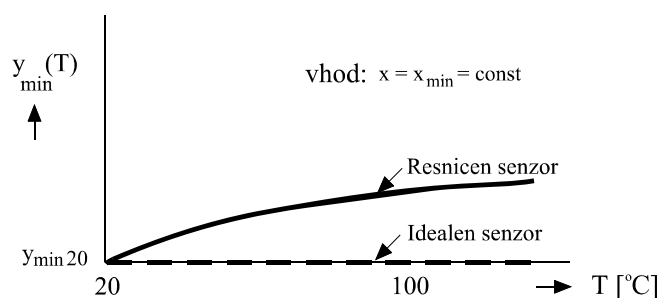
Proizvajalci včasih ponovljivost podajajo v procentih, tedaj je običajno normalizirana z polnim obsegom izhoda FSO.

Ponovljivost se v splošnem spreminja po merilnem obsegu (SI 10.13) in jo proizvajalci podajajo na različne načine, podobno kot je bilo opisano pri obravnavi nelinearnosti: maksimalna vrednost (worst case), povprečna vrednost ali točen potek ponovljivosti po celotnem merilnem obsegu (graf, tabela ali funkcija).

Včasih srečamo za ponovljivost tudi ime preciznost (Precision).

10.2.12 TEMPERATURNI NIČELNI ODZIV

Definicija: Temperaturni ničelni odziv (Offset Temperature Drift) je spreminjanje izhoda y_{min} pri konstantnem ničelnem vhodu x_{min} (oz. Offseta), zaradi spreminjanja temperature (SI 10.15).



SI 10.15 Temperaturni ničelni odziv

Pogosto je opisani pojav glavni vir težav pri aplikaciji senzorja. V praksi srečamo za to nezaželeno lastnost tudi druga imena (Temperature Zero Drift, Temperature Zero Error). Proizvajalci merijo in podajajo spremembo ničelnega odziva y_{\min} (Offset) s temperaturo običajno, kot že opisano, z maksimalno vrednostjo (najslabši primer - worst case), s povprečno vrednostjo ali v obliki grafa (SI 10.14).

Podobno srečamo včasih tudi podatke za temperaturni odziv maksimalnega izhoda y_{\max} pri konstantnem maksimalnem vходу x_{\max} . Graf na SI 10.14 se tedaj ne spremeni, le indeksi se zamenjajo (x_{\min} v x_{\max} itd.).

10.2.13 PREOBREMENITVENE LASTNOSTI

O preobremenitvi (Overload, Overrange) govorimo, kadar pride med delovanjem senzorja do prekoračitve maksimalnih dopustnih vrednosti na vходу: $x > x_{\max}$! Pri tem proizvajalci podajajo naslednji dve lastnosti senzorja:

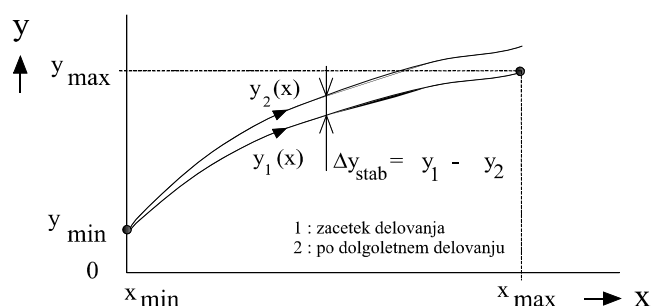
Dopustna preobremenitev: je od proizvajalca predpisana maksimalna kratkotrajna vrednost vhodne (merjene) veličine $x_M > x_{\max}$, ki je lahko aplicirana na senzor v predpisanem trajanju. Pri tem se senzorjeve lastnosti ne smejo spremeniti za več kot je podano s predpisom proizvajalca.

Čas vzpostavitve (Recovery Time): je čas, ki je potreben, da senzor po preobremenitvi spet dobi predpisane lastnosti.

10.2.14 DOLGOROČNA STABILNOST

Dolgoročna stabilnost (Longterm Stability) Δy_{stab} je sprememba senzorjevega odziva po dolgotrajnem, dolgoletnem delovanju. Stabilnost Δy_{stab} je določena (SI 10.16) z razliko v izmerjeni karakteristiki na začetku (ob izdelavi) $y_1(x)$ in na koncu (po dolgoletnem

delovanju) $y_2(x)$, pri predpisanih pogojih delovanja (predpisani vhodni signali, predpisane vrednosti parametrov okolja T, P itd.).



SI 10.16 Dolgoročna stabilnost

Meritev dolgoročne stabilnosti je problematična, saj bi morali počakati z meritvijo vrsto let (npr. 10-20 let) za določitev sprememb senzorja po dolgoletnem delovanju. Rešitev tega problema je v pospešenem staranju oz. testiranju. Kot je bilo pokazano v poglavju o staranju, se pri pospešenem staranju npr. s povišano temperaturo staranje pospeši za akceleratorijski faktor (Acceleration Factor) AF_T

$$AF_T = \frac{t_a}{t_t} = e^{\frac{E_a}{k} \left(\frac{1}{T_a} - \frac{1}{T_t} \right)} \quad (10.23)$$

kjer je T_a temperatura ambienta, T_t povišana temperatura pospešenega testiranja oz. staranja, t_a čas staranja na ambientni temperaturi in t_t čas staranja za enako degradacijo na povišani temperaturi, E_a aktivacijska energija pospešenega staranja in k Boltzmannova konstanta.

Primer: Za kakšen faktor se skrajša čas testiranja za ekvivalentno postarjanje oz. degradacijo pri povišani temperaturi $T_t = 250^\circ\text{C}$, v primerjavi s staranjem na ambientni temperaturi $T_a = 25^\circ\text{C}$? Aktivacijska energija pospešenega staranja je $E_a = 1\text{eV}$.

Rešitev: Vstavimo dane podatke v en(10.23) in dobimo

$$AF_T = \frac{t_a}{t_t} \cong 1000 \quad (10.24)$$

Čas testiranja oz. staranja za isto degradacijo je torej na temperaturi $T_t = 250^\circ\text{C}$ približno 1000-krat krajši kot na ambientni temperaturi $T_a = 25^\circ\text{C}$!

Običajno je izmerjena in podana maksimalna vrednost (worst čase) dolgoročne stabilnosti Δy_{stab} na čelotnem merilnem območju $MR = x_{\text{max}} - x_{\text{min}}$, ali pa je podana kompletna informacija v obliki grafa (SI 10.12). Kadar je dolgoročna stabilnost podana v procentih, je običajno normalizirana z FSO.

10.2.15 POGOJI OKOLJA

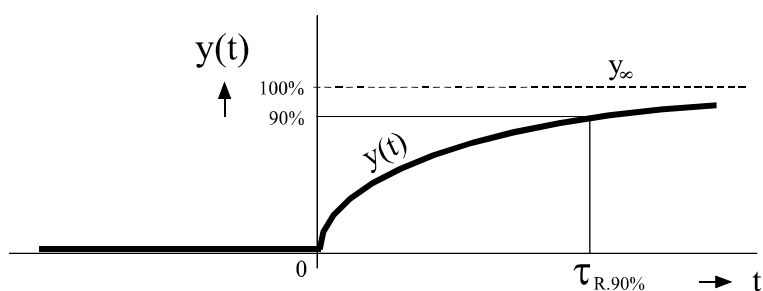
Pogoji okolja (Ambient Conditions): so od proizvajalca dovoljene vrednosti raznih vplivnih parametrov iz sensorjevega okolja kot npr. temperatura, pritisk, vlaga, koncentracije raznih agresivnih spojin, pospešek, rotacija, vibracija, šoki, elektromagnetna polja itd.

Strogo spoštovanje predpisanih pogojev okolja je osnovni pogoj za dolgoročno dobro, točno delovanje sensorja. Pogosto v praksi ta zahteva predstavlja enega večjih problemov.

10.2.16 ODZIVNI ČAS

Uvod: V vsakem resničnem sensorju je izhod (odziv) bolj ali manj zakasnen za vhodom. Zakasnitev sensorjevega odziva proizvajalci karakterizirajo z odzivnim časom. V praksi srečamo še različna druga imena za odzivni čas (Response Time) t_R kot npr. zakasnilni čas (Delay Time) t_D , čas vzpona (Rise Time) t_r v primerih, ko izhodni signal raste ali čas upadanja (Fall Time) t_f v primerih, ko izhodni signal upada idr. Proizvajalci definirajo, merijo in podajajo odzivne čase na različne načine. Ogleдали si bomo nekaj tipičnih primerov.

Definicija: Odzivni čas $t_{R90\%}$ je čas, ki je potreben, da po nenadni spremembi vhoda izhodni signal $y(t)$ doseže 90% končne vrednosti y_∞ (Sl 10.17 **Definicija odzivnega časa $t_{R90\%}$**).



SI 10.17 Definicija odzivnega časa $t_{R90\%}$

Komentar: Na podoben način so definirani še razni drugi odzivni časi, npr. $t_{R98\%}$ je čas, ki je potreben, da izhod doseže 98% končne vrednosti. Podobno je definiran čas $t_{R63\%}$, ki torej predstavlja čas, v katerem se izhod spremeni za 63% oz. $1/e$. Odzivni čas $t_{R5/95\%}$ pa je definiran kot čas, potreben za spremembo odziva od 5% na 95%, itd.

V primeru časovno spremenljivih signalov na vходу sensorja, npr. harmoničnega signala s frekvenco $f = \omega/2\pi$, se izkaže, da odziv sensorja zadovoljivo, brez opaznih zakasnitev, sledi vhodne signale do frekvenc reda $1/\tau$. Omejitev dobrega delovanja sensorja pri vhodnih signalih visokih frekvenc f je torej

$$f \leq 1/\tau \quad (10.25)$$

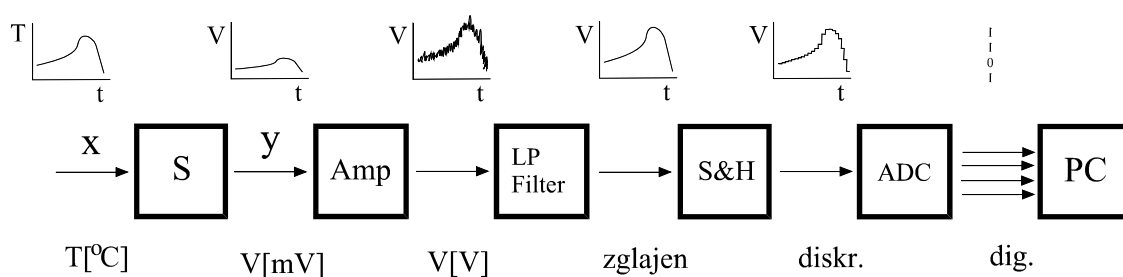
REFERENCE

- 1) Lenk
- 2) J.P.Holman, "Experimental methods for engineers", McGraw-Hill, 1984.
- 3) K.S.Lion, "ELEMENTS OF ELECTRICAL AND ELECTRONIC INSTRUMENTATION", McGraw-Hill Kogakusha, Ltd., 1975.
- 4) J.Furlan, osebni zapiski
- 5) H.Ahlers, J.Waldmann, "Mikroelektronische Sensoren", VEB VERLAG TECHNIK BERLIN, 1989.
- 6) K.H.Härdtl, editor, "Proceedings of EUROSENSORS IV", Elsevier, Sensors and Actuators B, Vol.4, 1991.
- 7) "Optoelectronic Semiconductors and Sensors", SIEMENS, 1988.

10.3 SENZORSKI SISTEMI

10.3.1 TIPIČEN SENZORSKI SISTEM

Tipičen senzorski sistem je sestavljen iz vhodnega senzorskega elementa in nekaterih osnovnih elektronskih sklopov za obdelavo signala (Signal Conditioning). Tipičen senzorski sistem prikazuje SI 10.18. Dodani so tudi diagrami časovnih potekov senzorskega signala v različnih fazah obdelave.



SI 10.18 Tipičen senzorski sistem

Za pravilno delovanje senzorskega sistema morajo sklopi izpolnjevati določene osnovne zahteve, ki jih bomo v tem uvodnem delu na kratko pregledali. Ker v ADC pretvornikih pogosto srečamo kot sestavni del tudi DAC, si bomo na kratko ogledali tudi te pretvornike.

10.3.2 OJAČEVALNIK

Ojačevalnik (Amplifier) mora izpolnjevati predvsem dve osnovni zahtevi:

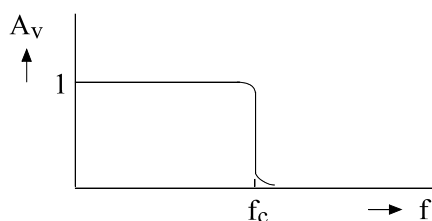
1) Ojačevalnik mora imeti visoko vhodno upornost, da ne obremenjuje sensorja oz. da je izhodni tok sensorja $i_{Siz} = 0$. Sensorji so običajno precej miniaturni elementi in zato že minimalne obremenitve oz. izhodni toki pogosto škodljivo vplivajo na sensorjev odziv in tako pokvarijo meritev. Zato so v tem primeru v rabi ti. blažilniki oz. "Buffer" ojačevalniki, ki imajo visoko vhodno upornost, kot bomo videli v naslednjem poglavju pri npr. instrumentacijskem ojačevalniku.

2) Ojačenje (Gain) mora biti primerno veliko - torej tolikšno, da se maksimalni senzorski signali ojačijo blizu polnega vhodnega obsega (Full Input Voltage Range) danega ADC-ja, vendar ta vrednost ni presežena.

Več o ojačevalnikih v sensoriki bo govora na koncu poglavja.

10.3.3 NIZKOPROPUSTNI FILTER

Nizkopropustni filter (Low-Pass Filter, LP) oz. nizko sito mora imeti primerno prenosno karakteristiko, kot prikazuje SI 10.19. Kritična frekvenca f_c , pri kateri napetostno ojačenje A_v upade, mora biti dovolj nizka, da odstrani vse vf motnje in tako zgladi signal (gl. SI 10.18).



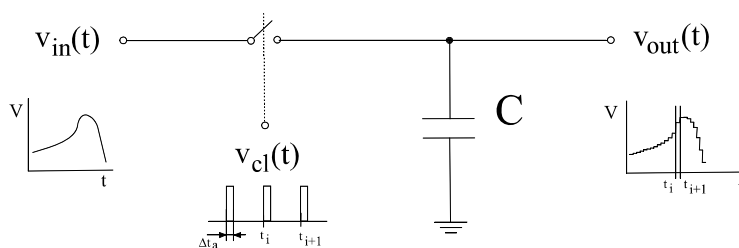
SI 10.19 Prenosna karakteristika nizkopropustnega (LP) filtra

10.3.4 VZORČNO-ZADRŽEVALNO VEZJE

Vzorčno-zadrževalno vezje (Sample&Hold Circuit) ali kratko S/H vzdržuje na svojem izhodu v določenem časovnem intervalu konstantno vrednost vhodnega analognega (zveznega) signala, običajno kar začetno vrednost na danem časovnem intervalu. Nato preskoči vrednost na izhodu S/H v naslednjem časovnem intervalu na novo konstantno vrednost itd.

S/H torej "razseka" analogen (zvezen) vhodni signal v diskretiziran (stopničast) izhodni signal.

Osnovno shemo S/H prikazuje SI 10.20. V osnovi je S/H vezje torej sestavljeno le iz dveh elementov: stikala in kondenzatorja.



SI 10.20 Osnovna shema S/H vezja: stikalo, kondenzator

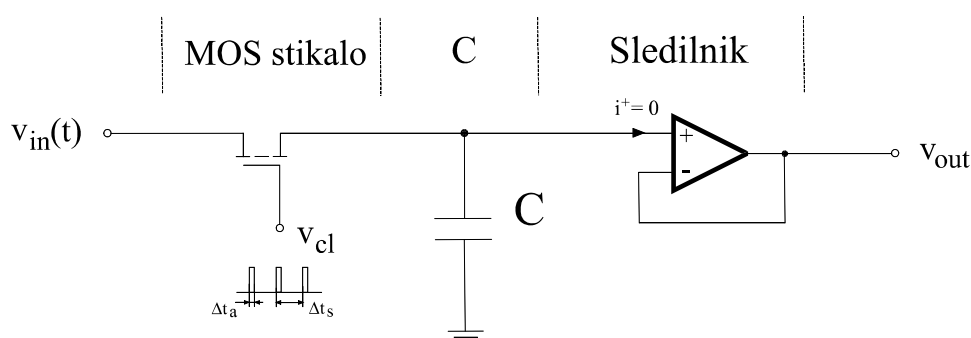
Stikalo (Switch) S je običajno neko transistorsko stikalo, ki ga odpiramo in zapiramo z nekim urnim (clock) signalom $v_{cl}(t)$.

Analiza delovanja:

Ko se stikalo na SI 10.20 S sklene, npr. v trenutku t_i , se kondenzator C nabije na trenutno vrednost vhodnega signala v tem trenutku: $v_{in}(t_i)$. Nato se po kratkem času odprtja (aperture) Δt_a stikalo S spet razklene in na kondenzatorju oz. izhodu se vzdržuje konstantna napetost $v_{out}(t) = v_{in}(t_i)$, do naslednjega vzorčenja v času t_{i+1} , itd.

Obstojajo različne izvedbe S/H vezij. Tu si bomo ogledali izvedbo S/H s sledilnikom.

Vežje lahko razdelimo v tri osnovne dele: MOS transistorsko stikalo (Switch) S, kondenzator C in sledilnik, izveden tu z operacijskim ojačevalnikom (SI 10.21).



SI 10.21 S/H s sledilnikom

Sledilnik bo obravnavan v poglavju o senzorskih vezjih. Sledilnik signalov ne preoblikuje ($A_v = v_{out}/v_{in} = 1$ oz. $v_{out} = v_{in}$), pač pa v tem primeru poskrbi, da se kondenzator C ne prazni na izhodu ($z_{in} = 0$ oz. $i^+ = 0$).

Stikalo mora za dobro delovanje S/H izpolnjevati določene zahteve. Najprej pogledjmo zahteve za idealno stikalo:

- zakasnitve vklopa in izklopa: $t_{ON} = t_{OFF} = 0$
- upornosti vklopljenega in izklopljenega stikala: $R_{ON} = 0$, $R_{OFF} = \infty$

Resnično stikalo se temu le bolj ali manj približa, posledica je popačitev resničnega izhodnega signala.

Kondenzator mora tudi izpolnjevati določene zahteve. Zahteve za primeren kondenzator so naslednje:

- kondenzator mora biti dovolj velik, da se v času vzorčenja $\Delta t_s = t_{i+1} - t_i$ ne izprazni v opazni meri skozi zaprto stikalo (skozi R_{OFF}) ali proti izhodu (odtekanje toka i^+).
- kondenzator mora biti po drugi strani dovolj majhen, da se v času nabiranja Δt_a hitro nabije na vrednost vhodnega signala (skozi R_{ON}). V času nabiranja kondenzator C deluje z R_{ON} stikala pravzaprav kot LP filter, s kritično frekvenco $f_c = 1/R_{ON}C$. Za prepustnost hitrih signalov mora torej biti f_c oz. produkt $R_{ON}C$ dovolj majhen. Ta zahteva predstavlja enega od osnovnih kriterijev pri načrtovanju S/H vezja.

10.3.5 DIGITALNO-ANALOGNI PRETVORNIKI (DAC)

Digitalno-analogni pretvornik (Digital-to-Analog Converter, DAC) je vezje, ki prejme na vohodu vhodni signal v digitalni obliki in ga pretvori v pripadajoči izhodni analogni signal (SI 10.22). Vhodni digitalni signal je običajno v binarni obliki (npr. 4-bitni vhod $b_1b_2b_3b_4 = 1101$), izhodni signal pa je običajen analogen signal, največkrat neka napetost.



SI 10.22 Osnovno delovanje DAC

Obstojata dve vrsti DAC-jev, glede na obseg izhodnega analognega signala:

- **unipolarni DAC:** izhodni analogni signal se tu spreminja od ničelne do neke maksimalne vrednosti !
- **bipolarni DAC:** izhodni analogni signal se tu spreminja od neke maksimalne negativne do neke maksimalne pozitivne vrednosti !

10.3.5.1 UNIPOLARNI DAC

V tem primeru torej, kot je bilo omenjeno v uvodu, pri spremembi digitalnega vhoda od minimalne do maksimalne vrednosti, izhodni analogni signal prehaja od ničelne do neke maksimalne pozitivne napetosti.

Unipolarni DAC torej pretvori minimalni vhod (vsi $b_i = 0$) v analogni izhod $0V$, maksimalni vhod (vsi $b_i = 1$) pa v neko maksimalno pozitivno napetost. Vmes, pri poljubnih kombinacijah bitov v vhodni besedi, pa linearno pretvarja vhodne signale v pripadajoče izhodne vrednosti. Osnovno enačbo DAC, zvezo med izhodnim in vhodnim signalom $v_{out}(v_{in})$, lahko zapišemo na različne načine.

1) ZVEZA $v_{out}(v_{in})$, ZAPISANA Z ULOMKOM

Zvezo med izhodnim in vhodnim signalom $v_{out}(v_{in})$ tu zapišemo kot produkt binarnega ulomka in neke referenčne napetosti

$$v_{out} = (b_1 2^{-1} + b_2 2^{-2} + \dots + b_n 2^{-n}) V_{ref} \quad (10.26)$$

kjer je $b_1b_2\dots b_n$ - vrednost vhodnega digitalnega signala, in V_{ref} - referenčna napetost DAC. Izraz v oklepaju v en(10.26) predstavlja binarno decimalno število oz. ulomek, ki pripada vhodnemu signalu.

Pri tem je v en(10.26) b_n ti. najmanj vpliven bit oz. LSB(Least Significant Bit). Številu n pravimo tudi dolžina besede danega DAC.

Poglejmo zvezo med vhomom in izhodom DAC-ja, en(10.26), malo podrobneje, za nekaj značilnih točk:

- minimalni vhod: $v_{inmin} = 000..00$ (vsi $b_i = 0$) in po en(10.26) sledi: $v_{out} = 0V$ (v redu!)
- sedaj vhod povečajmo za 1 LSB bit: $v_{in} = 000...01$ (vsi $b_i = 0$ razen $b_n = 1$) in po en(10.26) sledi: $v_{out} = 1 \cdot 2^{-n} \cdot V_{ref} = V_{ref}/2^n = \Delta V_{min}$!
Pri tem smo zaradi preglednosti vpeljali minimalno možno spremembo napetosti na izhodu danega DAC: $\Delta V_{min} = V_{ref}/2^n$.
- sedaj vhod povečajmo še za 1 LSB bit: $v_{in} = 000...10$ (vsi $b_i = 0$ razen $b_{n-1} = 1$) in po en(10.26) sledi: $v_{out} = 1 \cdot 2^{-(n-1)} \cdot V_{ref} = 2 \cdot V_{ref}/2^n = 2\Delta V_{min}$. Izhod ima torej sedaj vrednost $2\Delta V_{min}$ oz. se je izhod spet povečal za napetost $\Delta V_{min} = V_{ref}/2^n$!

Podobno ugotovimo za vse nadaljnje vrednosti vhodnega signala iz intervala $[v_{inmin}, v_{inmax}]$: pri povečanju vhoda za 1 bit LSB se izhod poveča za ΔV_{min} oz. za poljubno kombinacijo vhodnih bitov $b_1...b_n$ dobimo po en(10.26) pravilno linearno zvezo med vhomom in izhodom, vse do končne vrednosti:

- maksimalni vhod: $v_{inmax} = 111...11$ (vsi $b_i = 1$) in po en(10.26) sledi, ob upoštevanju en(10.28), da ima izhod DAC sedaj vrednost

$$\begin{aligned} v_{out} &= (2^{-1} + 2^{-2} + \dots + 2^{-n}) V_{ref} \\ &= (2^{n-1} + 2^{n-2} + \dots + 2^0) \frac{V_{ref}}{2^n} \\ &= (2^n - 1) \frac{V_{ref}}{2^n} \\ &= V_{ref} - \Delta V_{min} \end{aligned}$$

Ugotovili smo torej, da se izhod DAC spreminja po napetostnih korakih ΔV_{min}

$$\Delta V_{min} = \frac{V_{ref}}{2^n} \quad (10.27)$$

od minimalne vrednosti $0V$ do maksimalne vrednosti $V_{ref} - \Delta V_{min}$!

Napetost ΔV_{min} je obenem minimalni korak oz. najmanjša možna sprememba izhoda za dani DAC, pri najmanjši spremembi na vhomu, torej za 1bit(LSB). Zato imenujemo ΔV_{min} tudi ločljivost DAC(več kasneje).

Iz en(10.27) vidimo tudi, da z naraščajočo dolžino besede n ločljivost DAC ΔV_{min} naglo upada proti nič !

Pri izpeljavi en(10.27) smo uporabili izraz za potenčno vrsto

$$2^{n-1} + 2^{n-2} + \dots + 2 + 1 = 2^n - 1 \quad (10.28)$$

Asimetrija unipolarnega DAC

Kot smo videli, unipolarni DAC torej vhodni signal iz intervala $[v_{inmin}, v_{inmax}]$ preslika v izhodni signal v intervalu $[0V, V_{ref} - \Delta V_{min}]$ in ne, kot bi morda pričakovali, od 0 do $+V_{ref}$. To značilnost imenujemo asimetrija DAC.

Torej, natančno gledano, je pri unipolarnem DAC maksimalna izhodna vrednost vedno enaka referenčni napetosti, zmanjšani za ΔV_{min} ! Res pa drži, da je ΔV_{min} v praksi običajno neka zelo majhna napetost, ki naglo upada proti 0 z naraščajočo dolžino besede n !

Primer: Določi izhod v_{out} pri 8-bitnem DAC z $V_{ref} = 5V$, kadar je na vhodu vrednost $v_{in} = 10100111$ (LSB)!

Rešitev: Iz en(10.26) sledi

$$\begin{aligned} v_{out} &= (1 \times 2^{-1} + 1 \times 2^{-3} + 1 \times 2^{-6} + 1 \times 2^{-7} + 1 \times 2^{-8}) \times 5V \\ &= (0.65234375) \times 5V = \underline{3.26171875V} \end{aligned} \quad (10.29)$$

2) ZVEZA $v_{out}(v_{in})$, ZAPISANA S CELIM ŠTEVILOM

Zvezo med izhodom in vhodom $v_{out}(v_{in})$ lahko namesto z decimalnim ulomkom zapišemo tudi s celim številom, če v en(10.26) izpostavimo 2^n

$$\begin{aligned} v_{out} &= \frac{b_1 2^{n-1} + b_2 2^{n-2} + \dots + b_n 2^0}{2^n} V_{ref} \\ &= \frac{N_{10}}{2^n} V_{ref} \end{aligned} \quad (10.30)$$

kjer je $N_{10} = b_1 2^{n-1} + b_2 2^{n-2} + \dots + b_n$ celo število v dekadnem sistemu (zato spodnji indeks $_{10}$), ki ustreza vhodnemu binarnemu številu $b_1 b_2 \dots b_n$ (bn-LSB).

Primer: Na 8-bitnem DAC z $V_{ref} = 5V$ je na vhodu signal - binarna beseda z vrednostjo 10100111. Določi vrednost analognega izhodnega signala $v_{out}[V]$!

Rešitev: Najprej določimo vrednost vhodnega celega desetiškega števila N_{10} , ki pripada binarnemu vhodnemu številu $N_2 = 10100111$:

$$N_{10} = 1 \times 2^7 + 0 \times 2^6 + \dots + 1 \times 2^1 + 1 \times 2^0 = 167_{10}$$

V skladu z en(10.30) velja

$$v_{out} = \frac{N_{10}}{2^n} V_{ref} = \frac{167}{2^8} \times 5V = \underline{3.26171875V}$$

Rezultat je seveda enak kot v prejšnjem primeru.

10.3.5.2 BIPOLARNI DAC

V tem primeru pri spremembi digitalnega vhoda od minimalne vrednosti $v_{inmin}=00..0$ do maksimalne vrednosti $v_{inmax}=11..1$ izhodni analogni signal prehaja od neke maksimalne negativne napetosti, preko nič, do neke maksimalne pozitivne napetosti.

Bipolarni DAC je običajno izveden enostavno iz unipolarnega s tem, da premaknemo izhodne nivoje za $V_{ref}/2$ navzdol! Zato lahko za izpeljavo osnovne zveze DAC $v_{out}(v_{in})$ uporabimo kar prejšnje enačbe.

1) ZVEZA $v_{out}(v_{in})$, ZAPISANA S CELIM ŠTEVILOM

Zveza med izhodnim in vhodnim signalom $v_{out}(v_{in})$ pri bipolarnem DAC je torej določena na podoben način kot pri unipolarnem DAC, gl. en(10.30), le da imamo tu premik izhodnih nivojev za $V_{ref}/2$ navzdol

$$\begin{aligned} v_{out} &= \frac{N_{10}}{2^n} V_{ref} - \frac{1}{2} V_{ref} \\ &= \left(\frac{N_{10}}{2^n} - \frac{1}{2} \right) V_{ref} \end{aligned} \quad (10.31)$$

Preverimo, če en(10.31) podaja smiselno zvezo med vhomom in izhodom za bipolarni DAC, za nekaj značilnih točk:

- minimalni vhod: $v_{inmin} = 000...0$ (vsi $b_i = 0$) $\rightarrow N_{10} = 0$ in po en(10.31) sledi:

$$v_{outmin} = -V_{ref}/2 \quad (\text{v redu!})$$

- maksimalni vhod: $v_{inmax} = 111...1$ (vsi $b_i = 1$), ob upoštevanju izraza za vrsto, en(10.28), je pripadajoče celo število

$$N_{10max} = 1 \times 2^{n-1} + 1 \times 2^{n-2} + \dots + 1 \times 2 + 1 = 2^n - 1$$

Ob upoštevanju en(10.31) je torej pripadajoča maksimalna vrednost izhoda v_{outmax}

$$v_{outmax} = \left(\frac{2^n - 1}{2^n} - \frac{1}{2} \right) V_{ref} = \frac{1}{2} V_{ref} - \Delta V_{min} \quad (10.32)$$

kjer je spet ΔV_{\min} najmanjši korak DAC, kot prej podan z izrazom $\Delta V_{\min} = V_{\text{ref}}/2^n$.

Asimetrija bipolarnega DAC

Bipolarni DAC torej vhodni signal iz intervala $[v_{\text{inmin}}, v_{\text{inmax}}]$ preslika v izhodni signal na intervalu $[-1/2 V_{\text{ref}}, +1/2 V_{\text{ref}} - \Delta V_{\min}]$, kar imenujemo asimetrija bipolarnega DAC.

Torej, podobno kot pri unipolarnem DAC, je tudi pri bipolarnem DAC maksimalna izhodna vrednost enaka referenčni napetosti, zmanjšani za ΔV_{\min} ! Res pa drži, da je ΔV_{\min} običajno majhen in z naraščajočo dolžino besede n naglo upada proti 0!

10.3.5.3 LOČLJIVOST DAC

Najprej podajmo kratko definicijo ločljivosti DAC (unipolarnega ali bipolarnega).

Definicija: Ločljivost DAC je najmanjša možna sprememba izhodne napetosti ΔV_{\min} pri danem DAC!

Ločljivost DAC je torej tisti najmanjši interval izhodne napetosti ΔV_{\min} , ki jo še razloči dani DAC!

Kot smo videli, npr. unipolarni DAC z n -bitno besedo na vhodu razdeli na izhodu območje V_{ref} na 2^n delov. Najmanjši del, ki ga še razloči dani DAC, oz. najmanjša sprememba izhoda, kar imenujemo ločljivost, je torej $V_{\text{ref}}/2^n$, kar se ujema s prejšnjimim ugotovitvami, gl. en(10.27).

Ločljivost DAC ΔV_{\min} je torej podana z izrazom

$$\Delta V_{\min} = \frac{V_{\text{ref}}}{2^n} \quad (10.33)$$

Ker predstavlja ločljivost ΔV_{\min} obenem tudi najmanjšo spremembo izhodnega analognega signala pri najmanjši možni spremembi vhoda, torej spremembi za 1 bit (LSB), ločljivost običajno podajamo v enoti [V/bit].

Primer: Določi ločljivost pri 5-bitnem in pri 10-bitnem DAC z referenčno napetostjo 10V!

Rešitev: Ločljivost določimo s pomočjo en(10.32). Pri 5-bitnem oz. 10-bitnem DAC je torej

$$\begin{aligned} \Delta V_{\min} (5\text{-bitni}) &= \frac{V_{\text{ref}}}{2^n} = \frac{10V}{32} = \underline{0.3125V / bit} \\ \Delta V_{\min} (10\text{-bitni}) &= \frac{V_{\text{ref}}}{2^n} = \frac{10V}{1024} = \underline{0.0009766V / bit} \end{aligned}$$

Komentar: Torej ima 10-bitni DAC mnogo manjšo vrednost ΔV_{\min} oz. mnogo bolj fino razdelitev izhodnih vrednosti od 5-bitnega DAC oz. boljšo(večjo) ločljivost. Pravimo tudi, da je 10-bitni DAC mnogo natančnejši(točnejši) od 5-bitnega DAC.

Potrebna dolžina besede n za zahtevano ločljivost DAC

Običajno srečamo v praksi obraten primer: podana je zahtevana ločljivost DAC ΔV_{\min} in moramo izbrati ustrezen DAC s primerno dolžino besede oz. koliko biten(n) DAC potrebujemo za zahtevano ločljivost ΔV_{\min} ! Dolžino besede n za zahtevano ločljivost DAC ΔV_{\min} določimo z obratom en(10.32)

$$n = \frac{1}{\ln 2} \ln \frac{V_{ref}}{\Delta V_{\min}} \quad (10.34)$$

Primer: Določi, koliko bitni DAC potrebujemo, da bo ločljivost enaka ali manjša(boljša) od 0.04V/bit . Referenčna napetost DAC je 10V !

Rešitev: Potrebno dolžino besede n iskanega DAC dobimo iz en(10.33)

$$\begin{aligned} n &= \frac{1}{\ln 2} \ln \frac{V_{ref}}{\Delta V_{\min}} \\ &= \frac{1}{\ln 2} \ln \frac{10}{0.04} = 7.966 \rightarrow \underline{8-bitni} ! \end{aligned}$$

Komentar: Izbrali bomo torej 8-bitni DAC. S tem bo ločljivost celo nekaj boljša od zahtevane. O tem se lahko hitro prepričamo, če izračunamo po en(10.32) še ločljivost 8-bitnega DAC: $\Delta V_{\min}(8\text{-bitni}) = \dots = 0.03901\text{V/bit} < 0.04\text{V/bit} !$

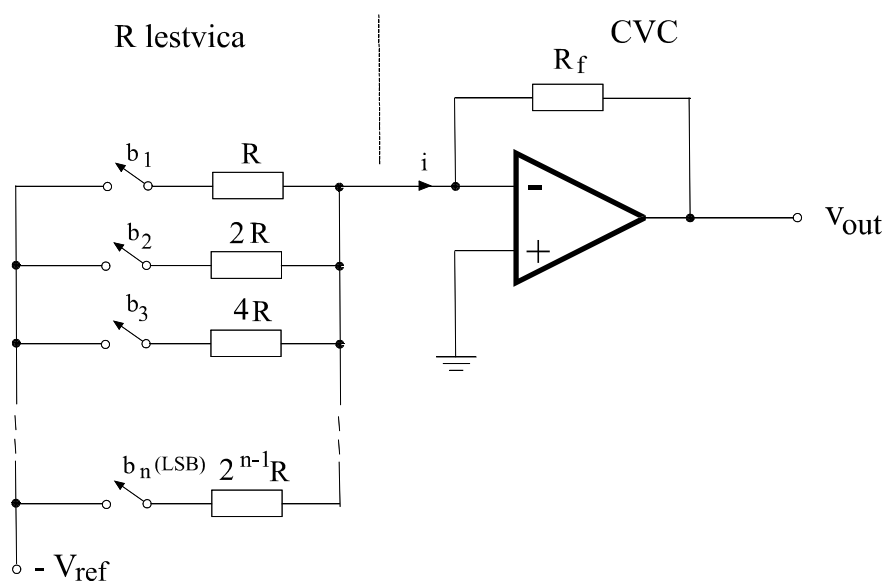
10.3.5.4 IZVEDBE DAC

Obstojajo različne izvedbe DAC-jev. Največkrat gre za operacijski ojačevalnik (operational amplifier, opamp), ki ima na vhodu neko uteženo uporovno lestvico.

1) DAC Z BINARNO UTEŽENO UPOROVNO LESTVICO

V tem primeru(Sl 10.23) deluje opamp kot invertirajoči ojačevalnik ali kot tokovno-napetostni pretvornik (Current-to-Voltage Converter, CVC), ali tudi kot seštevalni ojačevalnik, ki ima na vhodu binarno uteženo uporovno lestvico(več kasneje). Vhodno n -bitno binarno besedo, ki jo zapišemo v obliki $b_1b_2\dots b_n$ (LSB), pripeljemo na vhode - v tem primeru na krmilne elektrode transistorskih stikal. Transistorska stikala imajo lastnost:

- $b = 0$ ---> stikalo je odprto (razklenjeni kontakti, enako kot na sliki)
- $b = 1$ ---> stikalo je zaprto (sklenjeni kontakti, obratno kot na sliki)



SI 10.23 DAC z binarno uteženo uporovno lestvico

Analiza delovanja:

Kot je poznano, ima CVC osnovno lastnost, da pretvarja vhodni tok v izhodno napetost: $v_{out} = -i R_f$.

Če so vsi $b = 0$: položaj stikal kot na SI 10.23 $\rightarrow i = 0$ in $v_{out} = -i R_f = 0$

Če je npr. $b_n(\text{LSB}) = 1$: stikalo pri b_n preklopi \rightarrow Ob upoštevanju pravil I, II velja $i = -V_{ref}/2^{n-1}R$ in $v_{out} = -i R_f = +(V_{ref}/2^{n-1})(R_f/R)$

Če je npr. $b_{n-1} = 1$: stikalo pri b_{n-1} preklopi \rightarrow Ob upoštevanju pravil I, II velja $i = -V_{ref}/2^{n-2}R$ in $v_{out} = -i R_f = +(V_{ref}/2^{n-2})(R_f/R)$

.....

Če je npr. $b_1 = 1$: stikalo pri b_1 preklopi \rightarrow Ob upoštevanju pravil I, II velja $i = -V_{ref}/2^0R$ in $v_{out} = -i R_f = +(V_{ref}/2^0)(R_f/R)$

V splošnem primeru, ko je vhodna beseda $b_1b_2\dots b_n$ sestavljena iz poljubne kombinacije števil 0 in 1, uporabimo princip superpozicije (vezje je linearno) in dobimo

$$v_{out} = (b_1 + \frac{1}{2}b_2 + \frac{1}{2^2}b_3 + \dots + \frac{1}{2^{n-1}}b_n) \frac{R_f}{R} V_{ref} \quad (10.35)$$

Komentar: V tem primeru je torej izhod se utežen z razmerjem R_f/R , kar omogoča enostavno nastavitve maksimalne vrednosti izhoda z upornostjo R_f .

Prednosti: relativno majhno število uporov, nastavljanje maksimalnega izhoda z R_f

Slabosti: upori lestvice so med seboj različni, kar zlasti pri velikem n povzroca težave. Npr. za $n = 12$ (12-bitni DAC) se upori v lestvici razlikujejo med seboj za faktor ~ 2000 , kar

je s primerno natančnostjo tehnološko težko izvedljivo.

DAC z binarno uteženo uporovno lestvico je torej primeren za realizacijo relativno hitrih vendar ne preveč natančnih (majhen n) DAC-jev.

2) DAC Z R-2R UPOROVNO LESTVICO

Ta izvedba odpravi omenjeno težavo glede raznolikosti uporov prejšnjega vezja, saj potrebujemo v tem primeru le dva različna upora: R in $2R$. Tehnološko je to relativno enostavno, poceni in natančno izvedljivo, še zlasti, ker je točnost vezja odvisna le od razmerja obeh uporov in ne od absolutnih vrednosti.

V tem primeru je osnovni del DAC vezje opamp, ki deluje kot invertirajoči ojačevalnik. Ta ojačevalnik ima uteženo ojačenje, za vsako binarno mesto posebej, z vhodno uporovno R-2R lestvico. Možna je tudi obravnava tega vezja kot seštevalni ojačevalnik.

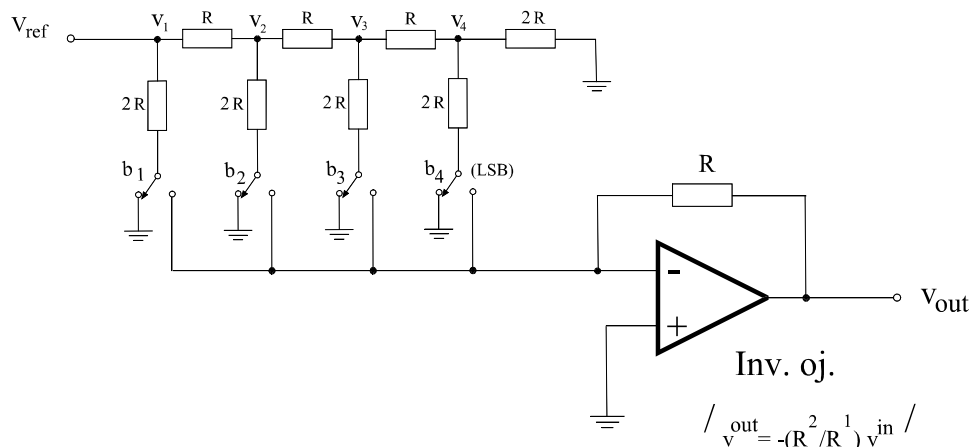
Analiza delovanja

Kot primer si bomo ogledali 4-bitni DAC z R-2R uporovno lestvico (SI 10.24).

Na vhodu imamo torej v tem primeru 4-bitno besedo $b_1b_2b_3b_4$ (LSB). Tranzistorska stikala imajo lastnost:

$b = 0$ ---> stikalo je v položaju levo (na maso, enako kot na sliki)

$b = 1$ ---> stikalo preklopi v položaj desno (obratno kot na sliki)



SI 10.24 DAC z R-2R uporovno lestvico

Če so npr. vsi $b = 0$ ---> položaj stikal je tedaj tak kot na sliki, vsi vhodi so v zraku, upornost na vhodu je velika ($R_1 = \infty$) in $v_{out} = 0$ (OK!).

Če je npr. b_4 (LSB) = 1 ---> analiza s pomočjo napetostnih delilnikov za notranje napetosti v_1, \dots, v_4 pokaže: $v_{out} = -V_{ref}/2^4$.

Podobno ugotovimo: če je $b_3 = 1$ ---> $v_{out} = -V_{ref}/2^3$ itd.

Pri poljubni digitalni besedi na vhodu $b_1b_2b_3b_4$ (LSB) lahko zaradi linearnega vezja uporabimo princip superpozicije in dobimo zvezo med izhodom in vhomom v obliki

$$v_{out} = -\left(b_1 \frac{1}{2^1} + b_2 \frac{1}{2^2} + b_3 \frac{1}{2^3} + b_4 \frac{1}{2^4}\right) V_{ref} \quad (10.36)$$

Obraunavano DAC vezje torej v redu opravlja svojo funkcijo, saj je dobljeni izraz (6.24) v skladu z osnovno enačbo DAC-ja, en(6.14).

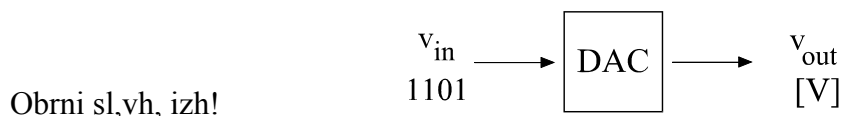
3) OSNOVNI PODATKI DAC

Osnovni podatki nas opozorijo, na kaj moramo pri izbiri DAC-ja paziti, da bo uspešno odigral pričakovano vlogo. Razumevanje in primerjava osnovnih podatkov med različnimi DAC-ji omogoči optimalno odločitev med različnimi proizvajalci.

- 1) Vhodne lastnosti: kakšne so zahteve glede vhodnih signalov - ali dela (compatible) za digitalne vhodne signale tipa CMOS, TTL, itd.
- 2) Izhodne lastnosti: kakšne so zahteve glede izhodnih signalov - katero veličino potrebujemo na izhodu (napetostni, tokovni, frekvenčni itd. izhod) ter v kakšnem obsegu (range)
- 3) Referenca: velikost zahtevane referenčne napetosti V_{ref} , ali je vgrajena (internal) ali jo moramo dodati sami (external)
- 4) Ločljivost (Resolution): včasih imenovana tudi natančnost (Precision), je določena s številom bitov oz. dolžino besede n ($\square V_{min} = V_{ref}/2^n$)
- 5) Točnost (Accuracy): podaja, kako se delovanje resničnega DAC približa delovanju idealnega DAC, zaradi raznih napak pri izdelavi (npr. toleranče uporov v lestvici R-2R, tolerance skaliranih uporov itd.). Včasih proizvajalci podajo celo zahteve za trimanje npr. z dodatkom zunanjih uporov itd.
- 6) Hitrost: je določena s časom pretvorbe in podaja, kako hitre vhodne digitalne signale še zmore dani DAC oz. ali bo zadoščalo za dano aplikacijo
- 7) Napajanje: zahteve glede napajalnih napetosti (ena ali več, polaritete)
- 8) Poraba moči: poraba moči oz. segrevanje je lahko, odvisno od tipa in tehnologije, velika ali majhna (Low-Power izvedbe)
- 9) Ohišje: kateri tip ohišja je na razpolago (DIP itd.)
- 10) Cena: kaj je sprejemljivo, je odvisno od dane aplikacije

10.3.6 ANALOGNO-DIGITALNI PRETVORNIKI (ADC)

Analogni-digitalni pretvornik (Analog-to-Digital Converter, ADC) je vezje, ki prejme na vходу signal v analogni obliki, običajno neko napetost v [V] in ga pretvori v pripadajoč digitalen signal na izhodu (SI 10.25).



SI 10.25 Osnovno delovanje ADC

Tudi tu obstojata, podobno kot pri DAC, dva tipa ADC-jev, le da tu glede na obseg vhodnega analognega signala:

- **unipolarni ADC:** vhodni analogni signal se spreminja od nič do neke maksimalne napetosti !
- **bipolarni ADC:** vhodni analogni signal se spreminja od neke maksimalne negativne do neke maksimalne pozitivne napetosti !

10.3.6.1 UNIPOLARNI ADC

V tem primeru se torej vhodni analogni signal spreminja od ničelne vrednosti do neke maksimalne pozitivne napetosti, pri tem gre digitalni izhod od minimalne (ničelne) vrednosti 000..0 do maksimalne vrednosti 111..1 .

1) ZVEZA $v_{out}(v_{in})$, ZAPISANA Z ULOMKOM

Zveza med izhodnim digitalnim signalom in vhodnim analognim signalom $v_{out}(v_{in})$ je tu podana v obliki

$$b_1 2^{-1} + b_2 2^{-2} + \dots + b_n 2^{-n} \cong \frac{v_{in}}{V_{ref}} \quad (10.37)$$

kjer je v_{in} - vrednost vhodnega signala oz. napetost na vходу ADC, $v_{out} = b_1 b_2 \dots b_n$ - n-bitni digitalni izhod ADC ter V_{ref} - referenčna napetost ADC.

Tu predstavlja leva stran en(10.37) izhodni binarni ulomek oz. decimalno (necelo) število, manjši ali enak 1, ki ustreza vhodni napetosti, deljeni (normalizirani) z referenčno napetostjo V_{ref} .

Pri tem je v en(10.37) b_n ti. najmanj vpliven bit oz. LSB(Least Significant Bit). Številu n pravimo tudi dolžina besede danega ADC.

Ker mora biti ulomek v en(10.37) za vsak v_{in} manjši ali enak 1, moramo izbrati referenčno napetost ADC v skladu s pogojem: $V_{ref} \geq V_{inmax}$.

Poglejmo zvezo med vhomom in izhodom ADC-ja, zvezo $v_{out}(v_{in})$ en(10.37), malo podrobneje, za nekaj značilnih točk. V ta namen za nek binarni izhod po en(10.37) določimo pripadajoči vhod:

- minimalni izhod: $v_{outmin} = 000..00$ (vsi $b_i = 0$) in po en(10.37) sledi: $v_{in} = 0V$ (v redu!)

- sedaj izhod povečajmo za 1 LSB bit: $v_{out} = 000...01$ (vsi $b_i = 0$ razen $b_n = 1$) in po en(10.37) sledi: $v_{in} = 1 \cdot 2^{-n} \cdot V_{ref} = V_{ref}/2^n = \Delta V_{min}$!

Pri tem smo zaradi preglednosti vpeljali minimalno možno spremembo napetosti na vhodu danega ADC: $\Delta V_{min} = V_{ref}/2^n$.

- sedaj izhod povečajmo še za 1 LSB bit: $v_{out} = 000...10$ (vsi $b_i = 0$ razen $b_{n-1} = 1$) in po en(10.37) sledi: $v_{in} = 1 \cdot 2^{-(n-1)} \cdot V_{ref} = 2 \cdot V_{ref}/2^n = 2\Delta V_{min}$. Vhod ima torej sedaj vrednost $2\Delta V_{min}$ oz. se je vhod spet povečal za napetost $\Delta V_{min} = V_{ref}/2^n$!

Podobno ugotovimo za vse nadaljnje vrednosti izhodnega signala iz intervala $[v_{outmin}, v_{outmax}]$, od 000..00 do 111..11: pri povečanju izhoda za 1 bit LSB se vhod poveča za ΔV_{min} .

V splošnem za poljubno kombinacijo izhodnih bitov $b_1...b_n$ dobimo po en(10.37) pravilno linearno zvezo med vhomom in izhodom, vse do končne vrednosti:

- maksimalni izhod: $v_{outmax} = 111...11$ (vsi $b_i = 1$) in po en(10.37) sledi, ob upoštevanju en(10.28), da ima vhod ADC sedaj vrednost

$$\begin{aligned} v_{in} &= (2^{-1} + 2^{-2} + \dots + 2^{-n}) V_{ref} \\ &= (2^{n-1} + 2^{n-2} + \dots + 2^0) \frac{V_{ref}}{2^n} \\ &= (2^n - 1) \frac{V_{ref}}{2^n} \\ &= V_{ref} - \Delta V_{min} \end{aligned}$$

Ugotovili smo torej, da se izhod ADC spreminja po korakih 1bit(LSB), kar ustreza spremembi vhoda po napetostnih korakih ΔV_{min}

$$\Delta V_{min} = \frac{V_{ref}}{2^n} \quad (10.38)$$

od minimalne vrednosti 0V do maksimalne vrednosti $V_{ref} - \Delta V_{min}$!

Napetost ΔV_{\min} je torej minimalni korak oz. najmanjša možna sprememba vhoda za dani ADC, pri najmanjši spremembi na izhodu, torej za 1bit(LSB).

Napaka pretvorbe pri ADC

En(10.37) velja torej točno le v gornjih značilnih točkah, med temi točkami pa le približno: tedaj ADC priredi vsaki vrednosti vhoda najbližji digitalni izhod ! (večji ali manjši, odvisno od izvedbe ADC)

Ugotovimo torej, da en(10.37) oz. pretvorba pri ADC velja le približno - zato, ker se desna stran en(10.37) oz. vhodni signal tu spreminja zvezno, medtem ko se leva stran oz. izhod ADC lahko spreminja le v skokih po 1 bit(LSB), kar ustreza spremembi vhoda za vrednost ΔV_{\min} . Zato pravimo vrednosti ΔV_{\min} tudi ločljivost ADC(več kasneje).

Napaka pretvorbe ADC oz. maksimalno odstopanje med vhomom in izhodom je torej določena z ločljivostjo ΔV_{\min} . O tej napaki ADC pretvorbe, ki po en(37) naglo upada z dolžino besede n in je zato običajno zanemarljiva, bo več govora kasneje pri ločljivosti ADC.

Asimetrija unipolarnega ADC

Kot smo videli, unipolarni ADC torej izhodni signal iz intervala $[V_{\min}, V_{\max}]$ preslika v vhodni signal na intervalu $[0V, V_{\text{ref}} - \Delta V_{\min}]$ in ne, kot bi morda pričakovali, od $0V$ do V_{ref} . To značilnost imenujemo asimetrija ADC.

Torej, natančno gledano, je pri unipolarnem ADC maksimalna vhodna vrednost enaka referenčni napetosti, zmanjšani za ΔV_{\min} ! Res pa drži, da je ΔV_{\min} v praksi običajno neka zelo majhna napetost, ki naglo upada proti 0 z naraščajočo dolžino besede n !

Primer: Določi izhod v_{out} pri 5-bitnem ADC z referenčno napetostjo $V_{\text{ref}} = 5V$, kadar je na vhomu analogni signal v_{in} z vrednostjo $3.127V$!

Rešitev: Zvezo med vhomom in izhodom pri 5-bitnem ADC ($n = 5$) zapišemo v skladu z en(10.37) v obliki

$$b_1 2^{-1} + b_2 2^{-2} + b_3 2^{-3} + b_4 2^{-4} + b_5 2^{-5} (\text{LSB}) = \frac{v_{\text{in}}}{V_{\text{ref}}} = \frac{3.127V}{5V} = \underline{0.6254}_{10}$$

Izhod ADC je torej v tem primeru decimalno število 0.6254_{10} (v desetiškem sistemu), podano na izhodu ADC-ja v binarnem sistemu $b_1 b_2 b_3 b_4 b_5$. Potrebno je torej še določiti ustrezne bite $b_1 - b_5$ za desetiško decimalno število 0.6254 , kar izvedemo z metodo zaporednih množenj z 2. Pri tem upoštevamo, da pri zmnožku $> (<) 1$ dobi ustrezni bit vrednost $b = 1 (0)$:

$$\begin{aligned}
 0.6254 \times 2 &= 1.2508 > 1 \rightarrow b_1 = 1, \text{ ostank : } 0.2508 \\
 0.2508 \times 2 &= 0.5016 < 1 \rightarrow b_2 = 0, \text{ ostank : } 0.5016 \\
 0.5016 \times 2 &= 1.0032 > 1 \rightarrow b_3 = 1, \text{ ostank : } 0.0032 \\
 0.0032 \times 2 &= 0.0064 < 1 \rightarrow b_4 = 0, \text{ ostank : } 0.0064 \\
 0.0064 \times 2 &= 0.0128 < 1 \rightarrow b_5 = 0, \text{ ostank : } 0.0128
 \end{aligned}$$

Postopek je končan – določen je zadnji, 5.bit(LSB)!

Odgovor: Pri vhodni napetosti 3.127V je na izhodu 5-bitnega ADC vrednost digitalnega izhoda 10100(LSB).

Komentar: Dobljenemu rezultatu pripadajoči ulomek je $0.10100_2 = 1 \cdot 2^{-1} + 1 \cdot 2^{-3} = 0.5 + 0.125 = 0.6250$, kar dovolj dobro ustreza začetnemu ulomku (0.6254) oz. vhodnemu signalu ($0.6250 \cdot 5V = 3.125V$). Razlika obeh vrednosti $3.127V - 3.125V = 0.002V$ se pojavi zaradi omenjene napake ADC pretvorbe in je seveda manjša od napake oz. ločljivosti v tem primeru: $\Delta V_{\min} = V_{\text{ref}}/2^n = 5V/2^5 = 0.16V$, kar je v skladu z našimi ugotovitvami.

2) ZVEZA $v_{\text{out}}(v_{\text{in}})$, ZAPISANA S CELIM ŠTEVILOM

Zvezo med vhomom in izhodom ADC lahko zapišemo tudi v obliki s celim številom.

Ker ima n-bitni ADC dolžino besede n: $b_1 b_2 \dots b_n$, pri čemer ima vsak b_i vrednost 0 ali 1, imamo na celotnem intervalu digitalnega signala, od minimalne do maksimalne vrednosti, torej od 00...0 do 11...1, v splošnem 2^n različnih možnih stanj!

Ker se vhodni signal pri tem spreminja od 0 do $\sim V_{\text{ref}}$, je torej minimalna napetostna razlika med dvema sosednjima stanjema ADC enaka $\Delta V_{\min} = V_{\text{ref}} / 2^n$ (podobno kot že pri DAC).

V dani vrednosti vhodnega signala v_{in} je torej število stanj enostavno določeno z razmerjem $v_{\text{in}} / \Delta V_{\min} = v_{\text{in}} / (V_{\text{ref}} / 2^n)$.

Izhod ADC-ja je torej v tem primeru podan kot Celi del (Integer function, Int) tega števila

$$N_{10} = \text{Int} \left(\frac{v_{\text{in}}}{V_{\text{ref}}} 2^n \right) \quad (10.39)$$

kjer je N_{10} - vrednost izhoda ADC, določena s številom stanj vhoda ($v_{\text{in}} / \Delta V_{\min}$), zapisana v desetiškem sistemu. Za digitalni binarni izhod ADC je treba to število še pretvoriti v binarni sistem.

Komentar: Vrednost funkcije Int(x) je enostavno določena s tem, da je treba vzeti prvo manjše celo število od vrednosti argumenta x, npr. $\text{Int}(3.15) = 3$, $\text{Int}(3.99) = 3$ (Pozor: tu ni zaokroževanja navzgor!).

Omenimo, da pridemo do enakega rezultata, en(10.39), tudi, če en(10.37) množimo z 2^n .

Primer: Določi vrednost izhoda na 5-bitnem ADC z referenčno napetostjo $V_{\text{ref}} = 5V$, če je

na vhodu analogni signal z vrednostjo 3.127V !
(Zaradi kontrole vzamemo kar prejšnji primer!)

Rešitev: Zvezo med vhodom in izhodom pri 5-bitnem ADC zapišemo sedaj v skladu z en(10.39) v obliki

$$N_{10} = \text{Int} \left(\frac{V_{in}}{V_{ref}} 2^n \right) = \text{Int} \left(\frac{3.127V}{5V} 2^5 \right) = \text{Int} (20.0128) = 20_{10}$$

Da dobimo digitalni binarni izhod ADC-ja, je treba rezultat (20_{10}) še pretvoriti iz desetiškega v binarni sistem

$$20_{10} = b_1 2^0 + b_2 2^1 + b_3 2^2 + b_4 2^3 + b_5 2^4 (MSB)$$

Postopek zacemo z desne in prenasamo os tan ek :

$$= 0 \times 2^0 + 0 \times 2^1 + 1 \times 2^2 + 0 \times 2^3 + 1 \times 2^4 (MSB)$$

ost.0 ost.0 ost.0 ost.4 ost.4

Odgovor: Izhod ADC, ki ustreza vhodu 3.127V, je torej 10100(LSB), kar je enak rezultat kot v prejšnjem primeru.

10.3.6.2 BIPOLARNI ADC

V tem primeru se vhodni analogni signal spreminja od neke maksimalne negativne napetosti, preko ničelne vrednosti (0V) do neke maksimalne pozitivne napetosti. Pri tem gre digitalni izhod ADC od minimalne vrednosti 00...0 do maksimalne vrednosti 11...1 .

1) ZVEZA $v_{out}(v_{in})$, ZAPISANA S CELIM ŠTEVILOM

Bipolarni ADC dobimo enostavno iz unipolarnega ADC s tem, da v en(10.39) premaknemo digitalni izhod navzgor (v pozitivni smeri) za za pol obsega oz. $2^n / 2$.

Zveza med izhodnim in vhodnim signalom $v_{out}(v_{in})$ je tedaj podana v obliki

$$N_{10} = \text{Int} \left[\left(\frac{v_{in}}{V_{ref}} + \frac{1}{2} \right) 2^n \right] \quad (10.40)$$

kjer je N_{10} digitalni izhod ADC, zapisan zaenkrat še v desetiški obliki, ki ga po znanih pravilih pretvorimo v binarno obliko in s tem določimo izhod ADC.

Za kontrolo preverimo en(10.40) v nekaj karakterističnih točkah:

- minimalni vhod: $v_{in} = -\frac{V_{ref}}{2} \rightarrow N_{10} = 0$ oz. min. dig. izhod : 00..0

- sredina vhodnega signala: $v_{in} = 0 \rightarrow N_{10} = 2^n / 2$ oz. *dig. izhod* : sredina
- maksimalni vhod: $v_{in} = +\frac{V_{ref}}{2} - \frac{V_{ref}}{2^n} \rightarrow N_{10} = 2^n$ oz. *maks. dig. izhod* : 11..1

Med temi točkami dobimo, podobno kot smo videli že pri unipolarnem ADC, naraščanje izhoda po 1bit(LSB) za vsako povečanje vhoda za $\Delta V_{min} = V_{ref} / 2^n$.

Ugotovimo torej, da en(10.40) dobro opisuje zvezo med izhodom in vhomom ADC.

Asimetrija bipolarnega ADC

Kot zanimivost opazimo, da maksimalnemu izhodu bipolarnega ADC-ja 11..1 pripada maksimalni vhod v_{inmax} , ki ni enak $V_{ref}/2$, temveč je ta vrednost zmanjšana za neko majhno napetost ΔV_{min} in jo imenujemo tudi ločljivost ADC (več kasneje)

$$\Delta V_{min} = \frac{V_{ref}}{2^n} \quad (10.41)$$

Temu pravimo tudi asimetrija bipolarnega ADC.

Bipolarni ADC z referenčno napetostjo V_{ref} pokriva torej le interval vrednosti vhodnega analognega signala od $-V_{ref}/2$ do $+V_{ref}/2 - \Delta V_{min}$!

Ločljivost ΔV_{min} v skladu z en(10.41) naglo upada z dolžino besede n . Zato je običajno v praksi ΔV_{min} majhna, običajno zanemarljiva veličina.

Primer: Določi možna stanja pri 8-bitnem bipolarnem ADC-ju z referenčno napetostjo $V_{ref} = 10V$!

Rešitev: Najmanjša možna razlika napetosti med dvema sosednjima stanjema oz. ločljivost ΔV_{min} ADC-ja je določena, podobno kot smo videli že pri izpeljavi en(10.39), kot obseg vhoda (V_{ref}), deljenim s številom stanj(2^n), oz. z en(10.41)

$$\Delta V_{min} = \frac{V_{ref}}{2^n} = \frac{10V}{2^8} = \underline{0.039V}$$

Natančno gledano je torej pri $V_{ref} = 10V$ zaradi asimetrije obseg vhodnih signalov v tem primeru od $-5V$ do $+5V - 0.039V = 4.961V$.

Določimo nekaj značilnih točk oz. stanj. Pri tem vhodna stanja oz. napetosti povečujemo za najmanjši možni korak, $\Delta V_{min} = 0.039V$. Torej,

$$\begin{aligned}
 v_{in} = -5V &\rightarrow N = \text{Int} \left[\left(\frac{v_{in}}{V_{ref}} + \frac{1}{2} \right) 2^n \right] \\
 &= \text{Int} \left[\left(\frac{-5V}{10V} + \frac{1}{2} \right) 2^8 \right] = 0_{10} = \underline{00000000}_2 \\
 v_{in} = -4.961V &\rightarrow N = \dots = \underline{00000001}_2 \\
 &\dots\dots\dots \\
 v_{in} = -0.039V &\rightarrow N = \dots = \underline{01111111}_2 \\
 v_{in} = 0V &\rightarrow N = \dots = \underline{10000000}_2 \\
 v_{in} = +0.039V &\rightarrow N = \dots = \underline{10000001}_2 \\
 &\dots\dots\dots \\
 v_{in} = +4.961V &\rightarrow N = \dots = \underline{11111111}_2 \quad (\text{Konec} - \text{vecjega stevila pri } n = 8 \text{ ni !})
 \end{aligned}$$

Zadnja vrstica potrdi tudi že prej ugotovljeno asimetrijo bipolarnega ADC-ja, v skladu z en(10.39).

10.3.6.3 LOČLJIVOST ADC

Najprej podajmo definicijo ločljivosti ADC (unipolarnega ali bipolarnega).

Definicija: Ločljivost (Resolution) ADC je tista najmanjša sprememba vhodne napetosti ΔV_{\min} , ki že povzroči minimalno spremembo izhodnega signala, torej za 1 bit(LSB) !

Če upoštevamo npr. v en(10.37) spremembo izhoda za 1 bit(LSB), dobimo spremembo $2^{-n} = \Delta V_{\min} / V_{ref}$ in je torej ločljivost ADC ΔV_{\min} podana z izrazom

$$\Delta V_{\min} = \frac{V_{ref}}{2^n} \quad (10.42)$$

Potrebna dolžina besede n za zahtevano ločljivost ADC

V praksi srečamo običajno obraten primer: potrebno je določiti, kakšna mora biti dolžina besede n oz. koliko biten(n) ADC potrebujemo za zahtevano ločljivost ΔV_{\min} , kar določimo enostavno z obratom en(10.42)

$$n = \frac{1}{\ln 2} \ln \frac{V_{ref}}{\Delta V_{\min}} \quad (10.43)$$

Primer: Meritev temperature v področju $0 - 100^\circ\text{C}$ je izvedena z linearnim senzorjem z občutljivostjo $0.02\text{mV}/^\circ\text{C}$. Izhod sensorja pri 0°C je 0mV . Določi potrebno dolžino besede (n) in referenčno napetost ADC-ja V_{ref} , da bo ločljivost meritve $\Delta T_{\min} = 0.1^\circ\text{C}$!

Rešitev: Pri maksimalnem vходу senzora $T = 100\text{ }^{\circ}\text{C}$ ima tudi izhodni signal senzora temperature $v_{ST\text{ max}}$ maksimalno vrednost, ki je hkrati maksimalna vhodna vrednost ADC-ja

$$v_{ST\text{ max}} = S \Delta T = 0.02\text{ V}/^{\circ}\text{C} \times 100^{\circ}\text{C} = 2\text{V} = v_{in\text{ max}}(\text{ADC})$$

Ker mora biti v skladu s komentarjem en(10.37) referenčna napetost enaka ali večja od maksimalnega vхода ADC, izberemo npr. $V_{ref} = v_{in\text{ max}} = \underline{2\text{V}}$.

Zahtevana ločljivost meritve $\Delta T_{min} = 0.1^{\circ}\text{C}$ pomeni, da mora biti izbrani ADC sposoben razločevati minimalne spremembe temperature 0.1°C oz. temu pripadajoče napetosti. Zato je ločljivost ADC-ja ΔV_{min} v tem primeru določena z enačbo

$$\Delta V_{min} = S \Delta T_{min} = 0.02\text{ V}/^{\circ}\text{C} \times 0.1^{\circ}\text{C} = 2\text{mV}$$

Po drugi strani je ločljivost ADC-ja povezana z dolžino besede n ADC-ja po en(10.43)

$$n = \frac{1}{\ln 2} \ln \frac{V_{ref}}{\Delta V_{min}} = \frac{1}{0.693} \ln \frac{2\text{V}}{2\text{mV}} = \underline{9.968}$$

Komentar: V tem primeru torej izberemo 10-bitni ADC ($n = 10$). Izbrani ADC bo celo malo natančnejši od zahtev (2mV), medtem ko bi 9-bitni ADC ne izpolnil predpisanih zahtev glede ločljivosti, o čemer se lahko hitro prepričamo po en(10.42):

$$\begin{aligned} n = 10: \quad \Delta V_{min} &= \frac{V_{ref}}{2^n} = \frac{2\text{V}}{2^{10}} = 1.95\text{ mV} \\ n = 9: \quad \Delta V_{min} &= \frac{V_{ref}}{2^n} = \frac{2\text{V}}{2^9} = 3.90\text{ mV} \end{aligned}$$

10.3.6.4 IZVEDBE ADC

Obstojajo različni principi delovanja ADC-jev:

- ADC z zaporednimi približki (Successive Approximations ADC)
 - ADC z napetostno stopnico, enojno ali dvojno (Ramp ADC, single-slope ali dual-slope)
 - vzporedni oz. bliskovni ADC (Parallel oz. Flash ADC)
 - ADC s preklapljanimi kondenzatorji (Switched Capacitors ADC)
 - Delta-Sigma ADC
- in drugi...

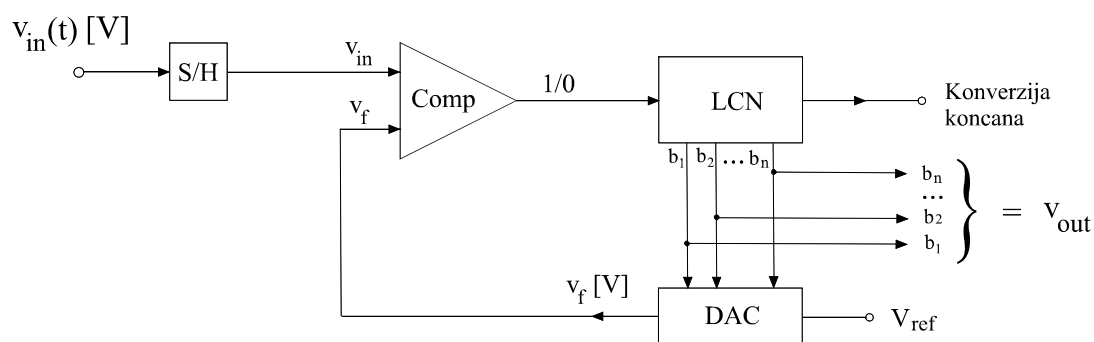
V nadaljevanju si bomo ogledali nekaj osnovnih primerov ADC.

1) ADC Z ZAPOREDNIMI Približki

ADC z zaporednimi približki (Successive Approximations ADC) je relativno hiter in poceni. Osnovna shema (SI 10.26) je sestavljena iz vzorčno-zadrževalnega vezja (Sample&Hold, S/H) komparatorja (Comp), logično-števnega vezja (Logic Counting Network, LCN) in digitalno-analognega pretvornika (DAC).

Analiza delovanja: Komparator primerja vrednost vhoda v_{in} in izhoda DAC v povratni vezavi v_f . Kadar velja: $v_{in} > v_f$, je izhod komparatorja 1 in to je sporočilo za LCN, da poveča za 1 bit svoj izhod. S tem se poveča za en osnovni korak izhod DAC v_f . Komparator spet primerja v_{in} in v_f itd.

Zgodba se ponavlja, dokler komparator ne ugotovi: $v_{in} < v_f$. Tedaj postane izhod komparatorja 0 in to je sporočilo za LCN, da je dosežena velikost vhodnega signala oz. da je konverzija končana. Zadnja kombinacija bitov na izhodu LCN $b_1 b_2 \dots b_n$ podaja digitalni izhod ADC v_{out} za dano vrednost analognega vhodnega signala v_{in} .



SI 10.26 ADC z zaporednim približki

Obstajajo različne podvariante opisanega postopka. Primeren pristop je npr., če začnemo s povečevanjem od najpomembnejšega bita (MSB), saj je v tem primeru manj korakov oz. hitrejša konverzija kot če povečujemo po en najmanjši bit (LSB). Prikaz takega pristopa si oglejmo na enostavnem primeru!

Primer: Določi potek delovanja in izhod na 4-bitnem ADC-ju z zaporednimi približki pri analognem vhodnem signalu 3.127V! Referenčna napetost je 5V.

Rešitev: Zveza med v_{in} in v_{out} na DAC je podana kot

$$v_{out}(DAC) = v_f \cong (b_1 2^{-1} + b_2 2^{-2} + b_3 2^{-3} + b_4 2^{-4}) V_{ref}$$

Postopek: na začetku LCN postavi vse bite na vrednost 0: $b_1(\text{MSB}) = b_2 = b_3 = b_4 = 0$.

Nato LCN povečuje bite, začeni s najpomembnejšim bitom (MSB).

1) LCN postavi MSB bit $b_1 = 1$. DAC vhod pretvori v izhod $v_f = (1 \cdot 2^{-1})5V = 2.5V$.

Komparator nato primerja in ugotovi: $v_{in} > v_f$. Vhodni signal torej vsebuje ta bit kot 1, zato LCN fiksira $b_1 = 1$!

S tem je prvi bit določen in postopek se ponovi z naslednjim bitom, itd.:

2) LCN postavi naslednji bit $b_2 = 1$. DAC vhod pretvori v izhod $v_f = (1 \cdot 2^{-1} + 1 \cdot 2^{-2})5V = v_f + 1 \cdot 2^{-2} \cdot 5V = 3.750V$.

Pri tem zaradi hitrejšega izračuna vedno računamo samo novi, dodatni člen, vse ostalo pa

označimo z v_f in odčitamo iz prejšnjega koraka.

Komparator nato primerja in ugotovi: $v_{in} < v_f$. Vhodni signal torej vsebuje ta bit kot 0, zato LCN fiksira $b_2 = 0$!

3) LCN postavi naslednji bit $b_3 = 1$. DAC vhod pretvori v izhod $v_f = v_f' + 1.2^{-3} \cdot 5V = 3.125V$.

Komparator nato primerja in ugotovi: $v_{in} > v_f$. Vhodni signal torej vsebuje ta bit kot 1, zato LCN fiksira $b_3 = 1$!

4) LCN postavi naslednji bit $b_4 = 1$. DAC vhod pretvori v izhod $v_f = v_f' + 1.2^{-4} \cdot 5V = 3.4375V$.

Komparator nato primerja in ugotovi: $v_{in} < v_f$. Vhodni signal torej vsebuje ta bit kot 0, zato LCN fiksira $b_4 = 0$!

S tem je določen še zadnji, LSB bit in postopek je zaključen.

Izhod ADC-ja je torej tem primeru $b_1b_2b_3b_4(\text{LSB}) = \underline{1010(\text{LSB})}$!

Preizkus: izračunamo pripadajoči vhod ADC-ja $v_{in} = (1.2^{-1} + 1.2^{-3}) \cdot 5V = 3.125V$. To se ujema z začetnim podatkom(3.127V), majhna razlika na zadnjem mestu je napaka ADC pretvorbe. Omenimo se, da smo podoben primer obravnavali tudi pri unipolarnem ADC in prišli do enakega rezultata.

Hitrost konverzije ADC-ja z zaporednimi aproksimacijami

Obravnavo razdelimo v dva dela:

1) **Čas za določitev 1 bita T_1** : je v tem primeru določen s hitrostjo konverzije DAC-ja in LCN vezja. Tipičen podatek za T_1 , ki ga najdemo kot enega osnovnih podatkov v katalogih za ADC, je $T_1 = 0.1 - 5 \mu\text{s/bit}$. Prva vrednost velja tipično za hitrejša in dražja ADC(boljša in dražja tehnologija), medtem ko druga vrednost velja tipično za razred cenejših a počasnejših, enostavnejših ADC-jev.

2) **Čas za eno konverzijo T_{conv}** : je v tem primeru določen, zaradi zaporednega, ne paralelnega procesiranja, enostavno s številom bitov oz. dolžino besede danega ADC n in časom za določitev enega bita T_1

$$T_{conv} = n \times T_1$$

V tem primeru je torej v splošnem natančnejši ADC tudi počasnejši! Zato tu izberemo kot optimalnega ADC z najmanjšim n , ki še zadošča za zahtevano ločljivost.

Primer: Določi čas konverzije za a) Cenen 8-bitni in b) dražji 12-bitni ADC z zaporednimi aproksimacijami!

Rešitev:

a) V primeru Cenenega(v splošnem počasnega) ADC vzamemo kot tipičen čas za določitev 1 bita vrednost npr. $T_1 = 5 \mu\text{s/bit}$. Čas ene konverzije T_{conv} je torej

$$T_{conv} = n \times T_1 = 8bit \times 5\mu s/bit = \underline{40\mu s}$$

b) V primeru dražjega (v splošnem hitrejšega) ADC vzamemo kot tipičen čas za določitev 1 bita vrednost npr. $T_1 = 1 \mu s/bit$. Čas ene konverzije T_{conv} je torej

$$T_{conv} = n \times T_1 = 12bit \times 1\mu s/bit = \underline{12\mu s}$$

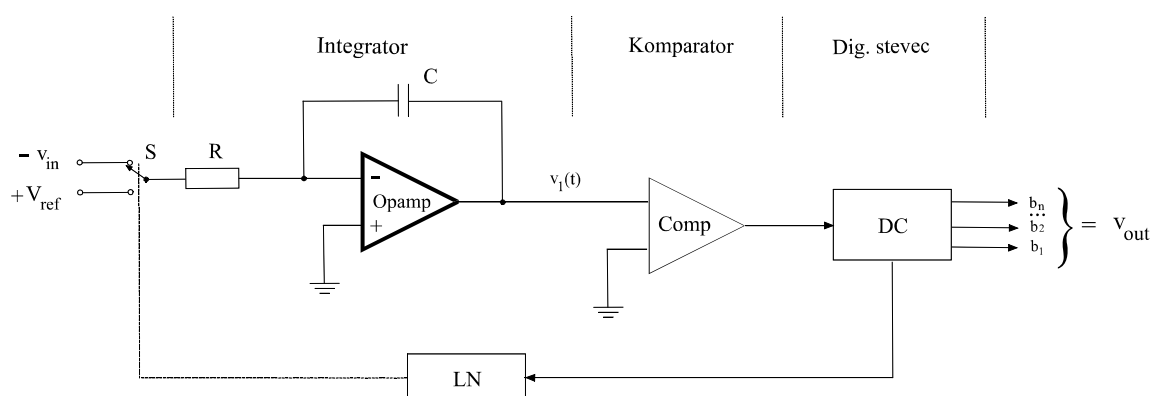
2) ADC S STOPNICO

ADC s stopnico (Ramp ADC) primerja vhodni signal v_{in} z znano, linearno naraščajočo napetostno stopnico $v_{ref}(t)$, vse dokler ni izpolnjen pogoj: $v_{ref}(t) > v_{in}$ in je konverzija končana. Pri tem binarni števec ADC-ja šteje porabljene časovne korake Δt in tako določi porabljeni čas oz. število korakov. Pri znani strmini $v_{ref}(t)$ tako ADC določi vrednost vhodnega signala v_{in} . Digitalni izhod števca tedaj podaja število korakov oz. vrednost vhodnega signala ADC v_{in} v binarni obliki.

Obstojata več pristopov, ki temeljijo na opisanem principu. V nadaljevanju si bomo ogledali enega izmed pogostih pristopov.

ADC z dvojno stopnico

ADC z dvojno stopnico (Dual Slope Ramp ADC) prikazuje Sl 10.27.



Sl 10.27 ADC z dvojno stopnico

Analiza delovanja:

Določitev v_{in} : Na začetku vezje nastavi vrednost izhoda integratorja $v_1(0) = 0$. Nato napetost v_{in} deluje na integrator v fiksnem (vedno istem) času integratorja t_1 , ki ga nastavlja logično vezje (Logic Network) LN. Čas t_1 mora biti dovolj kratek, da se v_{in} ne spremeni oz. velja $v_{in} = \text{const}$, sicer moramo dodati še SH vezje. Na izhodu integratorja je v skladu z en(10.44) po času t_1 napetost V_1

$$V_1 = v_1(t_1) = v_1(0) + \frac{1}{RC} \int_0^{t_1} v_{in}(t) dt = \frac{1}{RC} v_{in} t_1 \quad (10.44)$$

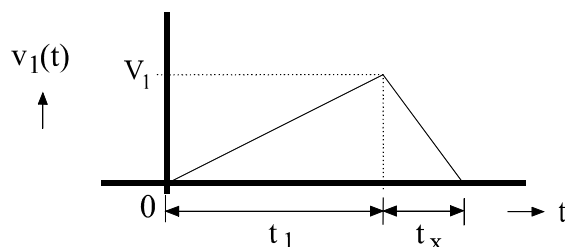
Pri znanem V_1 torej s tem izmerimo vrednost vhoda v_{in}

$$v_{in} = \frac{RC}{t_1} V_1 \quad (10.45)$$

Določitev V_1 : digitalni števec (Digital Counter) DC steje osnovne časovne korake $\square t$ in s tem meri čas. Ko DC izmeri $t = t_1$, to sporoči LN-u, ki preklopi stikalo (Switch) S na sponko $+V_{ref}$. Od tu dalje torej na integrator deluje napetost V_{ref} . Zaradi nasprotnega znaka se sedaj napetost na izhodu integratorja v_1 zmanjšuje od začetne vrednosti V_1

$$v_1(t) = V_1 - \frac{1}{RC} \int_0^{t_1} V_{ref} dt = V_1 - \frac{1}{RC} V_{ref} t \quad (10.46)$$

Zaradi enostavnosti smo izhodišče časa postavili tudi v tem primeru na začetek intervala. Potek napetosti $v_1(t)$ prikazuje Sl 10.28. Potek napetosti vsebuje dva naklona, kar daje ime tej metodi (dual slope ADC).



Sl 10.28 Časovni potek izhoda integratorja $v_1(t)$

Kot prikazuje Sl 10.28, po nekem času t_x pade v_1 na vrednost $v_1 = 0V$. S pomočjo en(10.47) lahko določimo V_1

$$V_1 = \frac{1}{RC} V_{ref} t_x \quad (10.47)$$

Določitev digitalnega izhoda ADC: S pomočjo en(10.48) lahko sedaj ADC zapiše vrednost v_{in} kot razmerje fiksnega časa integratorja t_1 in izmerjenega časa t_x ter to izpiše kot izhodni signal ADC v digitalni obliki

$$v_{in} = \frac{RC}{t_1} V_1 = \frac{t_x}{t_1} V_{ref} = (b_1 \times 2^{-1} + b_2 \times 2^{-2} + \dots + b_n \times 2^{-n}) V_{ref} \quad (10.48)$$

Pri tem se je produkt RC krajšal in v rezultatu ne nastopa. Zato je delovanje tega ADC vezja neodvisno od teh elementov (R , C) oz. tehnologije, kar je ena od prednosti tega pristopa.

Vhodna napetost v_{in} je torej določena s časom t_x , ki ga določi števec DC s tem, da prešteje potrebne korake $\square t$ tega intervala. Ostali dve veličini v en(10.48) t_1 , V_{ref} , sta znani konstanti ADC-ja. Razmerje t_x/t_1 števec v digitalni obliki pošlje števec na izhod vezja in to predstavlja izhod ADC-ja v_{out} za dano vrednost v_{in} . S tem je konverzija končana.

Hitrost konverzije

Hitrost konverzije je določena s časoma t_1 in t_x . Čas trajanja posamezne konverzije T_{conv} je kar vsota obeh časov v dvojni stopnici (Sl 10.28)

$$T_{conv} = t_1 + t_x \quad (10.49)$$

Tipične velikosti obeh časov so v razredu velikosti $\tau = RC = [\text{ms}]$ in gre v tem primeru torej za relativno počasne ADC-je.

Primer: ADC z dvojno stopnico ima podatke: $R = 100\text{k}\Omega$, $C = 0.1\mu\text{F}$, $t_1 = 10\text{ms}$, $V_{ref} = 10\text{V}$. Določi napetost stopnice V_1 in čas konverzije T_{conv} za vhodni signal $v_{in} = 6.8\text{V}$!

Rešitev:

Časovna konstanta integratorja je v tem primeru $\tau = RC = 100\text{k}\Omega \times 0.1\mu\text{F} = 10\text{ms}$.

Napetost stopniče je tedaj $V_1 = v_{in} t_1 / RC = 6.8\text{V} \times 10\text{ms} / 10\text{ms} = \underline{6.8\text{V}}$.

Čas upadanja stopnice t_x izračunamo s pomočjo en(10.47): $t_x = t_1 v_{in}/V_{ref} = 10\text{ms} \times 6.8\text{V} / 10\text{V} = \underline{6.8\text{ms}}$.

Čas konverzije je torej $T_{conv} = t_1 + t_x = 10\text{ms} + 6.8\text{ms} = \underline{16.8\text{ms}}$.

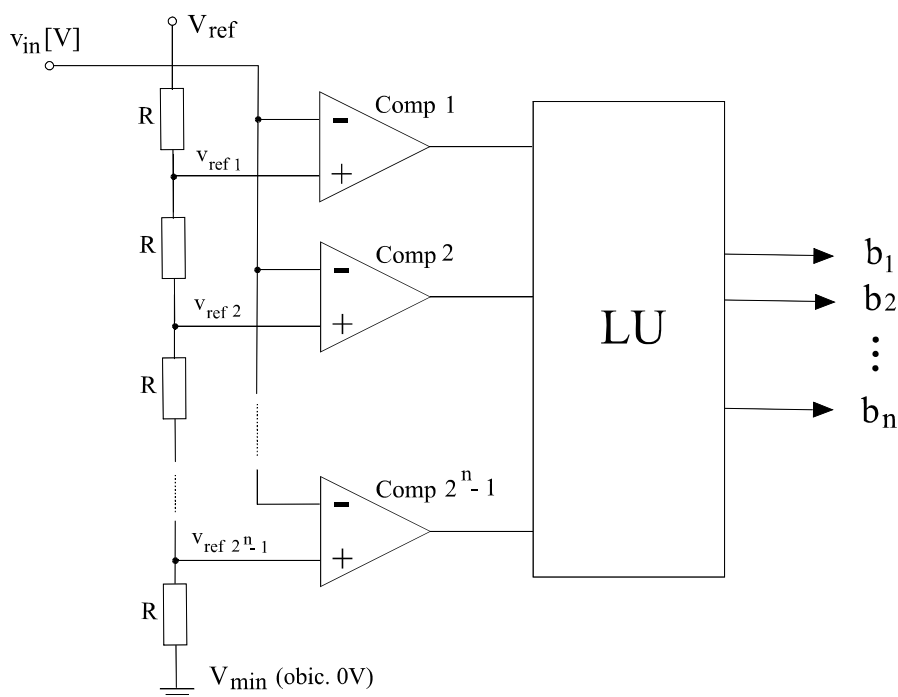
Prednosti: ADC-ji z dvojno stopnico so relativno enostavni, Ceneni toda natančni (primerni za velik n - npr. 20 oz. ločljivost v razredu ppm).

Slabosti: ADC-ji z dvojno stopnico so počasni, tipično v razredu 10 - 100 konverzij/s.

3) BLISKOVNI ADC

Bliskovni ADC (Flash ADC) imajo ime verjetno zaradi svoje hitrosti, saj so "hitri kot blisk". Včasih se imenujejo tudi vzporedni (parallel) ADC, zaradi paralelne obdelave vhodnega signala v postopku konverzije. To so najhitrejši ADC, vendar zahtevajo kompleksna vezja in so zato dragi.

Osnovna shema n -bitnega bliskovnega ADC-ja je prikazana na .Sl 10.29



SI 10.29 Osnovna shema n -bitnega bliskovnega ADC

Analiza delovanja: Na komparatorjih se v_{in} primerja z različnimi ekvidistancnimi notranjimi referenčnimi napetostmi v_{ref} . Običajno te referenčne napetosti dobimo z nekim uporovnim delilnikom (SI 10.29). Za n -bitno besedo na izhodu ADC potrebujemo $2^n - 1$ referenčnih napetosti in prav toliko komparatorjev.

Izhodi iz komparatorjev (točneje: točka prehoda izhodov komparatorjev od 0 na 1) podaja velikost vhodnega signala v_{in} . Logična enota (Logic Unit) LU to vrednost predela v digitalni binarni izhodni signal ADC-ja $b_1 b_2 \dots b_n$.

Kompletna konverzija je torej v tem primeru narejena v enem samem ciklu (paralelno procesiranje) in je zato zelo hitra, zahteva pa veliko število komparatorjev.

Prednosti: Glavna prednost je velika hitrost konverzijekot posledica paralelne obdelave. Obstojajo npr. ADC-ji s $100 \cdot 10^6$ konverzij/s oz. časom ene konverzije v razredu [ns]!

Slabosti: Kompleksna vezja, ker n -bitni ADC rabi $2^n - 1$ komparatorjev (npr. 10-bitni ADC potrebuje 1023 komparatorjev!). Zato so to kompleksna in draga vezja.

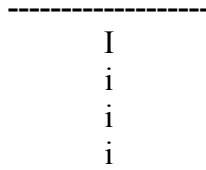
Primer: Zaradi enostavnosti podrobneje predstavi 2-bitni bliskovni ADC!

Rešitev:

V tem primeru je $n = 2$ in potrebujemo $2^n - 1 = 3$ komparatorje. Vezje tega komparatorja prikazuje SI 10.30.

Podobno kot v prejšnjem primeru se tu v_{in} stalno primerja na 3 komparatorjih proti 3 referenčnim napetostim uporovnega delilnika. Logično vezje nato poskrbi za pravilno zvezo med v_{in} in digitalnim izhodom ADC-ja $b_1 b_2 b_3$:

$$v_{in} \quad I \quad b_1 b_2 b_3$$



SI 10.30 Vežje 2-bitnega bliskovnega ADC

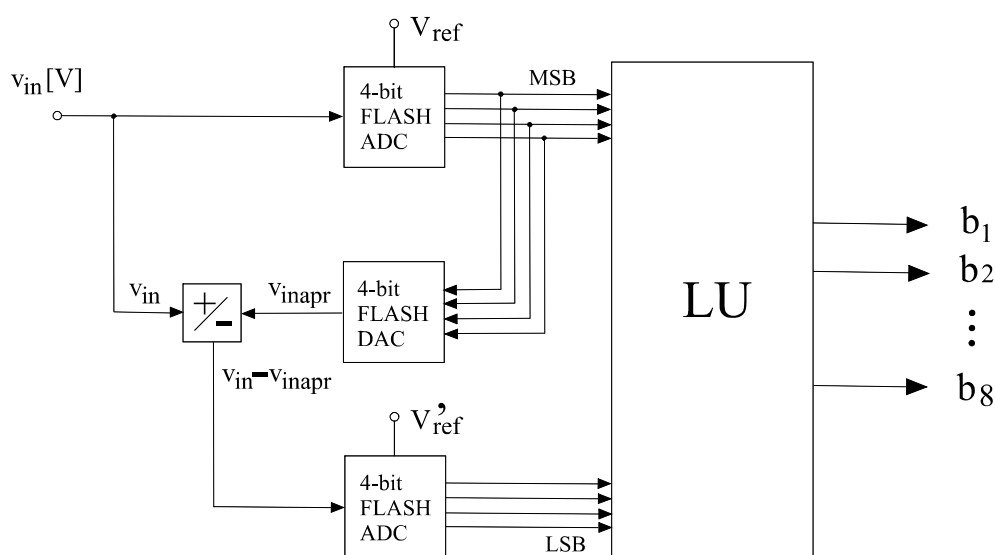
4) POLBLISKOVNI ADC

Polbliskovni (Half-Flash) ADC je priljubljena podvarianta prejšnjega primera, ki združuje nekatere prednosti bliskovnega ADC in nizko ceno. Osnovna shema za primer 8-bitnega polbliskovnega ADC je prikazana na SI 10.31.

Analiza delovanja: V tem primeru se vhodni signal v_{in} najprej pretvori z 4-bitnim bliskovnim ADC. S tem dobimo prvi del izhoda v_{out} s 4 MSB biti, kar je torej (glede na končni 8-bitni izhod) izvedeno hitro in poceni. Ta delni izhod je hkrati pripeljan tudi na vhod DAC pretvornika (Sl 10.31), ki proizvede torej na svojem izhodu pripadajočo analogno napetost - približno vrednost vhodnega signala $v_{inapprox}$, ki jo vodimo dalje na odštevalni (-) vhod seštevalnika. Na prištevalni (+) vhod seštevalnika je stalno priklopljena napetost vhodnega signala v_{in} . Zato se na izhodu seštevalnika pojavi razlika $v_{in} - v_{inapprox}$, ki jo spet na 4-bitnem bliskovnem ADC pretvorniku pretvorimo v preostale 4 LSB bite izhodnega signala. Logična enota LU proizvede končni izhodni 8-bitni signal.

Komentar: 8-bitni izhod smo torej dobili z uporabo le dveh 4-bitnih polbliskovnih ADC !

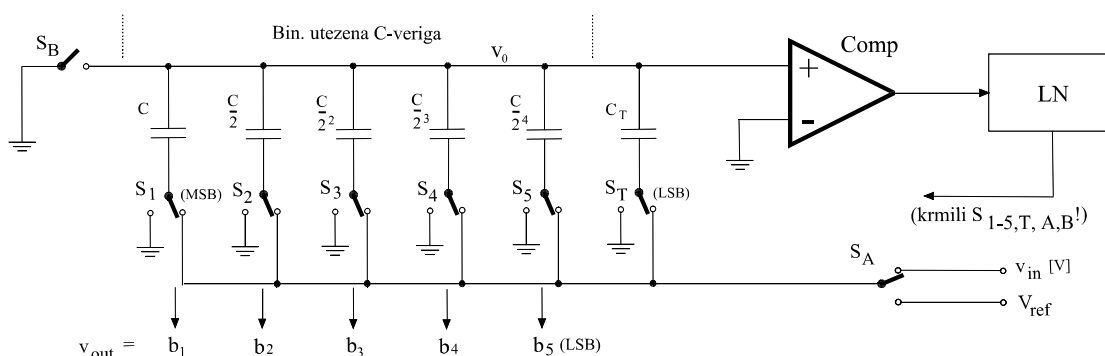
Lastnosti: Polbliskovni ADC-ji so relativno ceneni pretvorniki, ki so hitrejši od vseh ostalih ADC-jev razen od bliskovnih ADC-jev !



SI 10.31 Vežje polbliskovnega ADC

5) ADC S PREKLAPLJANIMI KONDENZATORJI

ADC s preklapljanimi kondenzatorji (Switched-Capacitors ADC) SCADC je primerno vezje za realizacijo s CMOS tehnologijami. Stikala so tedaj izvedena kar z MOS transistorji. Osnovna shema za primer 5-bitnega SCADC je prikazana na Sl 10.32. Osrednji del vezja je binarno utežena kondenzatorska (C) veriga.



SI 10.32 Vezje ADC-ja s preklapljanimi kondenzatorji

Analiza delovanja: Kondenzator C_T poskrbi, da je celotna kapacitivnost vezja ($C_{\text{verige}} + C_T$) enaka osnovni kapacitivnosti C ! Ob upoštevanju izraza za vrsto določimo v tem primeru vrednost $C_T = C/2^4$. Položaje stikal upravlja logično vezje (Logic Network) LN.

Obravnavo razdelimo v tri faze:

1. Faza vzorčenja (Sampling Phase): vsi kondenzatorji se tu nabijejo na napetost v_{in} !

Razlaga: Na začetku so vsi kondenzatorji prazni. Logično vezje LN drži stikala v položajih, kot prikazuje SI 10.32. Nato stikalo S_B preklopi dol. Notranja napetost ADC v_0 je torej enaka 0V, gornje plošče kondenzatorjev so na masi. Napetost v_{in} se torej pojavi na vseh kondenzatorjih vezja, s skupno kapacitivnostjo $2C$ in obstoja zato shranjen naboj (stored charge) vezja $Q = 2C v_{\text{in}}$.

2. Faza vzdrževanja (Hold Phase): na kondenzatorjih se vzdržuje shranjeni naboj!

Razlaga: Logično vezje LN izvaja prekop vseh stikal po točno določenem vrstnem redu. Stikalo S_B se razkline (gor), stikala $S_{1-5,T}$ preklopijo levo (na maso), stikalo S_A preklopi na referenčno napetost V_{ref} . Gornje plošče kondenzatorjev so torej v zraku (Open Circuit), spodnje plošče pa na masi. Ker pri tem ni bilo niti za trenutek odprte nobene prevodne poti, shranjeni naboj na kondenzatorjih Q ne more odteci in ostaja nespremenjen! Ker pa so sedaj spodnje plošče kondenzatorjev na masi, je napetost v_0 tedaj enaka

$$v_0 = \frac{-2C v_{\text{in}}}{2C} = -v_{\text{in}} \quad (10.50)$$

3. Faza preporazdelitve naboja (Charge Redistribution Phase): obravnavo izvedemo v več zaporednih korakih, za vsako stikalo posebej!

1. LN izvede prekop stikala S_1 (MSB - ker največja C oz. Q):

Stikalo S_1 torej preklopi na desno, na V_{ref} ! Dobimo kapacitivnostni delilnik za napetost V_{ref} med kapacitivnostjo pri stikalu S_1 (enaka C) in kapacitivnostjo preostalega vezja (enaka Celotni kapacitivnosti $2C$, zmanjšani za kapacitivnost pri stikalu $S_1 - C$, torej $2C - C = C$). Notranja napetost v_0 , ki je tudi srednja točka opisanega delilnika, je torej enaka $v_0 = V_{\text{ref}}/2$. Tako določena napetost v_0 oz. pripadajoči naboj na kondenzatorju, ki sta nastala zaradi V_{ref} , se primerjata z že od prej obstoječimi vrednostmi shranjenega naboja Q oz. napetosti v_{in} po en(10.50). če velja:

- $v_{in} > V_{ref}/2$: tedaj negativni vpliv v napetosti v_0 po prevladuje ($v_0 = -v_{in}$), zato bo v_0 negativna, izhod komparatorja bo 0 in zato bo LN izvedel preklon stikala S_1 v desno, kar bo znak, da ima ta bit v izhodnem signalu vrednost 1 !
- $v_{in} < V_{ref}/2$: tedaj prevladuje v napetosti v_0 pozitivni vpliv napetosti V_{ref} , kot je pokazano na začetku te točke ($v_0 = V_{ref}/2$), zato bo v_0 pozitivna, izhod komparatorja bo 1 in zato LN ne bo izvedel preklopa stikala S_1 v desno temveč bo ostalo v položaju levo, kar bo znak, da ima ta bit v izhodnem signalu vrednost 0 !

Prvi (MSB) bit v izhodnem signalu je s tem določen in nadaljujemo z naslednjim bitom:

2. LN izvede preklon stikala S_2 :

Stikalo S_2 torej preklopi na desno, na V_{ref} ! Dobimo kapacitivnostni delilnik za napetost V_{ref} med kapacitivnostjo pri stikalu S_2 (enaka $C/2$) in kapacitivnostjo preostalega vezja... Zgodba se ponavlja, le C delilniki imajo vedno drugačne vrednosti!

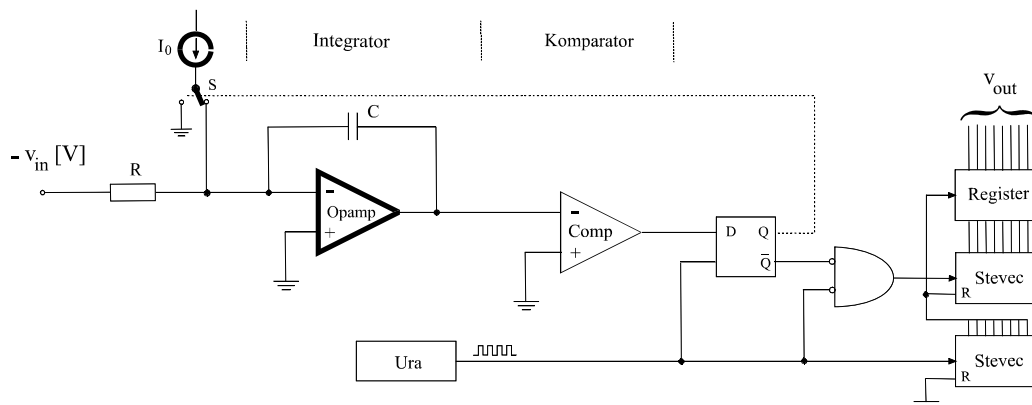
Ko tako stestiramo še zadnje stikalo S_5 in določimo s tem še zadnji (LSB) bit, je konverzija končana! Digitalna binarna beseda na izhodu ADC-ja, ki ustreza vrednosti vhodnega analognega signala $v_{in}[V]$, je v skladu z gornjimi ugotovitvami podana s položajem stikal S_1, S_2, S_3, S_4, S_5 po končani konverziji, v skladu s pravilom:

i -ti bit v izhodnem signalu ($i=1-5$) je določen v primeru

- če je S_i levo (oz. na maso) ---> $b_i = 0$
- če je S_i desno (oz. na V_{ref}) ---> $b_i = 1$

6) DELTA-SIGMA ADC

Delta-Sigma oz. kratko $\Delta\Sigma$ ADC deluje podobno kot ze opisani ADC s stopnico. Osnovna shema $\Delta\Sigma$ ADC-ja je prikazana na SI 10.33.



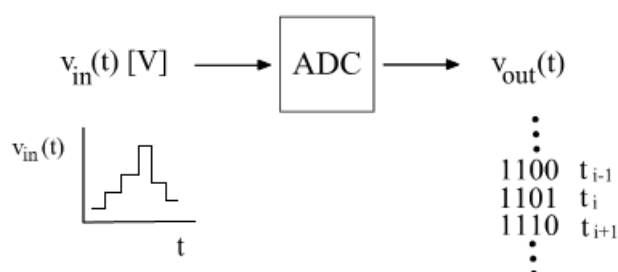
SI 10.33 Osnovna shema $\Delta\Sigma$ ADC-ja

10.3.6.5 OMEJITEV HITROSTI PRI AD KONVERZIJI

Analogno-digitalni pretvornik (Analog-to-Digital Converter, ADC) je torej vezje, ki prejme vhodni signal v analogni obliki, običajno v obliki neke napetosti in jo pretvori v ustrezen izhoden digitalen signal.

V praksi je signal običajno neka časovno spremenljiva napetost $v_{in}(t)$. Kot je bilo pokazano na začetku poglavja pri obravnavi senzorskih sistemov (Sl 10.18), tak signal najprej peljemo na S/H vezje, ki ta signal diskretizira oz. "razseka" na stopnice.

Tak signal nato pripeljemo na vhod ADC. Izhodni signal ADC je tedaj digitalni signal, sestavljen iz časovnega zaporedja binarnih števil, ki ustrezajo stopnicam vhodnega signal, kot prikazuje Sl 10.34.



SI 10.34 Delovanje ADC pri časovno spremenljivih signalih

Iz dosedanje obravnave AD konverzije sledi, da mora biti za pravilno AD konverzijo med celotnim postopkom ene konverzije v idealnem primeru vrednost vhodnega signala nespremenljiva oz. konstantna: $v_{in} = \text{const}$!

V nadaljevanju bomo videli, da v praksi lahko pripeljemo direktno na vhod ADC tudi časovno spremenljive signale, pa bo AD konverzija v redu, brez napak, če le upoštevamo določene omejitve.

Dodajmo še, da včasih tudi pri S/H vezjih stopnica ni konstantna ampak napetost npr. zaradi praznjenja kondenzatorja upada in pride tudi v tem primeru do časovno spremenljivih napetosti. Tedaj je treba tudi v tem primeru upoštevati omejitve glede spremembe napetostnega signal med konverzijo, kot sledi.

Pri obravnavi delovanja ADC smo že videli, da le spremembe vhoda, enake ali večje od $\Delta V_{\min} = V_{\text{ref}}/2^n$, povzročajo spremembe izhoda za 1bit(LSB) ali več. Torej spreminjanje vhoda, manjše od ΔV_{\min} , na izhod nima vpliva in je zato dopustno.

V praktični konverziji to pomeni, da se v času ene konverzije T_{conv} vhodni signal v_{in} sicer lahko spremeni, vendar ne več kot znaša ločljivost ADC: $\Delta V_{\min} = V_{\text{ref}}/2^n$. Matematično to zapišemo v obliki

$$dv_{\text{in}} = \frac{dv_{\text{in}}}{dt} T_{\text{conv}} \leq \Delta V_{\min} \quad (10.51)$$

Maksimalna dopustna hitrost spremembe vhodnega signala dv_{in}/dt je torej, za pravilno AD konverzijo brez napak, določena z ločljivostjo ΔV_{\min} in časom konverzije T_{conv} za dani ADC

$$\frac{dv_{\text{in}}}{dt} \leq \frac{\Delta V_{\min}}{T_{\text{conv}}} = \frac{V_{\text{ref}}}{2^n T_{\text{conv}}} \quad (10.52)$$

Posledice omenjene omejitve hitrosti vhodnega signala si najenostavneje ogledamo na naslednjem primeru.

Primer: Določi maksimalno dopustno hitrost spremembe vhodnega signala pri 10-bitnem ADC-ju z $V_{\text{ref}} = 5\text{V}$, $T_{\text{conv}} = 20\mu\text{s}$!

Rešitev:

Maksimalno dopustno hitrost spremembe vhodnega signala določimo z en(10.52)

$$\left(\frac{dv_{\text{in}}}{dt}\right)_{\text{max}} = \frac{\Delta V_{\min}}{T_{\text{conv}}} = \frac{V_{\text{ref}}}{2^n T_{\text{conv}}} = \frac{5\text{V}}{2^{10} \times 20\mu\text{s}} = \underline{\underline{250\text{V/s}}}$$

Komentar: Na prvi pogled hitrost spremembe signala 250V/s ne izgleda slabo. Toda če pogledamo stvar podrobneje, moramo mnenje spremeniti. Če imamo npr. na vhodu ADC harmonični vhodni signal

$$v_{\text{in}}(t) = V_0 \sin \omega t, \quad V_0 = 5\text{V}$$

določimo hitrost spremembe vhodnega signal enostavno z odvajanjem. Ob upoštevanju gornje enačbe torej velja

$$\frac{dv_{in}}{dt} = V_0 \omega \cos \omega t \leq 250 \text{ V/s}$$

Gornja neenačba predstavlja omejitev za maksimalno dopustno kotno hitrost ω vhodnega signala, zaradi omejitve po en(10.52). Frekvenčno mejo vhodnih signalov za dobro AD konverzijo lahko torej določimo iz gornje enačbe, pri čemer vzamemo najslabši možni slučaj (worst case), ko je $\cos \omega t$ enak 1

$$\omega \leq \frac{250 \text{ V/s}}{V_0 \cos \omega t} = \frac{250 \text{ V/s}}{5 \text{ V} \times 1} = \underline{50/s} \quad \text{oz.} \quad f = \frac{\omega}{2\pi} \leq \underline{10\text{Hz}}$$

Tak ADC torej ne smemo uporabiti pri signalih nad $f = 10\text{Hz}$! To lahko v določenih primerih predstavlja problem oz. prenizko frekvenčno zmogljivost ADC-ja, zato je treba v praksi paziti na te omejitve.

Rešitev tega problema lahko iščemo v različnih smereh:

- zamenjamo ADC s hitrejšim, z manjšim T_{conv} (naprednejša tehnologija, vendar višja cena !)
- zamenjamo ADC z manj bitnim, če je to možno (manjši n pomeni večjo ΔV_{min} in po en(10.52) višjo dopustno hitrost signala dv_{in}/dt !)
- uporabimo primerno S/H vezje na vhodu

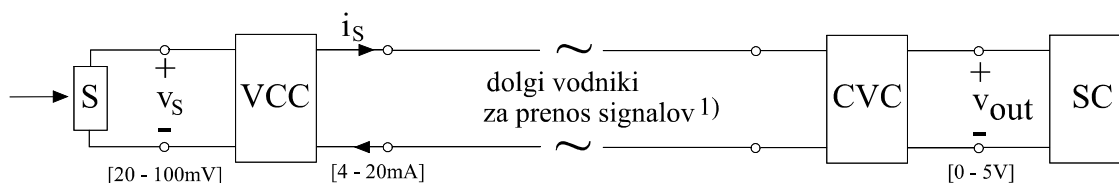
10.3.7 PRENOS SENZORSKIH SIGNALOV

Pogosto nastopajo izhodni senzorski signali v obliki majhnih napetosti v razredu [mV], majhnih tokov[μA], majhnih nabojev [μC] itd. Običajno je v praktičnih aplikacijah nevarno, če tako majhne senzorske signale prenašamo po dolgih vodnikih (žicah, kabljih itd.). Zaradi raznih zunanjih motenj se namreč v vodnikih lahko inducirajo motilni električni signali, ki so mnogo večji od osnovnih senzorskih signalov in jih tako zakrijejo (zamaskirajo). V takem primeru senzorskih signalov ne moremo več izluščiti iz motenj oz. suma in uporabiti, senzorski sistem odpove.

10.3.7.1 TIPIČEN SISTEM ZA PRENOS SENZORSKIH SIGNALOV

Tipičen sistem za prenos signalov prikazuje Sl 10.35. Senzor daje v tem primeru majhne izhodne napetostne signale, npr. $F_{SO} = 20 - 100\text{mV}$, ki jih nato napetostno-tokovni pretvornik VCC (Voltage-to-Current Converter) linearno pretvori v pripadajoče toke v intervalu 4 - 20mA. Take tokovne signale lahko nato varno prenašamo po dolgih vodnikih. Ker je za nadaljnjo obdelavo signalov največkrat najprimernejši napetostni signal, je na drugem koncu najprej tokovno-napetostni pretvornik CVC (Current-to-Voltage Converter), ki

tokovne signale pretvori v primerne napetostne signale, npr. v interval 0 - 5V. Končno sledi še končna obdelava signalov (S&H, ADC, PC itd.).



1) običajno zaviti (Twisted Pair):

SI 10.35 Sistem za prenos senzorskih signalov

Dolgi vodniki so zaradi zmanjšanja vpliva zunanjih motenj lahko oklopljeni. Včasih je par vodnikov zaviti (parica oz. Twisted Pair) kot je prikazano na SI 10.35 spodaj, da so inducirane motnje v obeh vodnikih enake in se zato na izhodu medsebojno izničijo.

10.3.7.2 STANDARD ZA PRENOS SIGNALOV [4-20mA]

Običajno je primerneje oz. varneje, če prenašamo senzorske signale v obliki majhnih analognih ali digitalnih tokov v razredu [mA]. Na področju prenosa signalov po vodnikih je pogosto uporabljen dogovor oz. standard [4-20mA]: polnemu obsegu sensorjevega odziva (FSO), npr. [20 - 100 mV], v skladu z enostavno linearno transformacijo ustrezajo tokovni signali v intervalu [4 - 20 mA]. Izbor od nič različne spodnje vrednosti tokov (4mA) prinese nekaj prednosti:

- 1) Kadarkoli pade vrednost toka na 0mA, je to opozorilo za morebitno napako (npr. prekinitev vodnika)
- 2) Vedno teče po vodnikih tok najmanj 4mA, zato se to lahko uporabi za napajanje npr. oddaljenega senzorja itd.

10.3.7.3 PRENOS SIGNALOV PO OPTIČNIH VODNIKIH

Vse več je v uporabi tudi prenos senzorskih signalov po optičnih vodnikih (SI 10.36), predvsem zaradi imunosti tega načina prenosa na elektromagnetne motnje (EMI - ElectroMagnetic Interference) in zaradi širokega frekvenčnega pasu nekaj GHz [Hor,613].

Hor,613,fig.9.43

SI 10.36 Prenos senzorskega signala po optičnih vodnikih

10.4 OSNOVNA SENZORSKA VEZJA

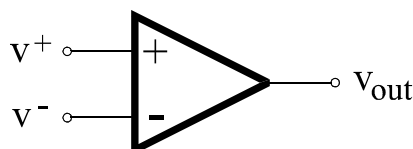
Pogosto so pri obdelavi senzorskih analognih ali digitalnih signalov uporabljeni operacijski ojačevalniki in vezja na osnovi operacijskih ojačevalnikov. V nadaljevanju si bomo ogledali nekatere lastnosti operacijskih ojačevalnikov in nekaterih njihovih osnovnih vezij, ki jih srečamo pri obdelavi senzorskih signalov.

10.4.1 OPERACIJSKI OJAČEVALNIK

10.4.1.1 UVOD

Operacijski ojačevalnik (Operational Amplifier - Opamp) je običajno relativno enostavno integrirano vezje, sestavljeno iz nekaj deset bipolarnih in MOS tranzistorjev ter par uporov in kondenzatorjev. Pogosto zadostuje za to vezje poenostavljena predstava:

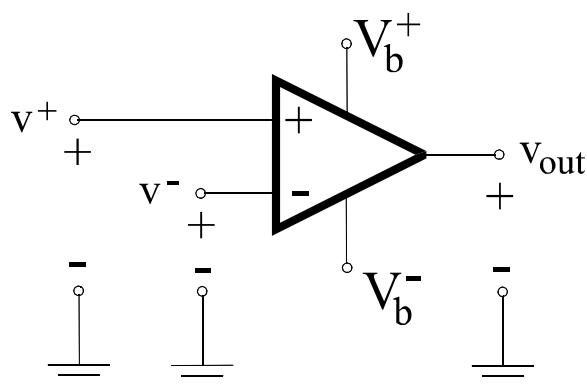
Opamp je element, ki ima dva vhoda in en izhod (SI 10.37). Vhod $+$ imenujemo neinvertirajoči vhod (Noninverting Input) : vhodni signal na tem vhodu v^+ se le ojači, brez invertiranja. Vhod $-$ imenujemo invertirajoči vhod (Inverting Input) : vhodni signal na tem vhodu v^- se ojači in invertira (tj. obrne oz. spremeni predznak).



SI 10.37 Osnovna predstavitev opampa: element z dvema vhomoma in enim izhodom

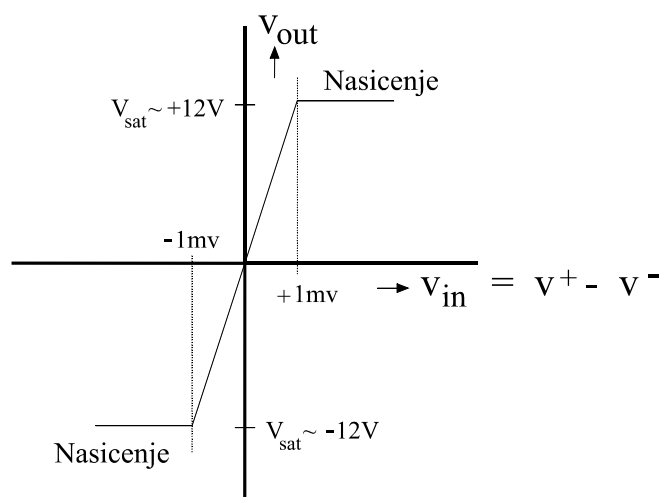
Pripombe: gornja poenostavljena slika opampa zahteva nekaj dodatnih pojasnil

- 1) Vse napetosti na SI 10.37 v resnici merimo proti masi, kot je to prikazano na sl.5.6, vendar teh podrobnosti zaradi preglednosti običajno ne rišemo.
- 2) Za delovanje opampa sta običajno potrebna dva napetostna izvora, največkrat eden pozitiven in eden negativen, kot prikazuje SI 10.38, tipično velikosti okrog 12V. Tudi teh napajanj opampov v električnih shemah vezij zaradi preglednosti običajno ne rišemo.



SI 10.38 Napetosti in napajanje opampa

Tipična prenosna karakteristika opampa je prikazana na SI 10.39.



SI 10.39 Prenosna karakteristika opampa

10.4.1.2

POENOSTAVLJEN OPIS OPERACIJSKEGA OJAČEVALNIKA

Pogosto opamp deluje le v področju do nasičenja (SI 10.39). Tedaj velja med izhodnim in vhodnim signalom enostavna linearna zveza

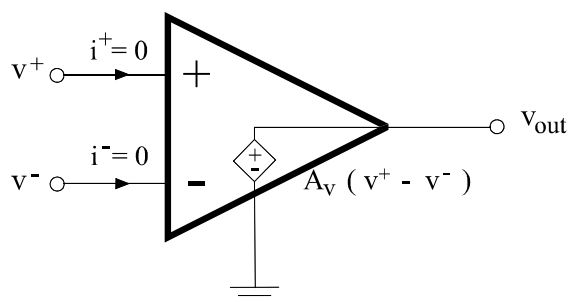
$$v_{out} = A_v (v^+ - v^-) \quad (10.53)$$

kjer je A_v napetostno ojačenje opampa, brez dodanih zunanjih elementov. Dodajmo se par komentarjev :

- 1) opamp torej ojačuje razliko vhodnih signalov in je zato diferencialni ojačevalnik
- 2) napetostno ojačenje A_v je v tem primeru zelo veliko, tipično $A_v = 10^5 - 10^6$

3) vhodna impedanca opampa je zelo velika, izhodna pa majhna. Torej, idealni opamp ima $z_{in} = \infty$, $z_{out} = 0$, resnični opamp pa je blizu tega.

Poenostavljeno nadomestno vezje opampa je v tem primeru delovanja do nasičenja torej podano le s krmiljenim napetostnim generatorjem na izhodu ter visokoohmskimi vhodi (SI 10.40).



SI 10.40 Poenostavljeno nadomestno vezje opampa

10.4.1.3 ZLATI PRAVILI

Pogosto opampi delujejo le v področju do nasičenja. Tedaj za hitro in enostavno analizo vezij z opampi lahko uporabljamo ti. zlati pravili (Golden Rules) [Hor,177].

I. zlato pravilo: $v^+ = v^-$

Razlaga: Pri normalnem delovanju opampa je torej potencialna razlika na vhodu $v^+ - v^- = 0$, oz. pri resničnem opampu je zelo majhna. Zato včasih to pravilo imenujemo tudi navidezni kratek stik na vhodu (Virtual Short Circuit). Dokaz: iz en(10.53) sledi

$$(v^+ - v^-) = \frac{v_{out}}{A_v} = 0 \quad (10.54)$$

kajti v normalnem delovanju opampa je v_{out} neka majhna napetost v razredu [V], napetostno ojačenje opampa pa je zelo veliko, v razredu [10^6] in torej razmerje obeh zanemarljivo majhno.

II. zlato pravilo: $i^+ = i^- = 0$

Razlaga: Vhodni toki so enaki 0, oz. pri resničnem opampu zelo majhni, v razredu [nA-pA]. Vzrok za to tiči v dejstvu, da so na vhodu opampa JFET ali MOSFET tranzistorji, ki imajo zelo visoke vhodne upornosti oz. nizke vhodne toke.

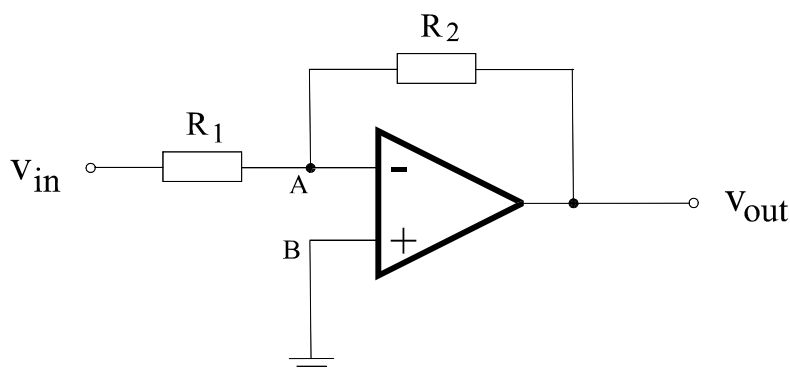
Zaradi krajšega zapisa bomo v nadaljnjih izpeljavah običajno zlati pravili označili le z ustrežno številko (I oz. II).

10.4.2 OSNOVNA SENZORSKA VEZJA Z OPERACIJSKIMI OJAČEVALNIKI

V senzoriki pogosto srečujemo vezja, izvedena na osnovi opampov. Vzrok je v dejstvu, da je pogosto tak pristop najbolj kvaliteten, najhitrejši in najcenejši.

10.4.2.1 INVERTIRAJOČI OJAČEVALNIK

Invertirajoči ojačevalnik (Inverting Amplifier) prikazuje Sl 10.41. Vhodni(input) signal oz. napetost v_{in} je v tem primeru pripeljana, kot pove ime tega ojačevalnika, na invertirajoči (-) vhod.



Sl 10.41 Invertirajoci ojačevalnik

Pojem virtualne mase: Pogosto srečamo pri obravnavi vezij z opampi, npr. kot je prikazano na Sl 10.41, izraz "A je virtualna masa". To razumemo na sledeč način: točka B je na masi in po pravilu I.($v^+ = v^-$) velja to približno tudi za točko A. Zato pravimo, da je A virtualna oz. približna masa.

Analiza delovanja

A je virtualna masa, zato sta napetost ter po Ohmovem zakonu se tok na upor R_2 oz. R_1 podana z izrazi

$$\begin{aligned} R_2: v_{out}, i_{R2} &= \frac{v_{out}}{R_2} \\ R_1: v_{in}, i_{R1} &= \frac{v_{in}}{R_1} \end{aligned} \quad (10.55)$$

Če sedaj zapišemo Kirchhoffov tokovni zakon za vozlišče A (KTZ_A), ob upoštevanju pravila II. ($i^- = 0$) sledi

$$\frac{v_{out}}{R_2} = -\frac{v_{in}}{R_1} \quad (10.56)$$

Prenosna karakteristika (Transfer Characteristics) je torej

$$v_{out} = -\frac{R_2}{R_1} v_{in} \quad (10.57)$$

in napetostno ojačenje A_v

$$A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (10.58)$$

Komentar:

1) Ojačenje je določeno le z razmerjem zunanjih uporov in je neodvisno od ojačenja samega opampa!

2) Tipične vrednosti veličin pri vezjih z opampi so: toki v razredu [mA], napetosti v razredu [V] in zato upornosti v razredu [k]

Tipične vrednosti uporov v vezju invertirajočega ojačevalnika (Sl 10.41) so npr. $R_1 = 1k\Omega$, $R_2 = 100k\Omega$. Ojačenje je tedaj po en(10.58) $A_v = -100$, vezje torej vhodne signale ojači za faktor 100 in invertira oz. obrne fazo.

Impedance: Vhodna impedanca je s pomočjo en(10.55) določena kot

$$z_{in} = \frac{v_{in}}{i_{in}} = R_1 \quad (10.59)$$

in je za dobro ojačenje v skladu z en(10.58) relativno nizka, kar predstavlja glavno slabost tega vezja. Z dodatkom uporov v povratni vezavi lahko razmere poboljšamo [Hor].

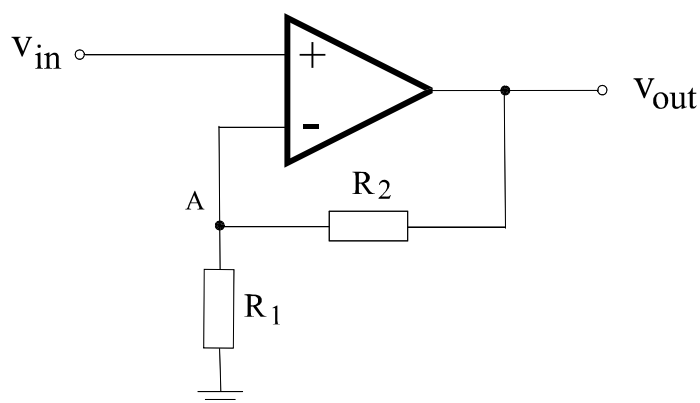
Izhodna impedanca je dobra oz. nizka, saj imamo v nadomestnem vezju (Sl 10.40) na izhodu idealni napetostni generator in velja pri majhnih signalih

$$z_{out} = \frac{\Delta v_{out}}{\Delta i_{out}} = \frac{0}{\Delta i_{out}} = 0 \quad (10.60)$$

10.4.2.2

NEINVERTIRAJOČI OJAČEVALNIK

Neinvertirajoči ojačevalnik (Noninverting Amplifier) prikazuje Sl 10.42. Vhodni(input) signal oz. napetost v_{in} je v tem primeru pripeljana, kot pove ime tega ojačevalnika, na neinvertirajoči (+) vhod.



SI 10.42 Neinvertirajoci ojačevalnik

Analiza delovanja

Ob upoštevanju pravila I. ($v^+ = v^-$) velja

$$v_{in} = v_A = \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_{out} \quad (10.61)$$

kjer smo potencial v točki A določili po drugi strani z napetostnim delilnikom v_{out} na obeh uporih R_2/R_1 .

Prenosna karakteristika je torej

$$v_{out} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} v_{in} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) v_{in} \quad (10.62)$$

in napetostno ojačenje A_v

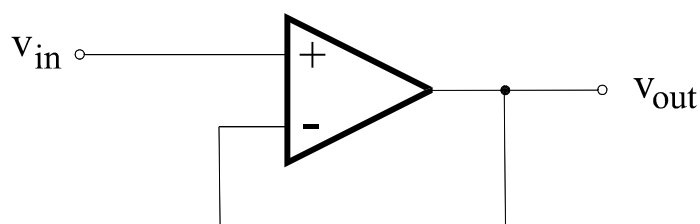
$$A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (10.63)$$

Impedance: Vhodna impedanca je ob upoštevanju pravila II. ($i^+ = 0$) visoka: $z_{in} = \infty$, zato je ta ojačevalnik boljši od predhodnega.

Izhodna impedanca je, podobno kot v prejšnjem primeru, zaradi prevladujočega napetostnega generatorja nizka: $z_{out} = 0$.

10.4.2.3 SLEDILNIK

Sledilnik (Follower), imenovan včasih tudi blažilnik ali vmesnik (Buffer), dobimo iz prejšnjega primera neinvertirajočega ojačevalnika, če limitiramo upora v vezju na vrednosti $R_1 = \infty$, $R_2 = 0$, kot prikazuje SI 10.43.



SI 10.43 Sledilnik

Analiza delovanja

Najhitreje pridemo do rezultata, če v en(10.62) in en(10.63) upoštevamo, da velja v tem primeru $R_2/R_1 = 0$ in je torej

$$v_{out} = v_{in} , A_v = 1 \quad (10.64)$$

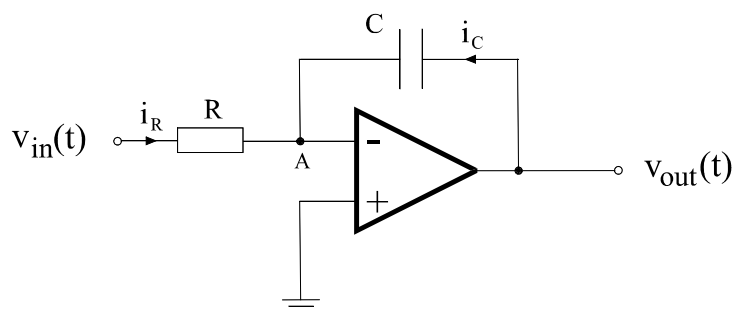
Izhod je torej v tem primeru enak oz. sledi vhodu, zato ime sledilnik.

Impedance: Podobno kot v prejšnjem primeru velja $z_{in} = \infty$, $z_{out} = 0$.

Sledilnik torej v skladu z en(10.64) vhodni signal brez spremembe pretvori v izhodni signal, pri tem pa ima visoko vhodno in nizko izhodno impedanco. To pogosto izkoristimo npr. pri povezovanju ojačevalnih stopenj za ohranitev neobremenjenega ojačenja ali za zvišanje vhodne impedance vezja kot bomo to videli npr. pri instrumentacijskem ojačevalniku.

10.4.2.4 INTEGRATOR

Vežje integratorja dobimo, če v invertirajočem ojačevalniku upor v povratni vezavi nadomestimo s kondenzatorjem, kot prikazuje SI 10.44.



SI 10.44 Integrator

Analiza delovanja

Točka A je virtualna masa. Zato velja(SI 10.44) $v_R = v_{in}$ in $v_C = v_{out}$.

Tok upora je torej po Ohmovem zakonu $i_R = v_{in}/R$. Tok kondenzatorja izpeljemo iz osnovne

zveze med nabojem in napetostjo na kondenzatorju $q_C = C v_C$. če odvajamo to enačbo po času, dobimo tok kondenzatorja $i_C = dq_C/dt = C dv_C/dt = C dv_{out}/dt$.

Če zapišemo KTZ_A ob upoštevanju pravila II. ($i_{\bar{}} = 0$), sledi $i_R = -i_C$. če vstavimo izpeljana izraza za oba toka, dobimo

$$\frac{v_{in}}{R} = -C \frac{dv_{out}}{dt} \quad (10.65)$$

Izvedemo separacijo spremenljivk

$$dv_{out} = -\frac{1}{RC} v_{in} dt \quad (10.66)$$

in en(10.66) integriramo v mejah od 0 do t. Rezultat, zveza med vhomom in izhodom, se glasi

$$v_{out}(t) = v_{out}(0) - \frac{1}{RC} \int_0^t v_{in}(t) dt \quad (10.67)$$

kjer je $v_{out}(0)$ vrednost izhoda v trenutku $t=0$ oz. začetni pogoj.

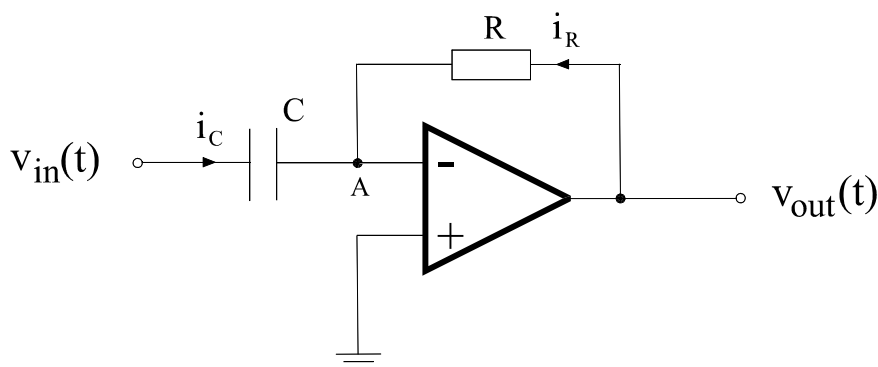
Izhod $v_{out}(t)$ je torej v vsakem trenutku posredno določen z integralom vhodnega signala, vezje torej opravlja funkcijo integratorja.

Kadar potrebujemo na izhodu signal, ki je direktno proporcionalen časovnemu integralu vhodnega signala, moramo torej v skladu z en(10.67) postaviti začetni pogoj $v_{out}(0) = 0$, negativni predznak pa odstranimo z dodatkom zaporedno vezanega invertirajočega ojačevalnika (Sl 10.41) z upori $R_1 = R_2$ oz. $A_v = -1$, ki torej vhodni signal le invertira, absolutne vrednosti pa ne spremeni.

Odvodni upor: V praksi običajno paralelno h kondenzatorju vezemo se odvodni upor (Shunt Resistor) R_s , ki preprečuje, da bi prišel integrator v nasičenje zaradi naraščajočega naboja na kondenzatorju.

10.4.2.5 DIFERENCIATOR

Vezje diferenciatorja dobimo, če v integratorju zamenjamo upor in kondenzator, kot prikazuje sl.5.13.



SI 10.45 Diferenciator

Analiza delovanja

Točka A je virtualna masa. Zato sedaj velja (SI 10.45) $v_C = v_{in}$ in $v_R = v_{out}$. Tok upora je torej po Ohmovem zakonu $i_R = v_{out}/R$. Tok kondenzatorja izpeljemo na podoben način kot v prejšnjem primeru in dobimo $i_C = C dv_{in}/dt$.

Če zapišemo KTZ_A ob upoštevanju pravila II. ($i^- = 0$), sledi $i_C = -i_R$. Če vstavimo izpeljana izraza za oba toka, dobimo

$$C \frac{dv_{in}}{dt} = -\frac{v_{out}}{R} \quad (10.68)$$

Zveza med vhodnim in izhodnim signalom je torej

$$v_{out}(t) = -RC \frac{dv_{in}(t)}{dt} \quad (10.69)$$

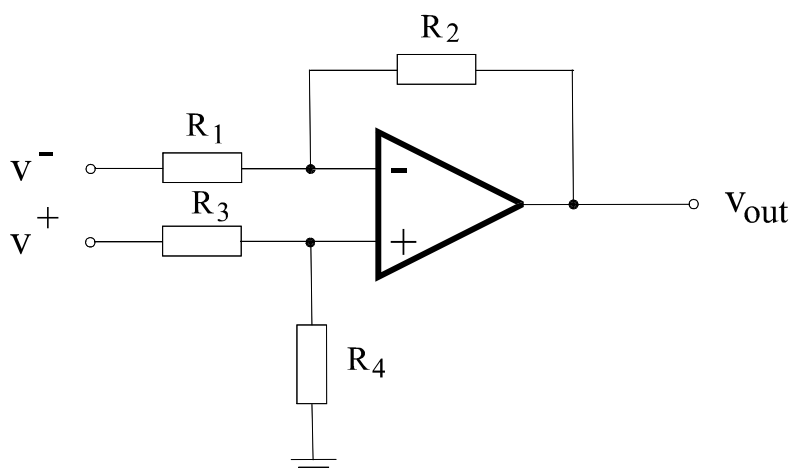
Vrednost izhodnega signala je torej v vsakem trenutku določena s časovnim odvodom vhodnega signala v tistem trenutku, vezje torej opravlja funkcijo diferenciatorja.

10.4.2.6 DIFERENCIALNI OJAČEVALNIK

Uvod

Vežje diferencialnega ojačevalnika prikazuje SI 10.46. Diferencialni ojačevalnik ojačuje le razliko vhodnih signalov, kar imenujemo tudi vhodni signal diferencialnega ojačevalnika $v_{in} = v^+ - v^-$. Izhod od drugih veličin, kot je npr. skupni potencial vhodov $(v^+ + v^-)/2$, ni odvisen oz. jih ne ojačuje. Delovanje diferencialnega ojačevalnika opisuje torej enačba

$$v_{out} = A_v v_{in} = A_v (v^+ - v^-) \quad (10.70)$$



SI 10.46 Diferencialni ojačevalnik

Analiza delovanja

Kot smo videli na začetku poglavja, nadomestno vezje opampa (SI 10.40) sestavlja le idealni krmiljeni napetostni generator. Ker so tudi vsi ostali elementi v vezju diferencialnega ojačevalnika linearni (SI 10.46), je vezje linearno in lahko uporabimo metode za reševanje linearnih vezij. Uporabili bomo metodo superpozicije, pri čemer bomo vhodne signale v^+ , v^- smatrali kot neodvisne generatorje:

1) Najprej določimo odziv vezja na vhodni generator v^- :

V tem primeru moramo v skladu s principom superpozicije izničiti vse ostale neodvisne generatorje, v našem primeru torej le preostali vhodni signal: $v^+ = 0$!

Tedaj sta (SI 10.46) oba, R_3 in R_4 , paralelno vezana na maso. Ob upoštevanju pravila II. ($i^+ = 0$) ni napetostnega padca na teh uporih in zato je v tem primeru $+$ vhod na masi. S tem postane slika vezja enaka SI 10.41 oz. invertirajočemu ojačevalniku. Po analogiji z en(5.5) lahko zapišemo prvo delno Rešitev za izhodni signal v obliki

$$v_{out1} = -\frac{R_2}{R_1} v^- \quad (10.71)$$

2) Nato določimo odziv vezja se na vhodni generator v^+ :

V tem primeru moramo v skladu s principom superpozicije izničiti vse ostale neodvisne generatorje, v tem primeru torej le preostali vhodni signal: $v^- = 0$!

Sedaj postane slika vezja enaka SI 10.42 oz. neinvertirajočemu ojačevalniku s tem, da je tu vhodni signal v_{in} določen z napetostnim delilnikom R_4/R_3 za napetost v^+ . Po analogiji z en(10.63) lahko zapišemo drugo delno Rešitev za izhodni signal v obliki

$$v_{out2} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{R_4}{R_3 + R_4} v^+ \quad (10.72)$$

Celoten odziv vezja dobimo z vsoto delnih Rešitev. Ob enostavni preureditvi je torej zveza med vhomom in izhodom diferencialnega ojačevalnika

$$v_{out} = v_{out1} + v_{out2} = -\frac{R_2}{R_1} v^- + \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{R_3}{R_4}} v^+ \quad (10.73)$$

Če zaradi krajše zapisave uvedemo substitucijo $a = R_2/R_1$, $b = R_3/R_4$, lahko en(10.73) prepisemo v obliko

$$v_{out} = \frac{v^+ - abv^- + a(v^+ - v^-)}{1 + b} \quad (10.74)$$

Pogoj, da bo obravnavano vezje delovalo kot diferencialni ojačevalnik oz. da bo izhod v_{out} v skladu z zahtevo za diferencialni ojačevalnik en(10.70) določen izključno z razliko vhodnih signalov $(v^+ - v^-)$, je torej

$$ab = 1 \quad \text{oz.} \quad \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3} \quad (10.75)$$

Prenosna karakteristika diferencialnega ojačevalnika je torej

$$v_{out} = \frac{1+a}{1+b} (v^+ - v^-) = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{R_3}{R_4}} (v^+ - v^-) \quad (10.76)$$

Prenosno karakteristiko diferencialnega ojačevalnika lahko zapišemo tudi v obliki

$$v_{out} = A_v v_{in} = A_v (v^+ - v^-) \quad (10.77)$$

kjer ojačenje diferencialnega ojačevalnika A_v določimo iz en(10.76)

$$A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{1+a}{1+b} = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{R_3}{R_4}} \quad (10.78)$$

Pogost izbor uporov v praksi je, seveda v skladu s pogojem za diferencialni ojačevalnik en(10.75),

$$R_1 = R_3, \quad R_2 = R_4 \quad (10.79)$$

V tem primeru je prenosna funkcija diferencialnega ojačevalnika

$$v_{out} = \frac{R_2}{R_1} (v^+ - v^-) \quad (10.80)$$

oz. njegovo ojačanje

$$A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{R_2}{R_1} \quad (10.81)$$

Impedance: Podobno kot v prejšnjih primerih velja, da je zaradi idealnega krmiljenega napetostnega generatorja na izhodu izhodna impedanca nizka: $z_{out} = 0$.

Vhodna impedanca, torej tista, ki jo vidi vhodni signal $v_{in} = v^+ - v^-$, je ob upoštevanju pravila I. ($v^+ = v^-$) in SI 10.46

$$z_{in} = \frac{v_{in}}{i_{in}} = R_1 + R_3 = 2R_1 \quad (10.82)$$

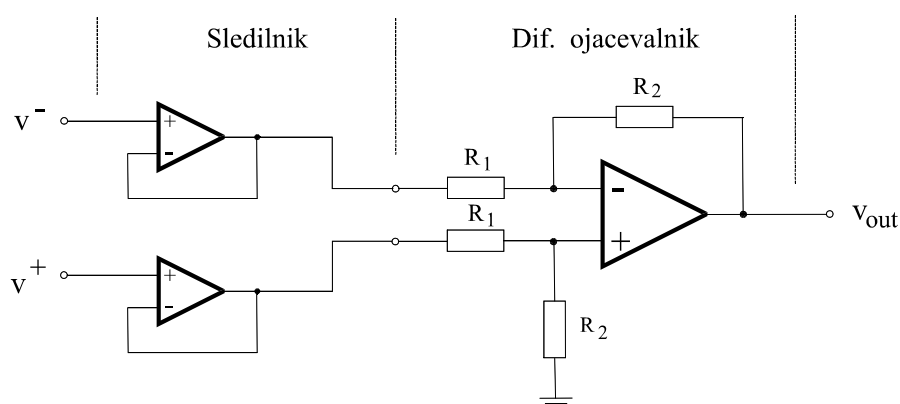
kar je slaba lastnost tega ojačevalnika, saj mora biti R_1 po en(10.81) za dobro ojačenje nizek. To slabost odpravi instrumentacijski ojačevalnik.

10.4.2.7 INSTRUMENTACIJSKI OJAČEVALNIK

Uvod

Instrumentacijski ojačevalnik ima poleg dobrih lastnosti diferencialnega ojačevalnika tudi visoko vhodno upornost in ga zato pogosto srečamo v praksi.

Instrumentacijski ojačevalnik dobimo, če diferencialnemu ojačevalniku dodamo na vhodih sledilnike (SI 10.47).



SI 10.47 Instrumentacijski ojačevalnik

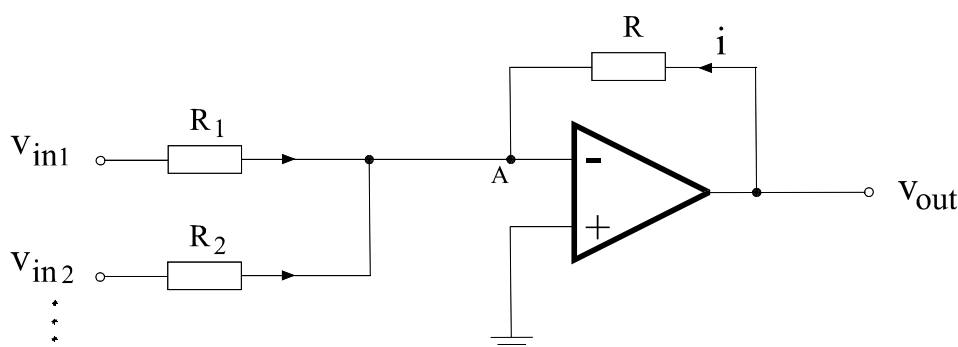
Analiza delovanja

Kot smo videli na začetku poglavja, ima sledilnik visoko vhodno upornost in nizko izhodno upornost, signala pa ne preoblikuje ($A_v = 1$ oz. $v_{out} = v_{in}$). Zato dodatek sledilnikov na vходу instrumentacijskega ojačevalnika (SI 10.47) na signal sam ne vpliva, pridobimo pa s tem visoko sledilnikovo upornost na vходу instrumentacijskega ojačevalnika in zato dober ojačevalnik.

10.4.2.8 SEŠTEVALNI OJAČEVALNIK

Uvod

Seštevalni ojačevalnik (Summing Amp, Adding Amp), ki je, kot bomo videli, hkrati tudi napetostno-napetostni pretvornik (Voltage-to-Voltage Converter, VVC), prikazuje SI 10.48. V bistvu je to vezje invertirajoči ojačevalnik z več vhodi.



SI 10.48 Seštevalni ojačevalnik

Analiza delovanja

Točka A je virtualna masa. če zapišemo Kirchhoffov tokovni zakon za vozlišče A (KTZ_A), ob upoštevanju pravila II. ($i^- = 0$) sledi

$$i = \frac{v_{out}}{R} = -\left(\frac{v_{in1}}{R_1} + \frac{v_{in2}}{R_2} + \dots\right) \quad (10.83)$$

Prenosno karakteristiko, zvezo med vhom in izhodom, zapišemo v obliki

$$v_{out} = -\left(\frac{R}{R_1} v_{in1} + \frac{R}{R_2} v_{in2} + \dots\right) \quad (10.84)$$

Izhod je torej invertirana utežena vsota vhomov. Ker z ustreznim izborom uporov lahko realiziramo poljubno linearno zvezo med vhomnimi in izhodno napetostjo, ima vezje tudi značaj napetostno-napetostnega pretvornika (VVC).

Če izberemo na primer, da so vsi upori enaki: $R = R_1 = R_2 = \dots$, postane izhod invertirana vsota vhodov (direktna, neutržena).

Če potrebujemo seštevalni ojačevalnik, pri katerem je izhod direktno vsota vseh vhodnih signalov, je torej treba poskrbeti se za odpravo negativnega predznaka v en(10.84) oz. invertiranja. To lahko enostavno izvedemo z dodatkom invertirajočega ojačevalnika z ojačenjem -1 (vezje na Sl 10.41, kjer je $R_1 = R_2$) na izhod seštevalnega ojačevalnika.

10.4.2.9 KOMPparator