



VIŠJEŠOLSKI STROKOVNI PROGRAM
ELEKTRONIKA

ELEKTRONSKI ELEMENTI (ELE)
(DELOVNI OSNUTEK GRADIVA)

FRANC ŠTRAVS

Višješolski strokovni program: Elektronika

Učbenik: Elektronski elementi - ELE (delovni osnutek kot prehodno gradivo)

Gradivo za 1. letnik

Avtor:

Franc Štravs
ŠOLSKI CENTER VELENJE
Višja strokovna šola



Nelektorirano gradivo!

Velenje, 2008

Predgovor

Za uspešno inženirsko delo na področju sodobnih elektronskih naprav in elektronskih vezij je nujno potrebno poznavanje osnovne teorije in praktično utrjeno znanje iz elektronskih komponent, razumevanja delovanja funkcijskih podsklopov in interpretacije medsebojnih povezav.

Kljub današnji raznolikosti in kompleksnosti električnih naprav ali sistemov z elektronsko podporo, ta nivo strokovnosti omogoča suvereno delo na področju vzdrževanja, nadzora, konstrukcije in možnosti posodobitev. To podporo bodo številne sodobne v življenju spremljajoče elektronske naprave gotovo vedno potrebovale. Z pravilno interpretacijo električnih povezav, uporabo tehnik preizkušanja in merilnih postopkov boste to podporo kot inženirji lahko suvereno zagotovili in ponudili na trgu. Z razumevanjem teh vsebin bo zagotovljen tudi potrben temelj za uspešno posodabljanje znanja na širšem ali specializiranem področju uporabe elektronskih sklopov.

Na podlagi delovnih izkušenj v praksi menim, da je za dosego tega nivoja potrebno, da študent razume in utrdi znanja, ki so opredeljena s cilji tega predmeta.

Predavatelj

CILJI PREDMETA

- Poznavanje fizikalnega ozadja, delovanja, karakteristik in značilnosti elektromehanskih ter elektronskih komponent, z možnostmi uporabe v praksi.*
- Razumevanje vloge temeljnih elektronskih komponent v okviru medsebojnih povezav, ter pravilno interpretiranje pripadajočih signalov.*
- Usposobitev za načrtovanje in povezovanje elektronskih sestavov, dimenzioniranje ključnih komponent, testiranje in ovrednotenje zanesljivosti delovanja.*
- Priprava temeljnih znanj kot osnova za razumevanje delovanja in povezovanja zahtevnejših naprav v okviru drugih predmetov.*
- Ustvariti podlago za samostojno analizo elektronskih vezij, ter osvojitve temeljnih znanj za nadaljevanje izobraževanja v okviru modulov.*
- Ustvariti ustrezno podlago za nadaljevanje študija.*

KAZALO

1 SPLOŠNO O KOMPONENTAH, NAPRAVAH IN SISTEMIH	3
1.1 SPLOŠNE ZNAČILNOSTI ELEKTRONSKIH KOMPONENT	3
1.1.1 Zanesljivost in obratovalna pripravljenost komponent	5
1.1.2 Nazivne in tolerančne vrednosti elektronskih komponent.....	7
1.1.3 Načini označevanja elektronskih komponent.....	7
1.1.4 Vpliv temperature na lastnosti elektronskih komponent.....	9
2 PASIVNE ELEKTRONSKE KOMPONENTE	10
2.1 OHMSKI UPORI	10
2.1.1 Posebni ohmski upori	10
2.2 ELEKTRIČNI KONDENZATORJI	14
2.2.1 Splošne značilnosti kondenzatorjev	14
Značilni parametri	14
2.2.2 Vrste kondenzatorjev in pomembnejše značilnosti	15
2.2.3 Značilnejše funkcije, ki jih omogoča uporaba kondenzatorjev v praksi.....	16
2.3 TULJAVE, DUŠILKE, TRANSFORMATORJI IN OSTALE INDUKTIVNE	
KOMPONENTE	17
2.3.1 Splošne značilnosti induktivnih komponent.....	17
2.3.2 Magnetno sklopljene tuljave	18
2.3.3 Dušilke.....	19
2.3.4 Značilnosti feritnih materialov	21
3 POLPREVODNIŠKE KOMPONENTE	24
3.1 SPLOŠNO O ZNAČILNOSTIH P-N SPOJA.....	24
3.2 DIODE.....	25
3.3 BIPOLARNI TRANZISTOR.....	27
3.3.1 Fizikalno ozadje delovanja tranzistorja	27
3.3.2 Orientacija tranzistorja.....	28
3.3.3 Karakterističnih veličine in mejne vrednosti parametrov tranzistorja	28
3.3.4 Karakteristike, razred delovanja in delovna točka bipolarnega tranzistorja.....	29
3.3.5 Območje varnega delovanja tranzistorja (SOAR diagram).....	30
3.3.6 Tranzistor v stikalnem režimu.....	31
3.4 FET TRANZISTORJI (FIELD EFFECT TRANZISTOR).....	32
3.4.1 JFET- spojni FET	32
3.4.2 MOSFET tranzistorji	33
3.5 POLPREVODNIŠKE KOMPONENTE ZA KRMILJENJE MOČI.....	36
3.5.1 DIAK	36
3.5.2 Tiristor - SCR (<i>Silicon Controlled Rectifier</i>)	37
3.5.3 TRIAK	38
3.5.4 Sinhronizirano elektronsko stikalo (elektronski rele)	39
3.5.5 Slabosti krmiljenja moči s tiristorji in triaki.....	39
4 OPTOELEKTRONSKE IN DRUGE KOMPONENTE.....	40
4.1 ZNAČILNEJŠI FOTOELEKTRIČNI PRETVORNIKI.....	41
4.1.1 Fotoupor	41
4.1.2 Fotodioda in fotoelement.....	41
4.1.3 LED in infrardeče svetleče diode.....	42
4.1.4 Laserska dioda	42
4.1.5 Optospojniki (<i>optocoupler, optointerrupter, ...</i>)	43
4.2 ZNAČILNEJŠE MAGNETNO OBČUTLJIVE KOMPONENTE.....	44
4.2.1 Hallov generator	44
4.2.2 Magnetoupor	45

5 OSNOVE DIGITALNIH ELEKTRONSKIH VEZIJ	46
5.1 OSNOVE DIGITALNE TEHNIKE	46
5.1.1 Številski sestavi	46
5.1.2 Komplementiranje števil in pretvorjanje v drug sestav	46
5.1.3 Kodiranje, vrste in značilnosti kodov	48
5.1.4 Pravila Boolove algebre	49
5.2 KOMBINACIJSKA VEZJA.....	51
5.3 SEKVENČNA VEZJA	52
5.3.1 Sinteza in analiza sekvenčnih vezij	53
5.4 NAČRTOVANJE S KOMPONENTAMI NIZKE STOPNJE INTEGRACIJE	54
5.5 DIGITALNA VEZJA NA OSNOVI PROGRAMIRLJIVE LOGIKE	55
5.5.1 Programirljiva vezja tipa GAL	56
5.5.2 Programiranje vezij tipa GAL	58
5.6 KOMPLEKSNA PROGRAMIRLJIVA POLJA	60
5.6.1 Struktura in postopek programiranja FPGA vezij.....	61
6 ANALOGNA ELEKTRONSKA VEZJA	63
6.1 OPERACIJSKI OJAČEVALNIK.....	64
6.1.1 Diferencialni ojačevalnik	64
6.1.2 Napajanje operacijskega ojačevalnika	66
6.1.3 Značilni parametri in karakteristike	66
6.1.4 Notranja zgradba	69
6.2 ZNAČILNEJŠA VEZJA Z OPERACIJSKIM OJAČEVALNIKOM.....	70
6.2.1 Invertirajoči ojačevalnik.....	70
6.2.2 Neinvertirajoči ojačevalnik	70
6.2.3 Seštevalnik napetosti.....	70
6.2.4 Odštevalnik napetosti.....	71
6.2.5 Instrumentacijski ojačevalnik.....	71
6.2.6 Diferenciator napetosti.....	72
6.2.7 Integrator napetosti.....	73
6.2.8 Primerjalnik napetosti	73
6.3 AKTIVNI FITRI V IZVEDBI Z OPERACIJSKIM OJAČEVALNIKOM.....	74
6.4 OPERACIJSKI OJAČEVALNIK V DRUGIH INTEGRIRANIH VEZJIH.....	75

Opomba!

Vsebine iz področja čistih osnov elektrotehnike, ne spadajo v ta predmet in v tem učbeniku niso zajete.

Za dodatno pojasnitev ali razumevanje osnov elektrotehnike, je v splošno izobraževalne namene javno dostopno gradivo kot spletna aplikacija in kot »download« verzija (SCORM pregledovalni program) na spletnih naslovih: <http://eoet1.evsebine.com/material/> ali <http://eoet1.tsckr.si/>

1 SPLOŠNO O KOMPONENTAH, NAPRAVAH IN SISTEMIH



V vsakdanjem življenju se srečujemo z najrazličnejšimi napravami v katerih elektromehanski in elektronski podsklopi krmilijo in nadzorujejo številne procese kar omogoča večjo zanesljivost delovanja in človeku olajšano delo. Te podsklope sestavljajo številne vgrajene komponente, ki so različno obremenjene, na njihovo delovanje in zanesljivost pa vplivajo tudi delovni pogoji. Slabši delovni pogoji vplivajo na zanesljivost delovanja negativno in skrajšujejo življensko dobo, kar je tudi potrebno upoštevati pri zasnovi oz. konstrukciji naprave oz. elektronskega sklopa. Delovne pogoje lahko razvrstimo glede na prisotnost motečih dejavnikov, ki so lahko **električni** (npr. impulzna obremenitev stikalnega transistorja pri vklopu induktivnega bremena), **mehanski** - delovanje pri neprestanih vibracijah ali mehanskih sunkih - (npr. elektronsko vezje blizu motorja z notranjim izgorevanjem), **toplotni** - visoke, nizke ali spreminjajoče se temperature okolice. Elektronska vezja so še posebej občutljiva na spremembe temperature. Še posebej pri profesionalnih napravah, je to potrebno upoštevati in vpliv temperature na spremembo parametrov komponente kompenzirati (npr. elektronski senzori nameščeni na napravah za žičnice, elektronsko vezje v bližini peči z visoko temperaturo, krmilna elektronika pri avtomobilu,...). Delovne pogoje predstavljajo tudi ostali **klimatski** dejavniki kot so npr. voda, vlaga in zračni tlak. Elektronsko vezje v vlažnih prostorih mora biti ustrezno zaščiteno, da je vpliv vlage onemogočen. Zračni tlak je potrebno upoštevati v primeru, da mora vezje zanesljivo delovati tudi na višjih nadmorskih višinah (npr. uporaba v letalstvu, antenski sistemi na oddajnikih). Posebne delovne pogoje predstavlja tudi specifično delovno okolje, kjer je potrebno upoštevati posebne vplive (npr. delovanje vezja v rudniškem, petrokemijskem ali morskem okolju). Za opremo, ki se npr. uporablja na morju, obstajajo še posebni predpisi, ki definirajo kriterije za vgradnjo na ladjah (t.i. *Brodski register -YU*). Podobno je predpisano tudi za opremo, ki se uporablja v eksplozivnem okolju, kjer mora biti vsaka vgrajena komponenta atestirana in mora imeti certifikat, da izpolnjujejo zahtevane kriterije. Seveda je potrebno tudi pri serijski proizvodnji uporabljati samo preizkušene komponente in je zato uporaba substitutov mogoča le na osnovi ustreznih predhodnih testiranj in soglasjem konstrukterjev.

Na delovanje elektronskega vezja lahko vplivajo tudi drugi dejavniki, ki so specifični glede na vgradnjo (npr. pesek-kamnlomi, gradbeni stroji, prah - stroji za obdelavo lesa, agresivna atmosfera – prisotnost jedkih tekočin, galvanotehnika, vlaga - vgradnja v kletnih prostorih, bazenih, savnah, nabiranje plesni, prisotnost snega, insektov, sevanja,...).

Za industrijsko okolje je značilna prisotnost elektromagnetnih motenj (npr. od varilnih naprav), mehanskih vibracij, induciranih napetosti na kabliah v kanalih in predstavlja specifične delovne pogoje. Za vgradnjo komponent v medicinske aparate mora biti upoštevan tudi kriterij o nestrupenosti materialov in skladnost s predpisi v zdravstvu.

Posebno področje predstavljata tudi aeronavtika in naprave v vojaške namene.

1.1 SPLOŠNE ZNAČILNOSTI ELEKTRONSKIH KOMPONENT

Vsaka elektronska komponenta ima neke značilne omejitvene vrednosti, katere določajo potrebne delovne pogoje za vgradnjo.

Delovni pogoji so razvrščeni v razrede in se skupaj z zanesljivostjo uporabe označujejo s črkovno kodo (DIN 40040).

Označevanje razredov uporabe komponent glede na delovne pogoje

Področje uporabe komponente in zanesljivost delovanja definira oznaka v obliki sledeče 8-mestne črkovne kode:

$$\text{črkovna koda} \rightarrow \begin{array}{cccccc} \text{X} & \text{X} & \text{X} & / & \text{X} & \text{X} & / & \text{X} & \text{X} & \text{X} \\ 1 & 2 & 3 & & 4 & 5 & & 6 & 7 & 8 \end{array}$$

1. mesto- minimalna temperatura- [-65° C (E) ÷ +5° C (L)] korak je po 15° C

2. mesto- maksimalna temperatura - [+400° C (A) ÷ +40° C (Y)] korak je po 50° C

3. mesto- največji % zračne vlage -
 A → r ≤ 100% (mokro);
 C, R, D → r = 85% (rosno);
 E → r ≤ 75% (rahlo rosno);
 F, G, H → (suho)

4. mesto- kvocient izpada (številko je potrebno pomnožiti z 10⁻⁹)

Zanesljivost je potrebno izmeriti pri predpisanih pogojih (npr: θ=40°C; r= 65%)

$$\text{Kvocient izpada} = \frac{\text{Stopnja odpovedi}}{\text{Čas trajanja obremenitve}} \quad [0,1(D)+30 \cdot 10^6 \text{ (W)}] \text{ enota: št. odpovedi / } 10^9 \text{ kom. ur}$$

Pri čemer je stopnja odpovedi definirana kot razmerje:

$$\text{Stopnja odpovedi} = \frac{\text{Število odpovedanih komponent}}{\text{Število preizkušanih komponent}} \quad [r < 1]$$

5. mesto- čas trajanja obremenitve- [300 * 10³h (Q) ÷ 1000h (V)]

6. mesto- mehanske zahteve [Q ÷ W]

vibracijske obremenitve → pospešek [500 m/s² (Q) ÷ 20 m/s² (W)]
 → frekvenca [10 – 20000Hz (Q) ÷ 10 – 55Hz (W)]
 udarne obremenitve → pospešek [1000 m/s² (Q) ÷ 150 m/s² (W)]
 → čas trajanja [6ms (Q) ÷ 11ms (W)]

7. mesto – zračni tlak [N ÷ Y]

spodnja meja zračnega tlaka (840 mbar ÷ 20mbar)
 zgornja meja zračnega tlaka (1000mbar ÷ 26000mbar)

8. mesto- posebne zahteve [Z]

škropeča voda, sneg, led, dež, vodni curek, voda pod pritiskom, morska atmosfera, pesek, prah, plesen, umazanija, insekti, sevanje

Označevanje datumov proizvodnje (za kondenzatorje in upore po DIN IEC 62)

Datum proizvodnje je za komponente napisan v obliki črkovne kode, ki vsebuje leto in mesec proizvodnje. Za nekatere komponente (npr. elektrolitski kondenzatorji, primarne in sekundarne baterije) je ta podatek bistvenega pomena, saj so elektroliti (kemični procesi) podvrženi hitremu staranju. Pri zahtevani visoki stopnji zanesljivosti naprave, jih lahko na podlagi predvidene delovne dobe zamenjamo še pred izpadom (npr. elektrolitske kondenzatorje v stikalnem napajalniku je najbolje zamenjati vse, takoj ko izpade prvi; ali zamenjava akumulatorskih baterij v računalniku, UPS napravi, medicinskem aparatu po

določenem številu obratovalnih ur). Pri baterijah je navadno označena številka, ki označuje v katerem tednu in letu je bila izdelana. Staranju so zelo povržene tudi komponente iz gume.

Črkovna koda za leto:

A→1990, **B**→1991, **C**→1992, **D**→1993, ... **G**→2000, **H**→2001, ...

Črkovna koda za mesec:

1→jan.; **2**→feb.; **3**→mar.; **4**→apr.; **5**→maj.;... **9**→sept.; **O**→okt.; **N**→nov.; **D**→dec.

Primer: oznaka **E9** pomeni, da je komponenta bila proizvedena septembra 1994

Dodatne pojasnitve so na voljo npr. v elektrotehniškem priročniku FRIEDRICH (stran 4-1 in 4-2)

1.1.1 Zanesljivost in obratovalna pripravljenost komponent

Od funkcije zanesljivosti posameznih vgradnih komponent je odvisna zanesljivost celotne naprave. Definiramo lahko še tri kriterije, ki določajo »kvaliteto« tehniškega sistema:

zanesljivost komponente,

zanesljivost sistema glede na povezavo posameznih komponent,

obratovalna pripravljenost sistema.

Komponente v elektronski napravi (tehniškem sistemu) so lahko povezane na najrazličnejše načine v smislu zaporednih in vzporednih povezav. Pri zaporednih povezavah je zanesljivost tem manjša čim večje je število komponent, seveda pa bistveno zavisi od najšibkejšega člana v verigi, torej od komponente z najmanjšo zanesljivostjo. Komponenta z najmanjšo zanesljivostjo ni nujno tudi najslabša, ampak je »zanesljivost« navidezno manjša zaradi večje obremenjenosti (npr.: VN transformator pri TV sprejemniku; visokonapetostni stikalni tranzistor pri induktivnem bremenu) ali pa zahtevnejših delovnih pogojev (npr.: visoka temperatura, slabo odvajanje toplote, ostali negativni vplivi). V takšnih primerih komponente ni dovoljeno obremeniti do nazivnih pogojev (npr.: moči), ampak je potrebno obremenitev za sorazmerni korekcijski faktor zmanjšati.

Pri »vzporednih« vezavah se praviloma zanesljivost poveča, seveda pa morajo biti povezave izvedene tako, da izpad ene vzporedne poti ne povzroči izpada celotnega sistema.

Zanesljivost komponente je definirana kot:

$r_i=0$, če i -ta komponenta ne deluje

$r_i=1$, če i -ta komponenta deluje

Zanesljivost sistema je definirana glede na povezavo komponent z vidika prenosa in obdelave signala in sicer kot:

$$R=f(r_1, r_2, r_3, \dots, r_i, \dots, r_n)$$

a) pri »zaporedni« povezavi komponent velja:

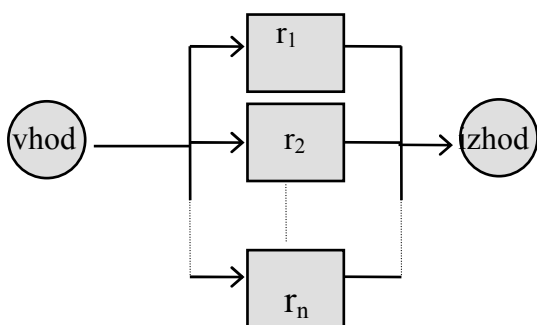
$$R=\prod (r_1, r_2, r_3, \dots, r_i, \dots, r_n)$$

$$R= \prod * r_i = r_1 * r_2 * r_3 * \dots * r_n$$



b) pri »vzporedni« povezavi komponent pa velja:

$$R=1-\prod(1-r_i)=1-(1-r_1)^* (1-r_2)^* (1-r_3)..... (1-r_n)$$



V praksi se za preverjanje zanesljivosti največkrat poslužujemo kriterija obratovalne pripravljenosti.

Obratovalna pripravljenost je podatek, ki se na podlagi rezultatov preizkusa izračuna po sledečem obrazcu:

$$a_i = \frac{b}{b+c}$$

a_i ... obratovalna pripravljenost (za posamezno komponento)

b ... **MTBF** (Meantime between Failure)-srednji čas med dvema izpadoma

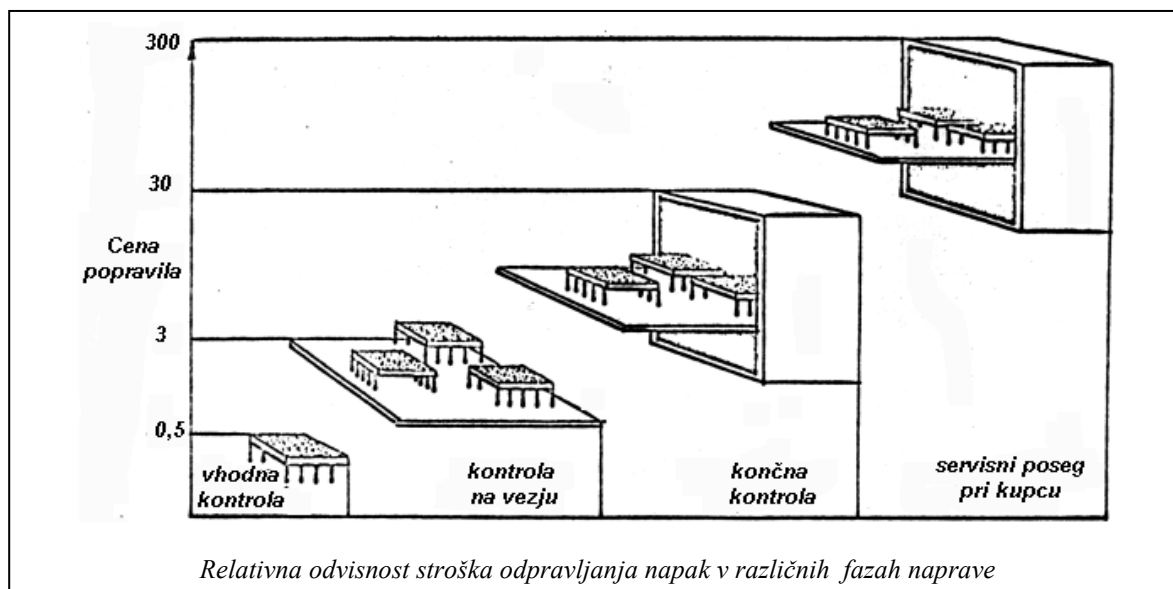
c ... **MTTR** (Meantime to Repair) -srednji čas izpada komponente

Obratovalna pripravljenost - A (za celotni sistem) je odvisna od oblike povezave posameznih komponent:

a) Za sistem »serijsko« vezanih komponent: $A_z=\prod a_i= a_1^* a_2^* a_3^*..... a_n$

b) Za sistem »vzporedno« vezanih komponent:

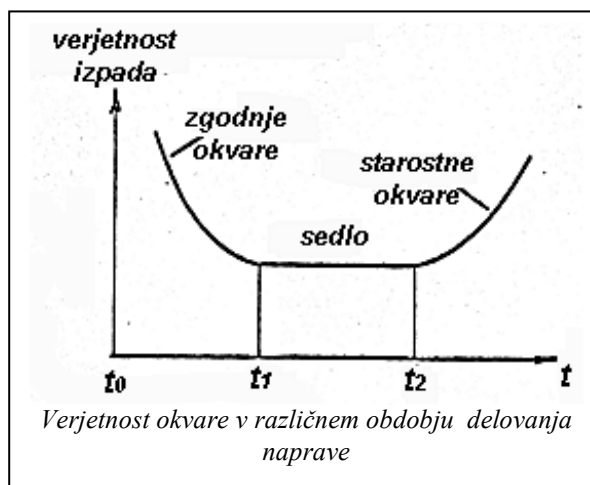
$$A_v=1-\prod(1-a_i)=1-(1- a_1)^* (1- a_2)^* (1- a_n)$$



Za normalne obratovalne izpade je potrebno zagotovljati rezervne dele in servisno mrežo. Vendar naknadno popraviljanje vedno ni možno.

Pri elektronskih vezjih, ki so zalita z zalivno maso (npr. razni senzorji, elektronski sklopi za električno ročno orodje, avtomobilska elektronika) elektronskega vezja ni mogoče več popravljati zato morajo medfazne kontrole v največji meri izključiti možnost kasnejšega izpada.

Strošek za povečanje zanesljivosti delovanja je najmanjši v začetni fazi (vhodna kontrola, kontrola na vezju). V primeru okvare pri končni kontroli je strošek že bistveno večji, saj je potrebno več časa za iskanje napake, vračanje naprave nazaj na montažo in ponovna končna kontrola. Najdražji je poseg zaradi izpada pri kupcu, saj je lahko le ta zelo oddaljen in posledično lahko nastane še posredna škoda zaradi zastoja naprave. Pogosti izpadi lahko pomenijo izgubo trga. Zato se zgodnje okvare rešujejo v že v tovarni oz. v garanciji.



1.1.2 Nazivne in tolerančne vrednosti elektronskih komponent

Nazivne vrednosti za glavne parametre komponent so razdeljene glede na zahtevnost vgradnje na več skupin-lestvice. Skupini, ki ima bolj podrobno delitev običajno pripada tudi ožje tolerančno področje. Za diskretne komponente, v standardnih ohišjih definira standard DIN IEC 63 značilne prednostne lestvice E6 ($\pm 20\%$), E12 ($\pm 10\%$) in E24 ($\pm 5\%$), ki jih uporabljamo v manj zahtevnih vezjih (npr. elektronika široke potrošnje). Za zahtevnejše naprave (npr. merilni instrumenti, medicinski aparati, profesionalne naprave) uporabljamo lestvice z ožjo delitvijo E48 ($\pm 20\%$), E96 ($\pm 20\%$) in E 192 ($\pm 20\%$). Za posebne namene (SMD vezja, debeloplastna vezja) se vrednosti ne nanašajo več na te lestvice, temveč se njihova dejanska vrednost nastavi v vezju, glede na nastavitev delovne točke (npr. lasersko umerjanje – nastavljanje vrednosti upornosti). Sicer pa je postal nabor SMD komponent v novejšem času izredno raznolik kar omogoča izvedbo večine elektronskih vezij v SMD tehnologiji.

Za cevne in miniaturne varovalke predpisuje standard DIN 323 lestvice R5, R10 in R20. Npr. za lestvico R5 je značilna delitev na sledeča števila:

1,00; 1,25; 1,60; 2,00; 2,50; 3,15; 4,00; 5,00; 6,30; 8,00;

Numerične podatkovne tipe uporabljamo za predstavitev celoštevilčnih in decimalnih števil.

1.1.3 Načini označevanja elektronskih komponent

Komponente lahko označujemo s številkami in črkami (govoreča koda), s številkami in črkami (negovoreča koda- npr. za SMD komponente ali pa preko barvne kode.

S številkami in črkami (govoreča koda)

npr.:	p39	⇒	0,39pF	;	M39	⇒	0,39mΩ
	3n9	⇒	3,9nF	;	104	⇒	$10 \cdot 10^4$ pF= 100nF
	μ39	⇒	0.39μF	;	152	⇒	$15 \cdot 10^2$ pF= 150pF
	n3961	⇒	0,3961nF				

S številkami in črkami (negovoreča koda- *marking code*) npr.: Z11; 6B; 3B; 5A, pri čemer je potrebno imeti katalog ali datoteko, iz katere lahko na podlagi šifrirane oznake razberemo parametre za komponento.

(npr: <http://www.marsport.demon.co.uk/smd/select.htm>)

Z **barvno kodo**, kjer prva dva ali prvi trije pasovi označujejo mantiso, naslednji pas (3. oz. 4.) predstavlja vrednost eksponenta, naslednji pas označuje tolerančno skupino (npr: 2%-rdeča, 5%-zlata) in naslednji (kadar je) označuje vrednost temperaturnega koeficienta.

(npr.: http://www.webhome.indirect.com/~jadams/electronics/resistor_codes.htm ;
 Za dušilke: <http://www.pronine.ca/indcode.htm>

Barvne oznake pomenijo: (ppm= 10⁻⁶)

črna	→ ± 250ppm	rumena	→ ± 25ppm
rjava	→ ± 100ppm	zelena	→ ± 20ppm
rdeča	→ ± 50ppm	modra	→ ± 10ppm
oranžna	→ ± 35ppm	vijoličasta	→ ± 5ppm
		siva	→ ± 1ppm

NAČIN BARVNEGA OZNAČEVANJA KOMPONENT

UPORI:

Toleranca:
+/- 5%, +/- 10%
+/- 1%, +/- 2%

BARVA	A	B	C
ČRNA	0	0	0
RJAVA	1	1	1
RDEČA	2	2	2
ORANŽA	3	3	3
RUMENA	4	4	4
ZELENA	5	5	5
MODRA	6	6	6
VIJOL.	7	7	7
SIVA	8	8	8
BELA	9	9	9

F	BARVA
x 1	
x 10	
x 100	
x 1k	
x 10k	
x 100k	
x 1M	
x 0.1	zlata
x 0.01	srebrna

T	BARVA
+/-1%	RJAVA
+/-2%	RDEČA
+/-5%	zlata
+/-10%	srebrna
+/-20%	brez barve

TOLERANCA

NTC:

KONDEZATORJI:

NAPETOST	BARVA
250V	rdeča
400V	rumena
630V	modra

F	BARVA
x 10n	siva
x 0.1µ	bela
x 1µ	črna
x 10µ	rjava

U	BARVA
3V	bela
6.3V	rumena
10V	črna
16V	zelena
20V	modra
25V	siva
35V	vij./rj.

TANTAL ELEKTROLITSKI KONDEZATORJI:

Faktor in indikator polaritete

BARVA	TEMP. KOEF. 10 ⁴ /°C
rd. /vij.	+100
tem. rj.	+33
črna	0
rjava	-33
	-47
rdeča	-75
zelena	-110
oranžna	-150
rumena	-220
tem.siva	-330
modra	-470
vijjol.	-750
or. / or.	-1500

BARVA	A	B
črna	0	0
rjava	1	1
rdeča	2	2
oranžna	3	3
rumena	4	4
zelena	5	5
modra	6	6
vijol.	7	7
siva	8	8
bela	9	9

F	BARVA
x 1p	
x 10p	
x 100p	
x 1n	
x 10n	

FAKTOR

T toleranca	BARVA
>10p	
<10p	
+/-20%	+/-1p
+/-10%	+/-0.5p
+/-5%	+/-0.2p
+/-2%	+/-0.1p
+/-1%	

T toleranca	BARVA
čr.	črna
rj.	bela
rd.	zelena
or.	rdeča
rum.	rjava

1.1.4 Vpliv temperature na lastnosti elektronskih komponent

Na večino elektronskih komponent bolj ali manj vpliva temperatura. Za polprevodniške komponente je še posebno značilna temp. odvisnost tako, da morajo imeti vezja s polprevodniki pogosto tudi temperaturno stabilizacijo.

Temperaturni koeficient - α je lahko POZITIVEN ali NEGATIVEN, odvisno od komponente. Običajno ga označujemo na dva načina in sicer :

$$\alpha = 2,5 \cdot 10^{-6} / ^\circ\text{C} \text{ ali pa}$$

$$\alpha = 2,5\text{ppm (partes per milion),}$$

kar pomeni enako vrednost spremembe vrednosti parametra na $^\circ\text{C}$.

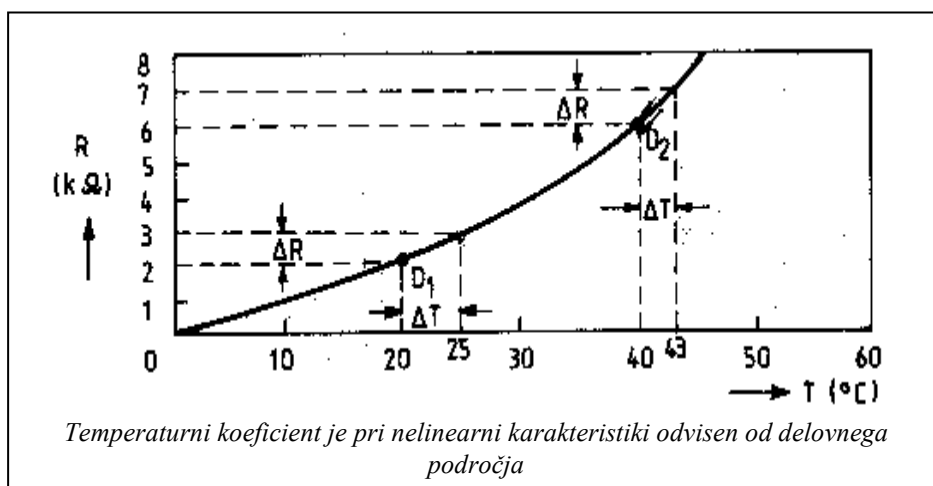
Elektronske komponente so različno temperaturno občutljive vendar pogosto smatramo, da imajo v določenem oz. manjšem temperaturnem razponu relativno linearno odvisnost. V tem primeru lahko na podlagi temp. koeficienta in izhodiščne vrednosti izračunamo spremembo nazivnih parametrov (upornost, kapacitivnost, napetost kolena PN spoja,...) glede na spremembo temperature.

V splošnem lahko za »linearni« del karakteristike, na podlagi podane vrednosti pri začetni temperaturi (npr: 20°C), vrednosti temperaturnega koeficienta in razlike temperature, izračunamo spremenjeno vrednost parametra komponente (npr: upornosti upora) po sledečem obrazcu:

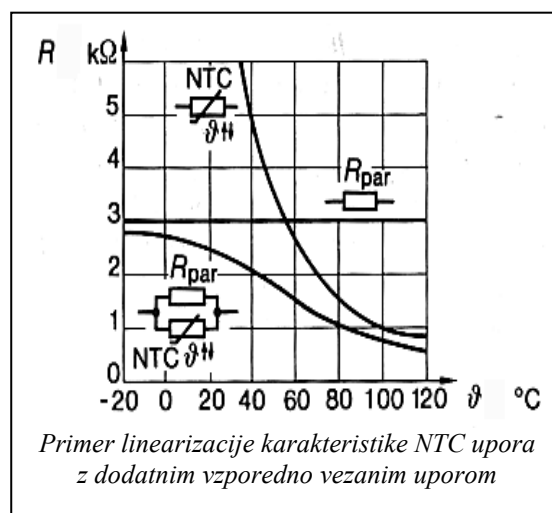
$$R_{(T)} = R_{(20)} \cdot [1 + \alpha_R (T - T_{(20)})]$$

pri čemer je α_R definiran kot:

$$\alpha_R = \frac{\frac{\Delta R}{R}}{\Delta T}$$



V nekaterih primerih zaradi močne nelinearnosti karakteristike, širokega temperaturnega razpona ali povišanih zahtev (npr: merjenje temperature s pomočjo NTC upora) ne moremo poenostavljati in računati po gornji enačbi. V takšnih slučajih je potrebno z različnimi vezavami aproksimirati (linearizirati) nelinearno odvisnost, da je v želenem območju spremembe temperature, pogrešek v okviru dovoljenega. V novjšem času je pri proizvajalcih takšnih komponent (npr. SIEMENS) na razpolago že izdelana programska podpora, s katero lahko na podlagi izbranega tipa in želenih zahtev, izračunamo vrednosti ostalih komponent v vezju.



Podobni programi obstajajo za meritev temperature s pomočjo termistorjev, za izračun oz. načrtovanje PLL vezij, za načrtovanje stikalnih (SWITCH-MODE) napajalnikov, ipd.)

2 PASIVNE ELEKTRONSKE KOMPONENTE

2.1 OHMSKI UPORI

Ohmski upori predstavljajo v elektronskih vezjih osnovne komponente za nastavitev delovnih pogojev vezja (režim delovanja, delovne točke, enosmerne razmere,...). Na področju širše elektrotehnike ohmski upori omogočajo omejitev toka oziroma ustvarjanje potrebnega padca napetosti. Glede na področje uporabe obstaja več vrst, ki se razlikujejo po moči, temp. stabilnosti, obliki, tehnologiji montaže, stranskih učinkih, toleranci,... Obstajajo izvedbe različnih moči, kar moramo upoštevati tudi pri dimenzioniranju v vezju. Po tehnologiji izdelave jih lahko delimo v sledeče skupine:

Plastni - ogljenoplastni ($\alpha_R = -150\text{ppm} \div 1500\text{ppm}$)

- metalplastni ($\alpha_R = \pm 150\text{ppm} \div \pm 15\text{ppm}$)

Žični – (omogočajo večje tokove in moči, imajo boljše linearnost pri spremenljivih izvedbah, stranski učinek predstavlja induktivnost).

SMD - značilni so po miniaturnosti, nizka induktivnosti in cenenosti

Nastavljivi upori (potenciometri, trimerji) se lahko razlikujejo se po različnem poteku spreminjanja upornosti (linearna, eksponencialna, logaritmična,..). V novejšem času se zaradi digitalne obdelave signalov vedno redkeje uporabljamo. Nadomeščajo jih inkrementalni enkoderji ki so po zunanem izgledu podobni potenciometrom.

Vendar pa se upori za enkratno nastavitev (trimerji), še vedno pogosto uporabljajo. So različnih oblik (pokončna, ležeča, precizna-*multiturn*) in tudi v SMD izvedbah.

Glede na vrsto podlage na kateri je nanešena uporovna snov se spremenljivi upori (potenciometri, trimerji) razlikujejo po temperaturnem koeficientu in sicer:

pri podlagi iz keramike je: ($\alpha_R = -1 \cdot 10^{-3} / ^\circ\text{K} \div + 1 \cdot 10^{-3} / ^\circ\text{K}$)

pri podlagi iz papirnega laminata je: ($\alpha_R = -2 \cdot 10^{-3} / ^\circ\text{K} \div + 1 \cdot 10^{-3} / ^\circ\text{K}$)

2.1.1 Posebni ohmski upori

Med ohmske upore spadajo tudi posebni upori za katere je značilna odvisnost upornosti glede na spremembo različnih fizikalnih veličin, ki neposredno ali posredno delujejo na upor (npr.: temperatura, svetloba, magnetno polje, napetost). Taki upori se uporabljajo večinoma kot senzorji za merilne ali regulacijske namene.

Za NTK upore (termistorji) je značilen izrazit negativen temperaturni koeficient. Zaradi relativno velike nelinearnosti karakteristike, je pri vezjih za »meritev« temperature (do 300°C) potrebna linearizacija karakteristike s pomočjo kombinacije uporov. Temperaturni koeficient je v sledečem razponu: $\alpha_R = -2,5 \% / ^\circ\text{K} \div -5,5 \% / \text{K}$. Za linearizacijo je potek karakteristike mogoče aproksimirati z enačbo.

Pri uporabi NTK upora mora na spremembo upornosti odločilno vplivati temperatura okolice. Zato je potrebno **preprečiti lastno segrevanje** zaradi toka skozenj. Upoštevati je potrebno sledeča kriterija:

$$U_{\max} = \sqrt{G_{th} \cdot R_{hl} \cdot \Delta T}$$

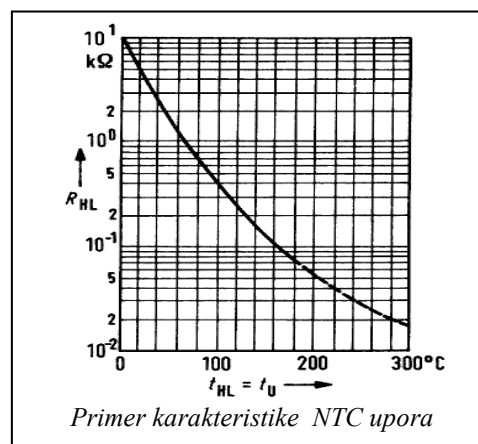
$$I_{\max} = \sqrt{\frac{G_{th} + \Delta T}{R_{hl}}}$$

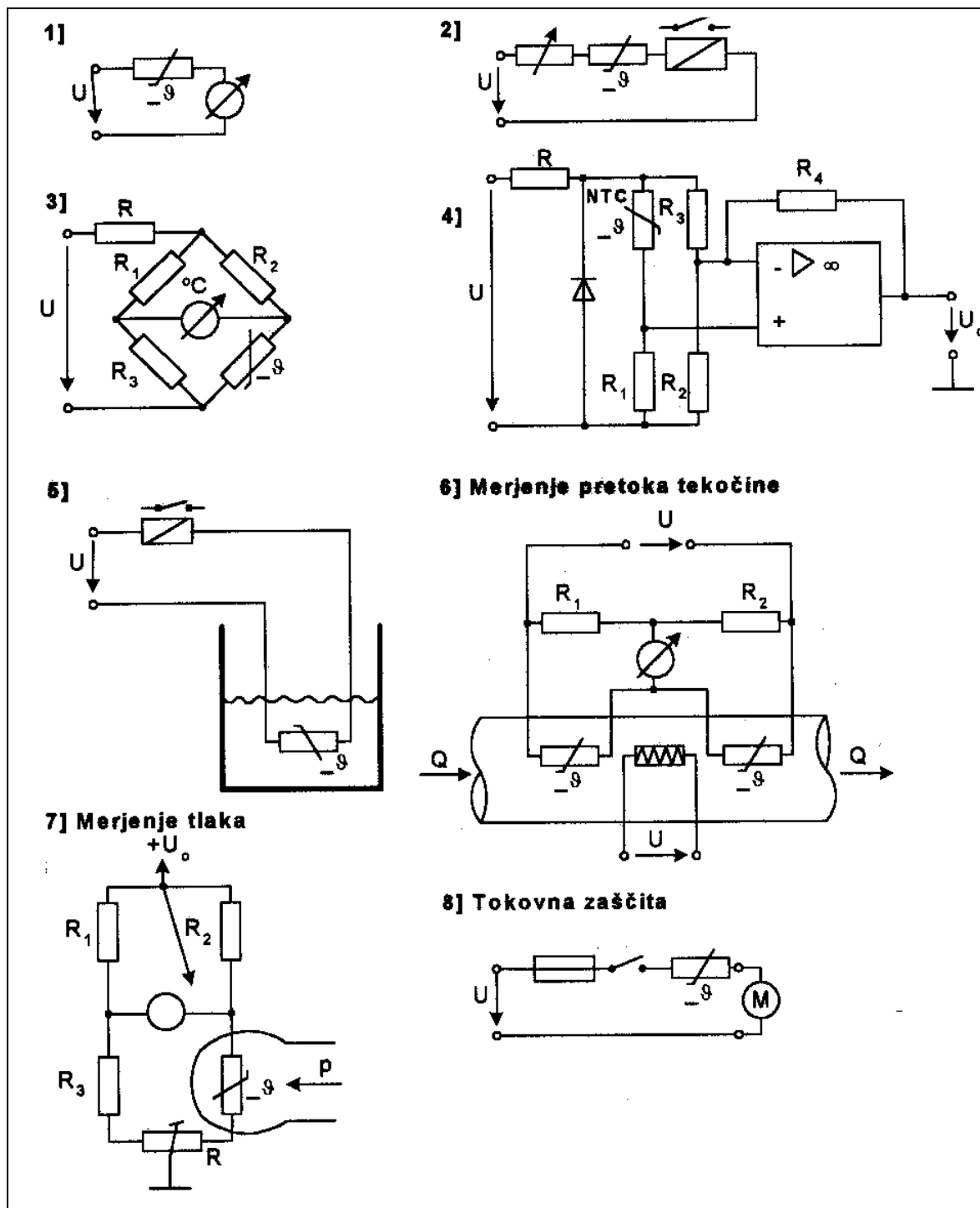
Pri čemer pomeni:

G_{th} toplotna prevodnost (mW/K)

R_{hl} podana upornost NTK upora

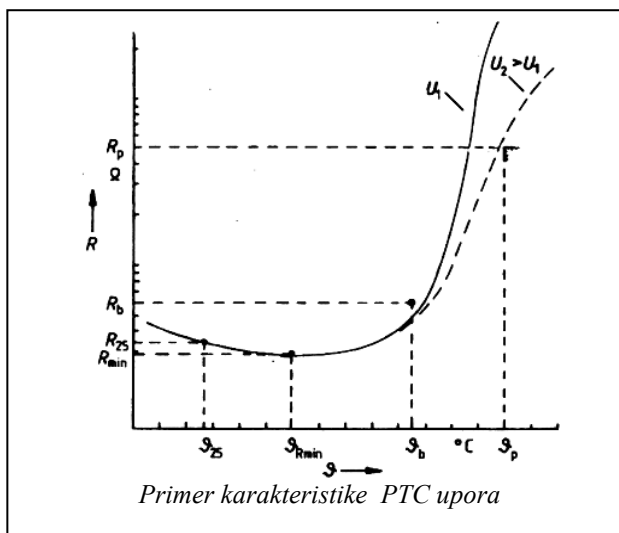
ΔT temp. razlika med uporom in okolico



Poenostavljena vezja kot primeri uporabe NTC uporov v praksi

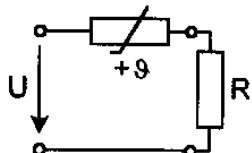
Za **PTK** upore je značilen močan temperaturni koeficient, ki pa ni v celotnem temp. območju pozitiven. Za nižje temperature je koeficient negativen, pri t.i. Curijevi temperaturi pa preide v pozitivnega. Nad Curijevo temperaturo, je temperaturni koeficient izrazito pozitiven in prav v tem področju je PTK najbolj uporabljiv. PTK upore lahko uporabimo za segrevanje medija in samoregulacijo temperature, za demagnetizacijo slikovnih cevi, za omejitev zagonskega toka pri enofaznih elektromotorjih. V novejšem času obstajajo tudi PTK upori z bolj linearno karakteristiko, ki se uporabljajo tudi kot senzorji za meritev temperature.

PTK upori za razliko od NTK uporov omogočajo dosti večje obremenitve, saj lahko skozi njih steče trenutni tok več deset amperov kar povzroči, da se v trenutku segreje, posledično se drastično poveča upornost in v končni fazi omeji tok. PTK upor omeji tok na tolikšno vrednost, da se ustvari ravnovesje, ko je dovedena energija enaka odvedeni. Takrat se PTK vzdržuje na sorazmerni temperaturi (podobno kot je omejen tok skozi žarnico z Wolframovo nitko). Označena vrednost upornosti se nanaša običajno na 25°C.

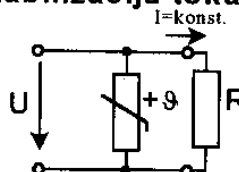


Poenostavljena vezja kot primeri uporabe PTC uporov v praksi

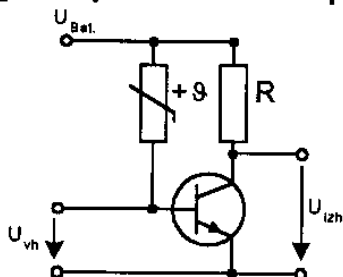
1) tokovna zaščita



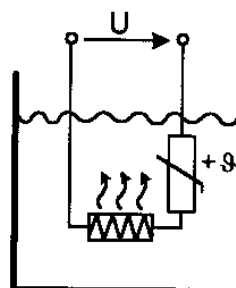
2) Stabilizacija toka



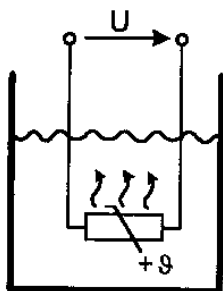
3) Temperaturna kompenzacija



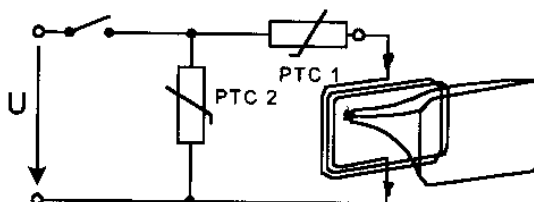
4) Kontrolni element



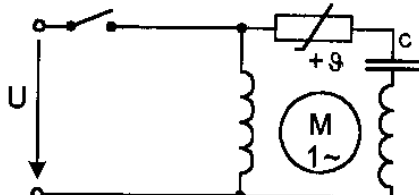
5) Kombinacija grela in kontrole



6) Demagnetizacija ekrana

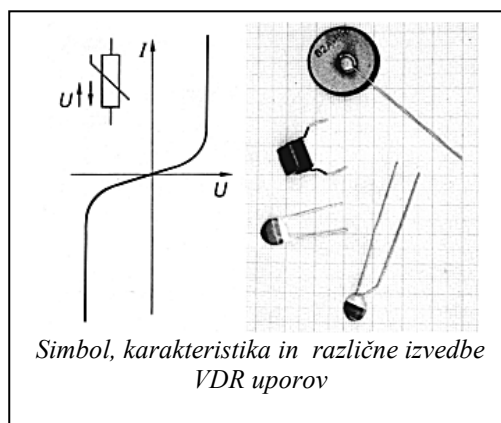


7) Omejitev zagonskega toka pri elektromotorjih

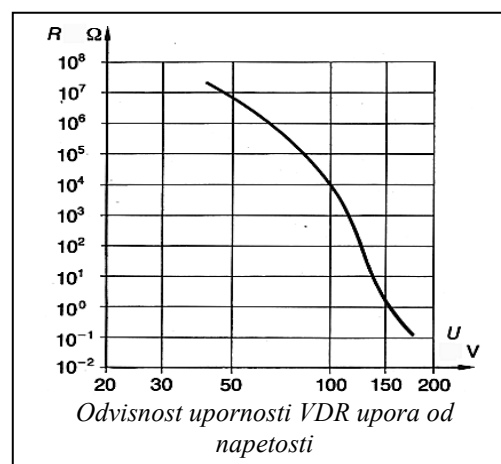


Za **VDR upore** (varistorje) je značilna napetostna odvisnost upornosti. Karakteristika je simetrična z izrazitim »kolenom«, kjer se upornost drastično zmanjšuje. Tehnološko so narejeni iz zrnč silicijevega karbida, ki so sintrani z veznim materialom ali pa sintrani iz cinkovega oksida z dodatki (metaloksidni varistorji). VDR upori so po obliki podobni ploščatim keramičnim kondenzatorjem, so pa tudi paličaste izvedbe, v obliki tabletk ali pa v ohišjih za posebne namene (npr: za razmagnetenje slikovne cevi, za startni rele enofaznega asinhronskega elektromotorja,...). Odlikuje jih velika trenutna tokovna absorpcija in hiter odzivni čas.

V ekstremnih primerih se lahko upornost VDR uporov zmanjša iz več kot $1\text{M}\Omega$ na manj kot 1Ω pri povišani napetosti. To omogoča proces pri katerem se zaradi napetosti spreminjajo kontaktne upornosti med sintranimi kristali kovinskih oksidov. Napetosti kolena so v širokem razponu od nekaj 10V do nekaj 1000V. Največkrat se uporabljajo za omejevalnike napetostnih konic (zaščita pred atmosferskimi razelektritvami, za omejevanje induciranih napetosti induktivnih bremen, za zmanjšanje iskrenja pri kolektorskih elektromotorjih,..).



Simbol, karakteristika in različne izvedbe VDR uporov



Odvisnost upornosti VDR upora od napetosti

Izbira in dimenzioniranje VDR uporov v praksi

Iskanje varistorjev, ki so primerni za predvideno obratovalno napetost. Pri omejevanju napetosti izberemo varistor, ki ima najvišjo obratovalno napetost enako predvidenemu nivoju napetosti, pri katerem naj nastopi omejevanje.



Primer izračuna in izbire primerne varistorja je predstavljen v Elektrotehniškem priročniku Friedrich na strani 4-12.

Za odpravljanje (zniževanje) napetostnih konic v **izmeničnih tokokrogih** se v praksi uporabljajo tudi plinski napetostni odvodniki, vzporedno vezani z varistorji, zaporedne RC kombinacije in polprevodniške omejitelne diode (*supressor diode*).

V **enosmernih tokokrogih** omejujejo inducirane napetosti antiparalelno k bremenu vezane diode oz. zener diode. V zahtevnejših vezjih (npr. pri stikalnih napajalnikih) se uporabljajo različne kombinacije vezave kondenzatorja, upora in diode (*CRD-snubber circuit*).

2.2 ELEKTRIČNI KONDENZATORJI

2.2.1 Splošne značilnosti kondenzatorjev

Značilni parametri

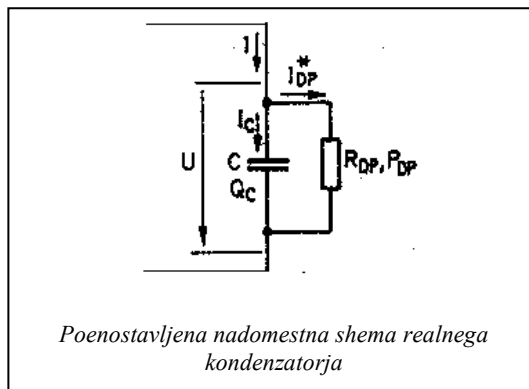
Kapacitivnost- C [F-*Farad*],

Delovna napetost- U_N

Temperaturno območje

Temperaturni koeficient- α_c

Izgubni faktor- $\text{tg}\delta$



$$\text{tg}\delta = \frac{I_{Rp}}{I_c} = \frac{1}{R_p \cdot \omega \cdot C}$$

Fazne razmere

Toleranca

ESR faktor (Ekvivalent Series Resistance)

$$ESR = \frac{\text{tg}\delta}{\omega \cdot C} \quad Q_c = I^2 * X_C$$

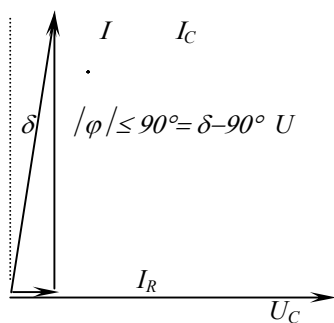
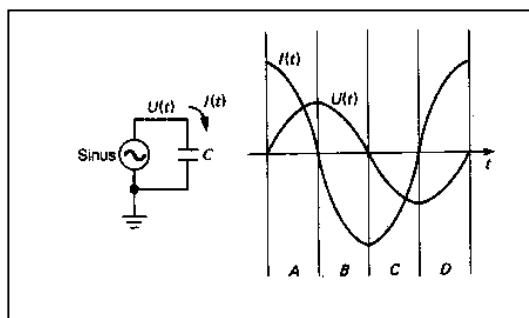
Prečni tok (*Leakage current*):

$$I_p \leq 0.02 C \cdot U [\mu A] < 3mA$$

U ...napetost na kondenzatorju

Preizkusna napetost - U_p

Kazalčni diagram:



Kapacitivna upornost - X_C :

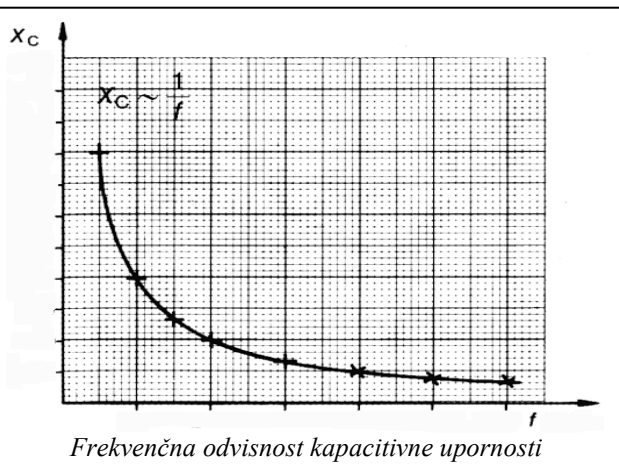
$$X_c = \frac{1}{\omega \cdot C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C}$$

Trenutna vrednost toka i_c je:

$$i_c = C \cdot \frac{dU}{dt}$$

POMNI

- Fazni kot je **NEGATIVEN** ($\varphi \leq -90^\circ$),
- ker **TOK** prehiteva napetost
- Ohmov zakon za trenutne in maks. vrednosti **NE** velja.!
- Ohmov zakon velja le za efektivne vrednosti!

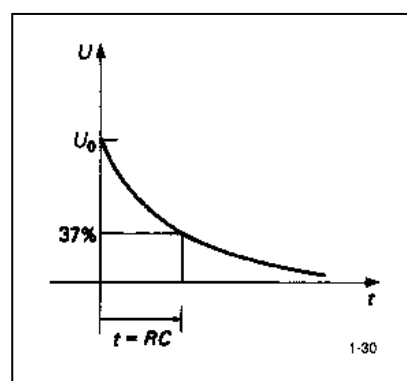
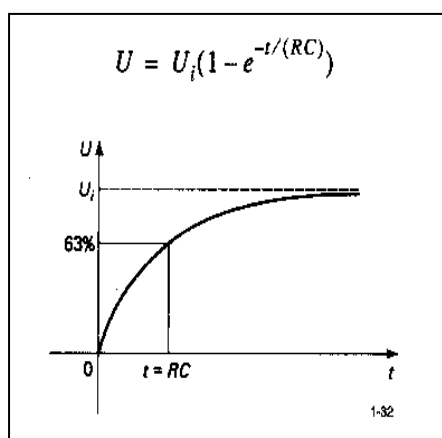


Odziv kondenzatorja pri priključitvi na enosmerno napetost (prehodni pojav)

POMNI: Kondenzator predstavlja v prvem trenutku za izvor »kratek stik«

<http://micro.magnet.fsu.edu/electromag/java/capacitor/index.html>

Časovna konstanta pri RC oz. CR vezju: $\tau = R \cdot C$ [s]

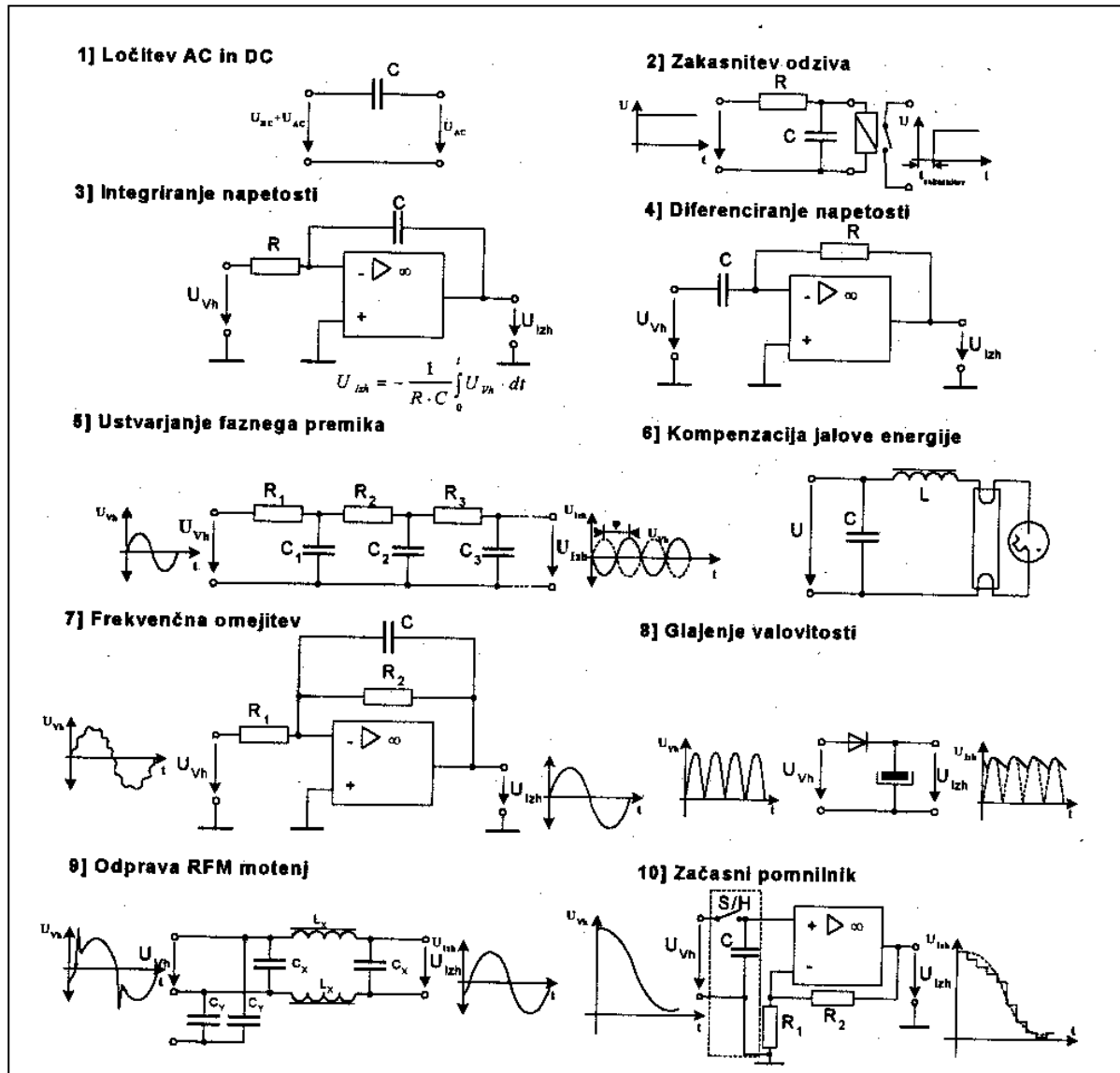


2.2.2 Vrste kondenzatorjev in pomembnejše značilnosti

VRSTA	OZNAKA	ZNAČILNOSTI	tgδ
Keramični	Tip1(NP0,N220.N750)	$C=0,5 \div 390\text{pF}$ (lin. temp. koef.)	$1 \cdot 10^{-3}$
	Tip2(X7R)	$190\text{pF} \div 15\text{nF}$ (nel. α_c)	$35 \cdot 10^{-3}$
	Z zaporno plastjo	$470\text{pF} \div 1\mu\text{F}$ (nel. α_c)	$10 \cdot 10^{-3}$
Papirni	P	$100\text{pF} \div 1\mu\text{F}$	$35 \cdot 10^{-3}$
Metalizirani papirni	MP, HO	$0,1\mu\text{F} \div 100\mu\text{F}$	$6 \cdot 10^{-3}$
Poliesterski	KT, MKT	$47\text{pF} \div 100\mu\text{F}$	$6 \cdot 10^{-3}$
Polikarbonatni	KC, MKC	$100\text{pF} \div 10\mu\text{F}$ (mali temp. koeficient)	$3 \cdot 10^{-3}$
Stirofleksni	KS, MKS	$2\text{pF} \div 10\mu\text{F}$ (zelo majhne izgube)	$0,1 \cdot 10^{-3}$
Polipropilenski	KP, MKP	$300\text{pF} \div 30\mu\text{F}$	$0,3 \div 1 \cdot 10^{-3}$
Elektrolitski Al		$0,1\mu\text{F} \div 50000\mu\text{F}$ polarizirani in nepolarizirani	$0,1 \div 2$
Elektrolitski tantal		$0,1\mu\text{F} \div 2500\mu\text{F}$ nepolarizirani	$0,02 \div 0,1$
Double layer Gold cap		$0,1\mu\text{F} \div 100\mu\text{F}$ (memory backup) za nizke napetosti 1,5 – 5,5V	Ni podatka
Sljudni		$10\text{pF} \div 1\mu\text{F}$ (za visoke napetosti)	$2,5 \cdot 10^{-3}$
Nastavljivi		$2\text{pF} \div 1000\text{pF}$	

Izgubni faktor tgδ je podatek, ki je frekvenčno odvisen. Zato je bistvenega pomena, da je izmerjen pri standardizirani (dogovorjeni) frekvenci, da je primerljiv. Največkrat je izgubni faktor podan za frekvenco 1000Hz ali pa 400Hz. Nekateri merilni instrumenti imajo možnost izbire frekvence pri meritvi.

2.2.3 Značilnejše funkcije, ki jih omogoča uporaba kondenzatorjev v praksi



2.3 TULJAVE, DUŠILKE, TRANSFORMATORJI IN OSTALE INDUKTIVNE KOMPONENTE

2.3.1 Splošne značilnosti induktivnih komponent

Induktivnost- L [H- Henry]

Induktivna upornost- X_L [Ω]

$$X_L = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L = \omega \cdot L$$

Kvaliteta tuljave – Q

$$Q = \frac{X_L}{R_L} = \frac{Q_L}{P_{CU}}; \quad Q = \frac{X_L}{R_{nad.}} = \frac{Q_L}{P_{CU} + P_{FE}}$$

$$Q_L = I^2 \cdot X_L \dots \text{jalova moč na tuljavi}$$

Medsebojna induktivnost- M

Sklopni faktor- k

Prestavno razmerje $n = N_2 / N_1$

Izgubna upornost $R_{CU} \dots$ brez Fe jedra!

$R_{CU} \dots$ za tuljavo brez Fe jedra

$R_{nad.} \dots$ za tuljavo z Fe jedrom

Izgubna moč (delovna):

$$P_{CU} = I^2 \cdot R_{CU} \dots \text{za tuljavo brez Fe jedra}$$

za tuljavo s Fe jedrom:

$$P_{CU} + P_{FE} = I^2 \cdot R_{nad.} \dots P_{FE} = P_V + P_H$$

$R_{nad.} \dots$ ekvivalentna izgubna upornost

$P_V \dots$ izgube zaradi vrtilnih tokov

$P_H \dots$ izgube zaradi histerezne zanke

$$P_{izg} = U \cdot I \cdot \cos \varphi$$

Fazne razmere

Velikost inducirane napetosti u_i v tuljavi je odvisna od hitrosti spreminjanja toka skozi tuljavo in od velikosti induktivnosti. Glede na sinusno obliko se tok najhitreje spreminja pri prehodu skozi ničelni nivo »zero crossing« zato je takrat u_i najvišja. Obratno velja, da na vrhu sinusoide, ko se tok ne spreminja ni inducirane napetosti. To je vzrok za fazni premik med napetostjo u_L in tokom i_L .

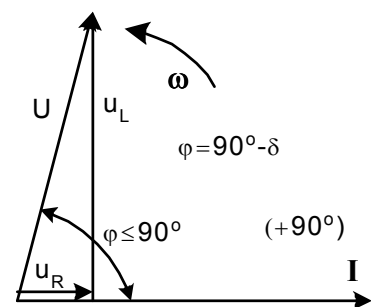
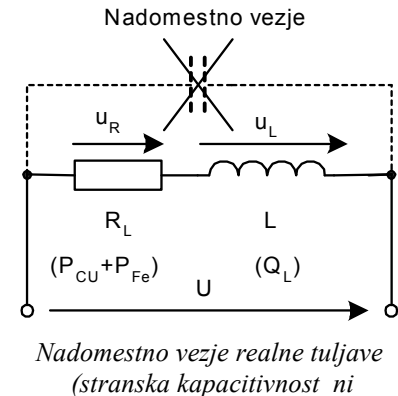
$$\text{Jalova moč: } Q_L = I^2 \cdot X_L$$

$$\text{Inducirana napetost je: } u_i = -L \frac{d_i}{d_t}$$

Časovna konstanta pri RL oz. LR vezju (prehodni pojav):

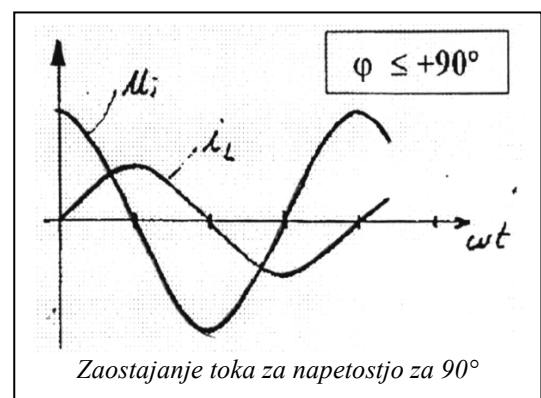
$$\tau = \frac{L}{R_{nad.}}$$

http://hebergement.ac-poitiers.fr/l-cc-angouleme/coulomb-exos-phy/applets/ondul_2/ondul_2.htm



Kazalčni diagram realne tuljave

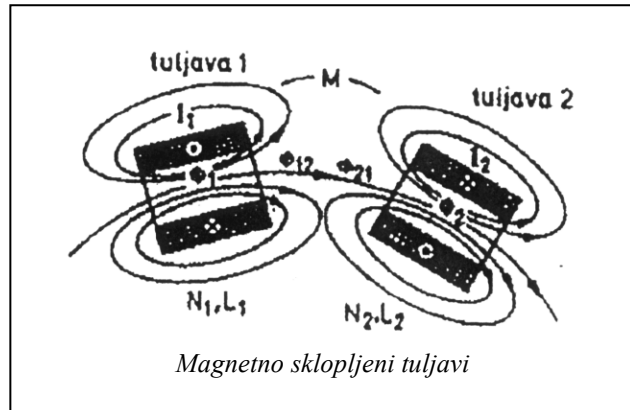
Pri realni tuljavi je zaradi ohmske upornosti fazni kot v resnici manjši od 90° (glej kazalčni diagram)



Zaostajanje toka za napetostjo za 90°

2.3.2 Magnetno sklopljene tuljave

V praksi se za doseganje različnih učinkov koristijo tuljave, ki so med seboj magnetno spojene. V bistvu sta dve tuljavi na neki razdalji vedno bolj ali manj magnetno spojeni, kar je odvisno od medsebojne lege, vmesnega medija (železno ali feritno jedro, zrak,..) in seveda od medsebojne razdalje. tudi zelo oddaljeni tuljavi sta magnetno sklenjeni (npr. antenska tuljava oddajnika in antenska tuljava v radijskem sprejemniku).



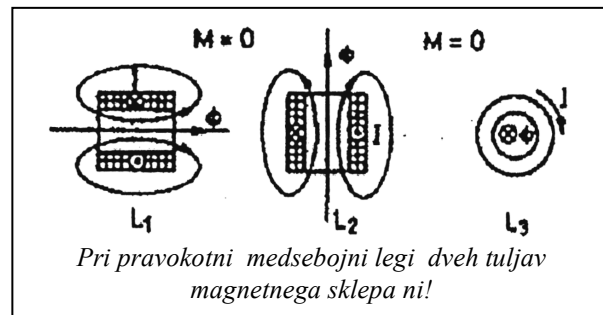
Tudi tuljavi skozi kateri teče isti tok (v enaki ali nasprotni smeri) sta magnetno sklopljeni. V električnih vezjih koristimo medsebojno sklopljene tuljave pri transformatorjih, varilnih aparatih (sekundarni tok se nastavlja posredno s spreminjanjem magnetnega sklopa) ali pa v elektroniki pri medfrekvenčnih stopnjah za doseganje željene frekvenčne karakteristike.

Značilni parametri

sklopni faktor- k ($0 < k < 1$)

medsebojna induktivnost – M

$$M = k \cdot \sqrt{L_1 \cdot L_2}$$



Kombinacije različnih magnetnih povezav

Pri istosmiselni vezavi (a, b) velja:

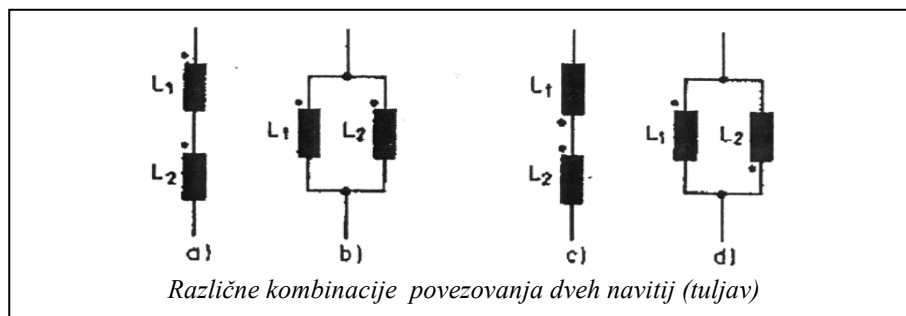
$$\text{a) } L_{12} = L_1 + L_2 + 2M$$

$$\text{b) } L_{12} = \frac{L_1 \cdot L_2 - M^2}{L_1 + L_2 - 2M}$$

Pri protismiselni vezavi (c,d) velja:

$$\text{c) } L_{12} = L_1 + L_2 - 2M$$

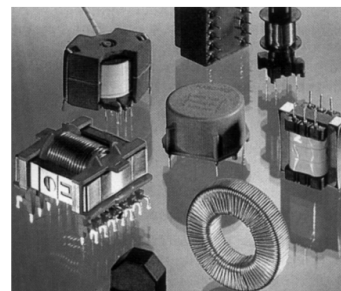
$$\text{d) } L_{12} = \frac{L_1 \cdot L_2 - M^2}{L_1 + L_2 + 2M}$$



V praksi se te vezave pojavljajo pri navitjih transformatorjev s čimer lahko spreminjamo skupno inducirano napetost na sekundarni strani (npr. pri varilnih transformatorjih). V nekaterih primerih povzročata magnetni fluks dve polovični tuljavi, ki morata biti vezani istosmiselno (npr. navitje statorja pri kolektorskih elektromotorjih).

2.3.3 Dušilke

Dušilke so posebne vrste tuljav, ki imajo poleg induktivnosti izražene še nekatere specifične lastnosti kot so induciranje visokonapetostnih konic (npr. vžiganje neonskih ali ksenonskih svetilk), preoblikovanje električnega toka (trikotna oblika toka pri vzbujanju s pravokotnimi impulzi), filtriranje visokofrekvenčnih komponent v signalu in podobno. Dušilke imajo pogostokrat zračno režo za doseganje boljše linearnosti B/H karakteristike, z jedrom iz lamelirane pločevine ali feritnim jedrom v različnih oblikah (lončki, obročki, palice,...).



Feritni material sestavlja feromagnetni prašek, ki je zlepljen (sintran) z izolacijskim vezivom. Feritni materiali se razlikujejo glede na frekvenčno področje uporabe (izgube s frekvenco naraščajo), zato je potrebno izbrati optimalni ferit za pričakovano frekvenčno področje uporabe. Pri visokih frekvencah se lahko pojavijo tudi izgube v nosilnem telesu (tuljavnik), zato mora biti tudi to iz primerne materiala.

Induktivnost kot geometrična osnovna lastnost, se pojavlja pri tuljavi, transformatorju, valovodu in že v ravnem vodniku skozi katerega teče tok. Pogostokrat so dušilke izvedene tako, da je okoli vodnika nameščeno feritno jedro ali pa je speljan skozi feritni obroč (npr. v stikalnih napajalnikih).

Dušilke so ene redkih komponent v elektrotehnik, ki niso standardizirane in tipizirane kot velja npr. za kondenzatorje. Zahtevano vrednost ter ostale potrebne lastnosti moramo zato dimenzionirati pri načrtovanju elektriškega vezja, šele ko je skonstruirana dušilka v vezju tudi preizkušena, lahko preidemo na serijsko izdelavo. Za dimenzioniranje in izračun dušilk najdemo potrebne podatke, karakteristike in napotke v tehnični literaturi (podpori) proizvajalcev feritnih in drugih feromagnetnih materialov.

Najpogosteje se poslužujemo poenostavljenih enačb in prirejenih diagramov, saj nas natančen izračun kaj hitro privede do diferencialne enačbe 2. reda že v primeru solenoida. Pogostokrat uporabimo za konstrukcijo dušilke tipizirano jedro, za katerega je že definirana geometrija navitja in poznana permeabilnost jedra, kar lahko združimo v neko konstanto. V tem primeru je induktivnost odvisna od te konstante in števila ovojev po preprosti enačbi:

Ta konstanta se v praksi imenuje A_L in podaja induktivnost v nH .

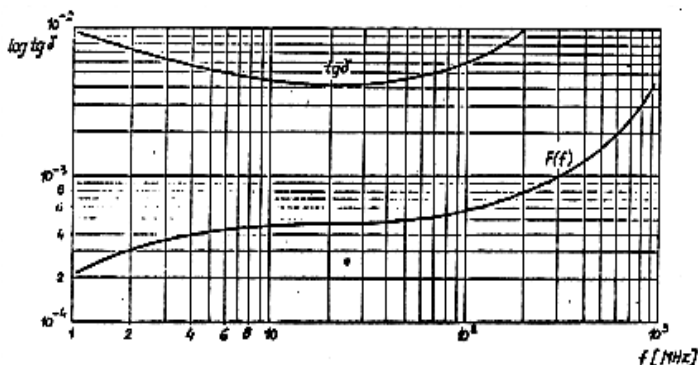
Proizvajalci podajajo za vsako obliko in feritni material ustrezno število A_L , ki je tudi natisnjeno na samem jedru.

$$L = A_L \cdot N^2 \dots [nH]$$

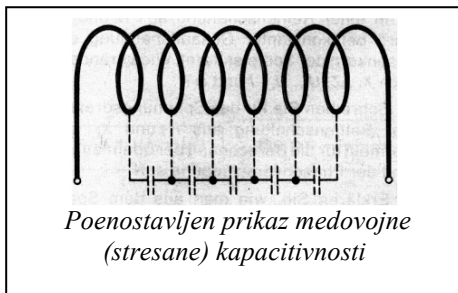
V realnih razmerah se pojavljajo poleg induktivnosti še parazitne lastnosti kot so, upornost vodnika in vzporedne upornosti (izgube izolacijske upornosti, izgube jedra in med ovojna kapacitivnost).

Pri nizkih frekvencah izgube povzročajo predvsem R_s , pri visokih frekvencah pa vzporedne upornosti. R_p predstavlja nadomestno upornost vseh vzporednih ohmskih upornosti v nadomestni shemi.

Na sliki je ponazorjen frekvenčni potek izgubnega faktorja $\text{tg}\delta(f)$ in frekvenčni potek celotnih izgub v dušilki $F(f)$. Izgube je možno zmanjšati z uporabo debelejšje žice ali pa z uporabo VF pletenice (0,1 – 10MHz). Manjšo medovojno kapacitivnost lahko dosežemo s križnim navijanjem žice na tuljavnik



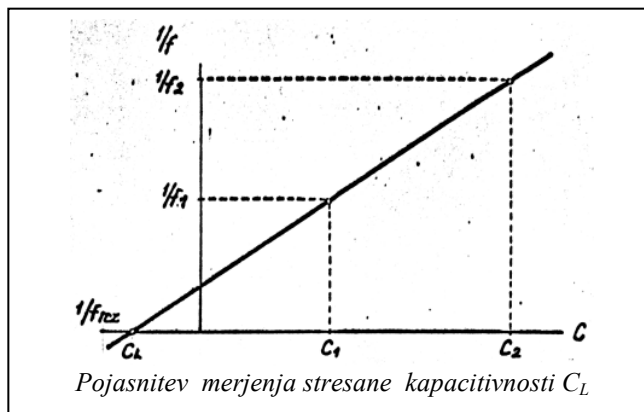
Frekvenčna odvisnost izgub v dušilki



Z magnetnim oklopom dušilke se zmanjša vpliv zunanjih magnetnih in električnih polj vendar se povečajo vrtilne izgube.

Lastno kapacitivnost dušilke lahko izmerimo po resonančni metodi posredno z dodajanjem dveh kondenzatorjev znanih kapacitivnosti in ekstrapolacijo premice v diagramu (glej sliko).

Splošne ugotovitve so, da so izgube tem manjše, čim manj ovojev uporabimo za dano induktivnost, vrtilne - zvišamo električno upornost jedra (lamelirano jedro z izolacijo med lamelami), histerezne – zmanjšamo magnetno gostoto in uporabo kvalitetnejših feromagnetikov.



2.3.3.1 Vrste dušilk

Glede na specifične značilnosti lahko delimo dušilke na štiri skupine:

dušilke za izmenične tokove,

dušilke z predmagnetanjem (enosmerna in izmenična komponenta toka)

dušilke z zračno režo,

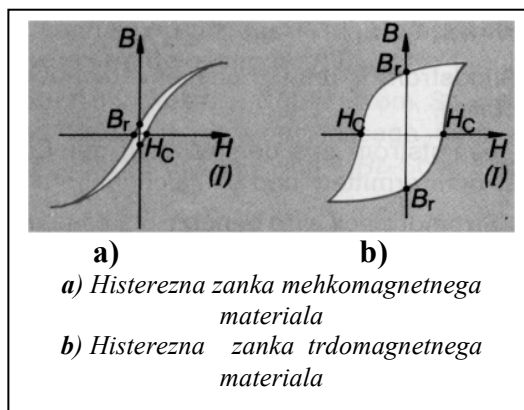
dušilke brez zračne reže.

Glede na vrsto dušilke moramo uporabiti pripadajoče izraze za izračun induktivnosti.

Dušilke brez predmagnetanja

Kadar teče skozi dušilko samo izmenični tok, ni enosmernega predmagnetanja in se magnetna gostota spreminja simetrično po histerezni zanki v obe smeri. Histerezne izgube so sorazmerne površini histerezne zanke. Z velikostjo magnetne gostote oz. toka se spreminja tudi permeabilnost, induktivnost pa lahko izračunamo po izrazu:

$$L = \frac{\Phi}{I} \cdot N$$



Animacije:

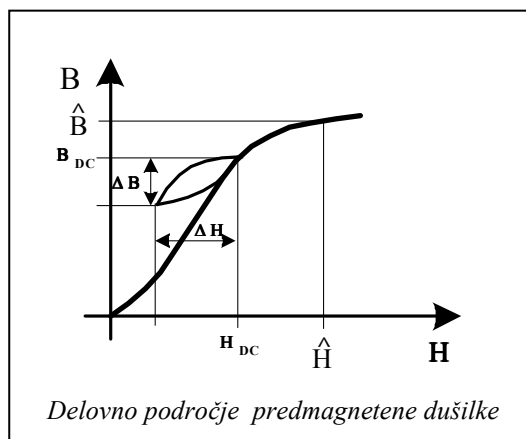
http://www.sciences.univ-nantes.fr/physique/perso/cortial/bibliohtml/praimh_j.html

<http://www.sciences.univ-nantes.fr/physique/perso/cortial/bibliohtml/hyster.html>

Dušilke s predmagnetenjem

Kadar teče poleg izmeničnega toka skozi dušilko tudi enosmerni tok ali jedro predstavlja trajni magnet smatramo, da je predmagnetena. Enosmerni tok v histerezni zanki sorazmerno pomakne delovno točko v področje željene permeabilnosti in magnetne gostote (npr. dušilka v smislu glajenja valovitosti napetosti iz usmerniškega vezja). Za induktivnost velja sledeči izraz:

$$L = \frac{\Delta B}{\Delta I} \cdot A_{fe} \cdot N$$



Dušilke z zračno režo

Kadar želimo, da ima dušilka bolj linearno odvisnost μ_r/B in bolj tokovno neodvisno induktivnost, lahko to dosežemo z zračno režo v jedru. Glede na to, da je permeabilnost zraka dosti manjša od permeabilnosti jedra, se močno poveča upornost za magnetne silnice, kar posledično pomeni manjši magnetni pretok oz. gostoto. Vendar je odvisnost magnetne gostote od toka bolj linearna in zasičenje jedra ne pride tako hitro do izraza, slabost pa je, da morajo biti jedra ustrezno večja, da omogočajo potreben magnetni pretok. Induktivnost se izračuna po sledečem izrazu, pri čemer je z δ označena velikost zračne reže:

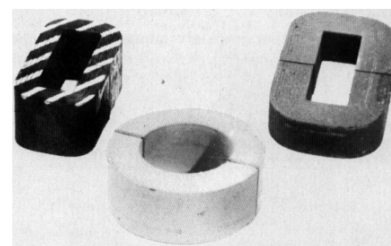
$$L = \mu_0 \cdot \frac{N^2}{\delta}$$

Dušilke brez zračne reže

Doseganje velikih induktivnosti omogočajo le dušilke brez zračne reže.

Zaradi nelinearne karakteristike μ_r / B jedra se z velikostjo toka spreminja tudi induktivnost dušilke.

Relativna permeabilnost μ_r in izgube sta odvisni od temenske vrednosti B . Relativna permeabilnost dinamo pločevine tudi ni v vseh smereh enaka. Najpogosteje je optimalna v smeri valjanja (orientirana), kar je potrebno upoštevati pri izsekavanju lamel. Kot primer je to pri toroidnih ali C-jedrih iz zvite tračne pločevine (npr. za varjake). Jedra iz orientirane pločevine dopuščajo višjo magnetno gostoto, kar posledično pomeni manjše število ovojev za želeno induktivnost.

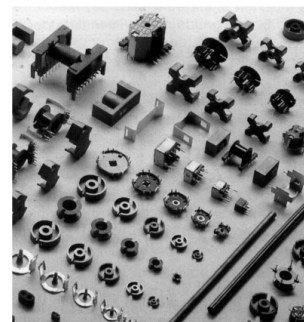


»C« jedra iz orientirane navite pločevine omogočajo višjo gostoto B

$$L = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot N^2 \cdot \frac{A_{fe}}{l}$$

2.3.4 Značilnosti feritnih materialov

Železna jedra so uporabna nekako do frekvence 400Hz, za frekvenčno področje od te višje (do 100MHz) pa so uporabljiva le feritna jedra za katera sta glede na frekvenčno področje značilna pripadajoča permeabilnost značilen in relativni izgubni faktor $tg\delta/\mu_{r0}$ (slika med značilnejšimi diagrami). Feritna jedra so na razpolago v najrazličnejših oblikah (palice, lončki, obročki, specialne oblike, npr. za odklonske tuljave,..). Potrebno je vedeti, da so sestavljiva feritna jedra dobavljiva v parih (stične površine obeh polovic so brušene istočasno) zaradi čim boljšega prileganja stičnih površin (tudi v primeru izvedbe z zračno režo).



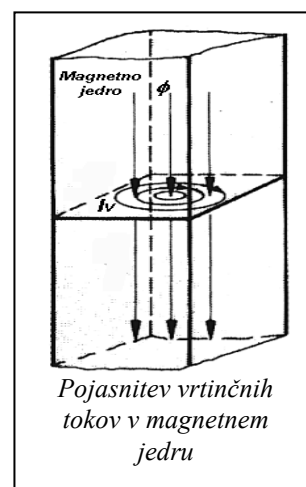
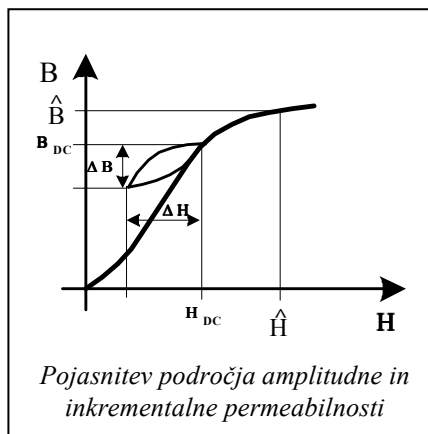
Permeabilnost μ je podatek o »sposobnosti« jedra za prehajanje magnetnih silnic. Ta je kot osnova definirana za zrak (μ_0), za ostale materiale pa se navaja kot relatiwni multiplikator (μ_r) in ga proizvajalci podajajo glede na specifično mehansko obliko ali predvideno delovno področje (histerezna zanka). **Ne smemo pozabiti, da v področju zasičenja permeabilnost močno pade in zaradi tega tudi induktivnost.** Posledično to največkrat pomeni nekontrolirano povečanje toka in s tem vse negativne posledice (npr. kadar navitje transformatorja za 110V priključimo na 230V).

Permeabilnost je lahko podana še drugače kot npr.:

Začetna (μ_i - na začetku magnetilne krivulje)

Efektivna (μ_{ef} - za jedra z zračno režo)

Navidezna (npr. za feritne palčke)



Izgubni faktor $tg\delta$:

$$tg\delta = \frac{R_{nad}}{\omega L}$$

$R_{nad} = R_V + R_H + R_P$ ekvivalentna ohmska (izgubna) upornost

$R_V = v \cdot L \cdot f^2$ vrtilne izgube

$R_H = h \cdot L \cdot f$ histerezne izgube

$R_P = r \cdot L \cdot f$ preostale izgube

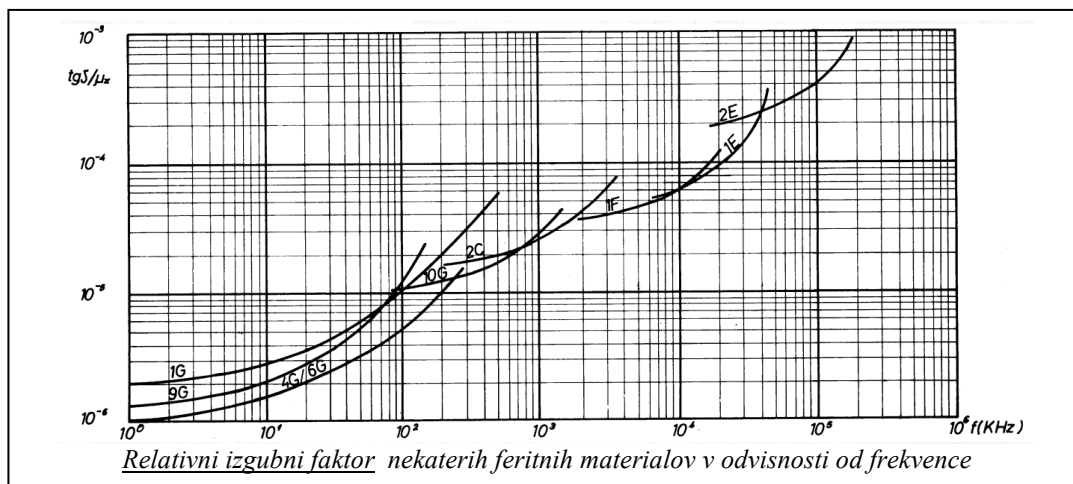
Pogostokrat so izgube podane v obliki relativnega izgubnega faktorja $tg\delta/\mu_i$, ki je primeren za izračunavanje izgub v primeru dodatne zračne reže (μ_{ef}). To pomeni da se sorazmerno s permeabilnostjo zmanjšajo tudi izgube. Relativni izgubni faktor je podan grafično v odvisnosti od frekvence in vrste feritnega materiala (npr. komercialna oznaka 6G).

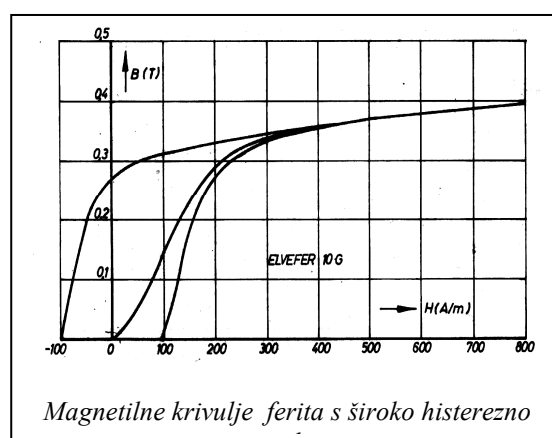
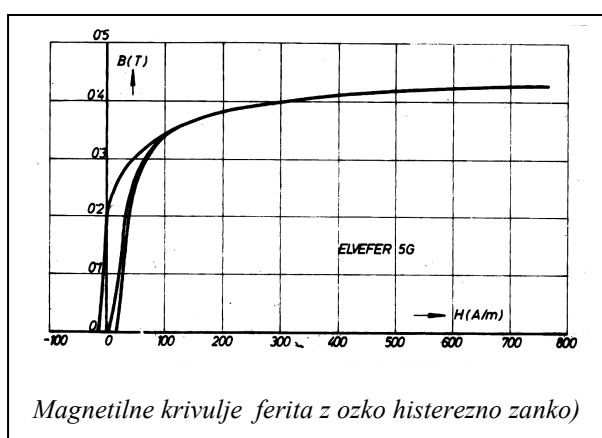
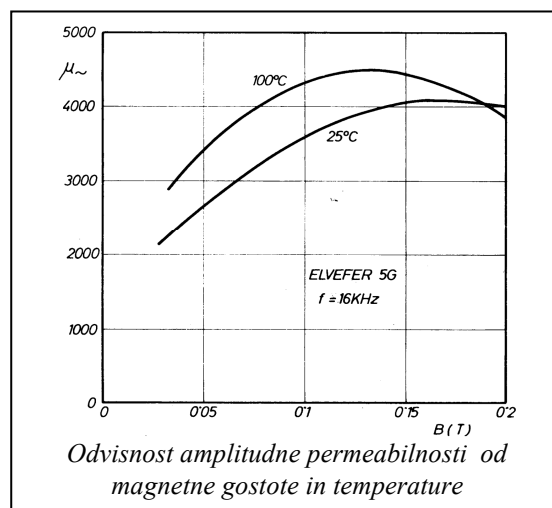
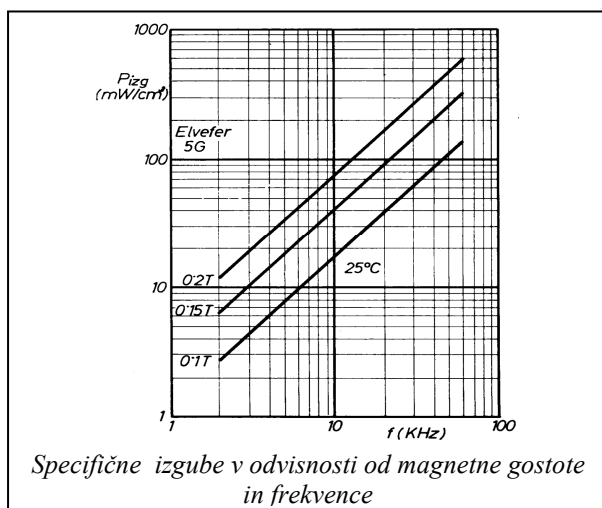
Za izračun dušilk ali transformatorjev se lahko poslužujemo namenskih programov na različnih spletnih strežnikih kot je npr.:

http://www.powerdesigners.com/InfoWeb/calculators/ChokeCalc/dc_choke.shtm

<http://www.pronine.ca/indcode.htm>

Značilnejši diagrami za feritne materiale





Vprašanja za razmislek

- Kje predstavljajo vrtnični tokovi slabost in kje predstavljajo koristen učinek
- Kaj se dogaja, če magnetna gostota začne prehajati v področje zasičenja?
- Zakaj moramo pri višjih frekvencah uporabljati feritna magnetna jedra

3 POLPREVODNIŠKE KOMPONENTE

Polprevodniške komponente lahko delimo glede na fizikalni način delovanja oz. tehnologijo izdelave na bipolarno in unipolarno (MOS- Metal Okside Silicon) skupino.

Osnovni gradnik bipolarnih komponent je P-N spoj, ki v odvisnosti od medsebojnih notranjih struktur (dioda, tranzistor, tiristor , triac,..) definira specifično karakteristiko delovanja komponente.

Osnovni gradnik MOS komponent je MOSFET tranzistor, ki ga sestavljata kanal (D-S) in pripadajoča vrata (G), ki so preko Si oksida izolirana nasproti kanalu. Zunanji napetostni potencial na vratih G tako preko električne napetosti neposredno vpliva na prevodnost kanala. Seveda prisotna kapacitivna lastnost tega spoja (C_{GS}), povzroča težave pri impulznem krmiljenju. Zato so na voljo tudi komponente, ki združujejo dobre lastnosti bipolarne in MOS tehnologije, s ciljem izboljšanja karakteristik (npr. IGBT tranzistor).

3.1 SPLOŠNO O ZNAČILNOSTIH P-N SPOJA

Nosilca P-N spoja sta dve polprevodniški strukturi, od katerih ima ena višek prostih elektronov (N-tip polprevodnika), druga pa višek »vrzeli« (manjkajoči elektroni (P-tip polprevodnika). Pri spojitvi obeh struktur se v ožjem delu spoja, zaradi spontanega prehoda elektronov oz. vrzeli iz ene na drugo stran (rekombinacije), zgradi zaporna plast. Posledično v ožjem delu, nastane v P-tipu negativni naboj (pomanjkanje pozitivnih nosilcev) in v N-tipu pozitivni naboj (pomanjkanje negativnih nosilcev), ki skupaj povzročita napetostni potencialni prag, kateri prepreči nadaljevanje rekombinacij.

Pri temperaturi spoja 25°C znaša potencialni prag za Si- PN spoj približno 0,6V, za Ge je nižja in znaša 0,2V, za GaAs znaša 1.2V (npr. kolenska napetost rdeče LED diode) Napetost kolena in same U-I karakteristike je temperaturno močno odvisna, temperaturni koeficient PN spoja pa znaša **za silicijev PN spoj $-2\text{mV}/^{\circ}\text{C}$** , pri germanijevih PN spojih pa je ta koeficient še večji.

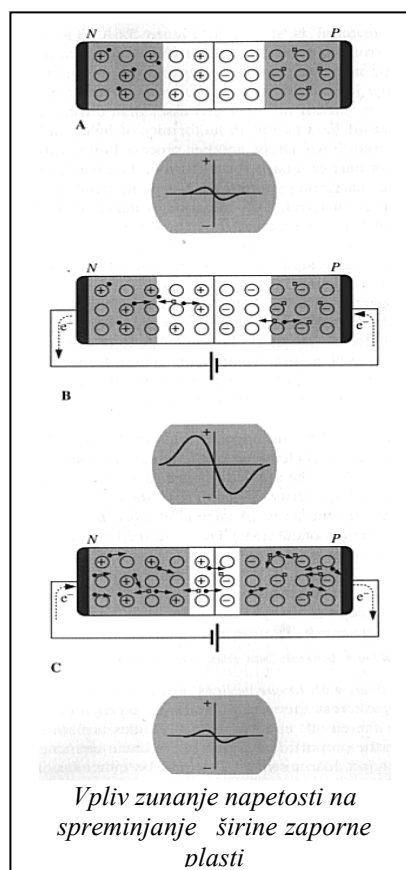
Glede na velikost in polariteto priključene zunanje napetosti na PN spoj, je različena »širina« zaporne plasti.

V primeru večanja zunanje napetosti v prevodni smeri (na sliki pod »C«), do napetosti potencialnega praga tok ne teče, naprej pa se nelinearno (eksponencialno) povečuje. Pri obratni polariteti zunanje napetosti (na sliki pod »B«), se potencialni prag ustrezno zviša, zaporna plast se razširi in ne dopusti prehajanja nosilcev elektrine (toka). Ta značilnost PN spoja predstavlja osnovno funkcijo diode, katera je v eni smeri za električni tok prevodna in v obratni ne.

Karakteristika diode je v prevodni smeri nelinearna, vendar jo lahko za potrebe računalniških simulacij opišemo z enačbo za PN spoj.

Animacija delovanja PN spoja:

<http://www-g.eng.cam.ac.uk/mmg/teaching/linearcircuits/diode.html>



Enačba za PN spoj:

$$I = I_s \cdot (\exp U/U_T - 1)$$

pri čemer je:

I ...tok v prevodni smeri

I_s ...tok zasičenja v zaporni smeri

U ...napetost na diodi

U_T ...napetostni ekvivalent (26mV)
(termična napetost)

$$U_T = k \cdot T / q$$

k ...Boltzmanova konstanta

($1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$)

T ...absolutna temperatura

q ...naboj elektrona ($1,6 \cdot 10^{-19} \text{ As}$)

3.2 DIODE

Čeprav želimo, da ima dioda čim bolj idealizirano karakteristiko diode (čim manjši potencialni prag, čim manjšo r , čim manjši I_s) lahko v praksi te slabosti tudi s pridom izkoriščamo. Npr. nelinearna karakteristika omogoča »mehko« omejevanje napetosti ali logaritemsko funkcijo, temp. odvisnost omogoča kompenzacijo temp. vplivov v vezju, spreminjanje širine zaporne plasti omogoča spreminjanje kapacitivnosti – varikap dioda,...

Značilnejši parametri

- U_{RRM} -maksimalna ponovljiva reverzna napetost
- U_{RSM} -maksimalna neponovljiva reverzna napetost
- I_{FAV} -srednja vrednost toka v prevodni smeri
- T_J -maksimalna temperatura spoja
- U_F -napetost kolena v prevodni smeri
- t_{rr} - odzivni čas (*recovery time*)
- C_j - kapacitivnost PN spoja

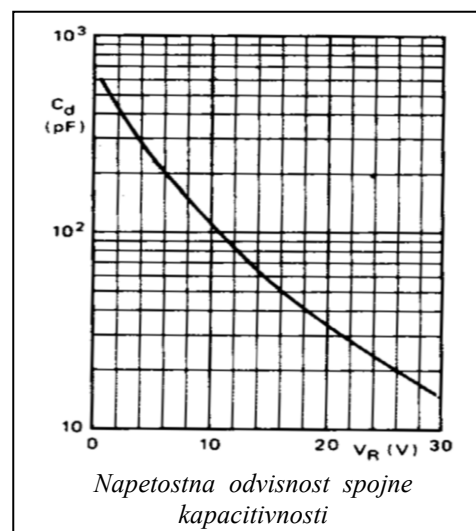
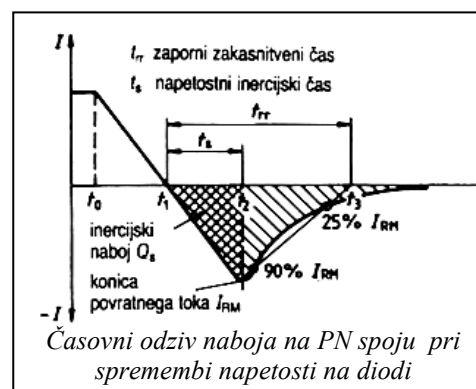
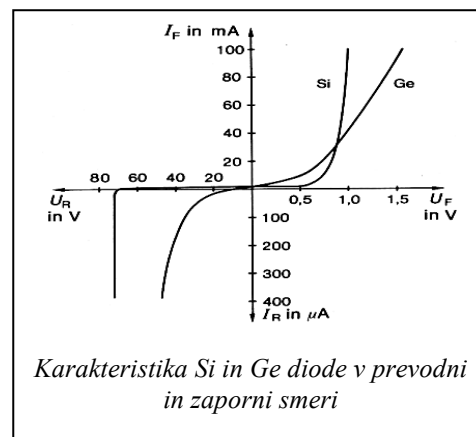
Pri diodi (PN spoju) razlikujemo glede na polariteto priključitve dve vrste kapacitivnosti. Kadar je dioda orientirana v prevodni smeri predstavlja PN spoj difuzno kapacitivnost, ki lahko znaša nekaj nF.

V prevodni smeri se izkazuje **difuzijska kapacitivnost** in predstavlja frekvenčno omejitev. Pri impulznih signalih kapacitivnost zaradi značilnosti prehodnega pojava posledično povzroči tudi bolj ali manj močno prevajanje v zaporni smeri. S tem funkcija diode oslabi, tok v obe smeri pa povzroči prekomerno segrevanje in posledično uničenje. Zato je potrebno pri VF signalih ali v impulznih vezjih izbrati hitre diode, ki hitrim spremembam tudi sledijo (*fast recovery, schotky diode,...*).

V zaporni smeri se pojavi **spojna kapacitivnost**, za katero je značilno da se močno spreminja v odvisnosti od velikosti zunanje napetosti v zaporni smeri. To kapacitivnost izkoriščajo kapacitivne (varikap) diode, ki delujejo kot napetostno krmiljen kondenzator.

Vrste diod

- Točkasta dioda (Ge) je dioda primerna le za šibke signale, z nizko kapacitivnostjo in malih moči. Uporabimo jih v primerih, kadar je zahtevan nizek potencialni prag (npr. usmerniška vezja v merilnih instrumentih) ali na področju VF signalov (modulatorji).
- Univerzalna dioda (Si) je usmerniška dioda za večje tokove in napetosti, predvsem za omrežne frekvence oz. NF področje in sinusno obliko napetosti.
- LED dioda http://leifi.physik.uni-muenchen.de/web_ph10/versuche/15led/led.htm
- Schottky dioda (*hot carrier*)
Je posebna izvedba Si diode, kjer so v dominantni vlogi manjšinski nosilci, ki imajo bistveno hitrejši čas prehoda. Zato so primerne tam kjer imamo opravka z impulznimi signali (stikalni napajalniki SMPS, frekvenčni pretvorniki, PWM vezja,...)



Schottky diode imajo nizko začetna napetost kolena, ki je med 0,3 do 0,4V, vendar ta zaradi večje diferencialne upornosti naraste tudi do 1,5V kar seveda pri velikih tokovih povzroči močno segrevanje. Zato pa jih lahko večemo tudi vzporedno, vendar zaradi velikih izgub nikoli v Graetzov spoj, ampak vedno uporabljamo raje sredinski odcep na navitju transformatorja.

Pri tokovih nad nekaj amperov je običajno že potrebno uporabiti dodatno hladilno telo. Slabost je tudi da so uporabne le za zaporne napetosti do nekako 100V.

• Zener dioda

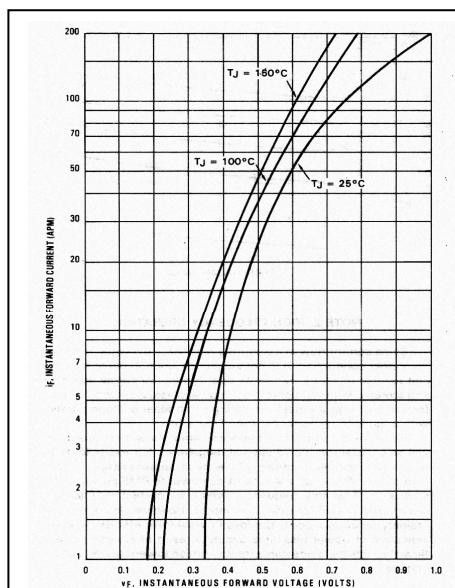
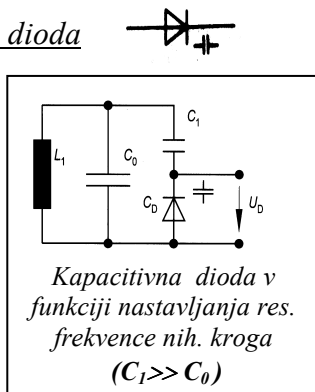
Ima značilen Zenerjev efekt (do 5V; neg temp. koeficient) oz. Avalanche efekt (nad 5V; poz. temp. koeficient) v zapornem področju. V tem delu ima zener dioda relativno majhno diferencialno upornost, kar izkoriščamo za stabilizacijo napetosti. V novejšem času se bolj uporabljajo referenčne diode, katere so v bistvu temperaturno stabilizirane zener diode (različne zaporedne kombinacije obeh efektov).

• Supressor dioda

je v hitra dvosmerna zener dioda za moči nekaj W, namenjena za omejevanje napetostnih konic manjših moči, podobno kot varistor

• Kapacitivna (Varaktor) dioda

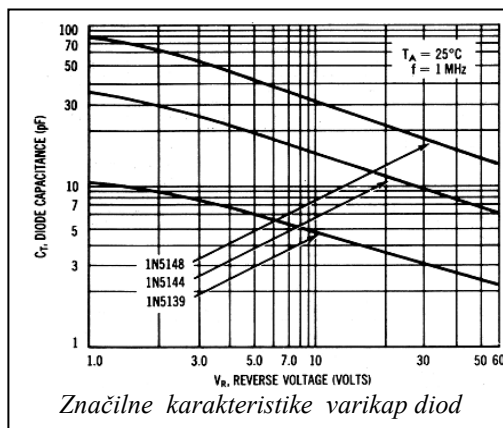
ima izrazito poudarjeno odvisnost spojne kapacitivnosti od zaporne napetosti, uporablja se pri napetostno krmiljenih oscilatorjih in napetostno nastavljivih VF filtrih.



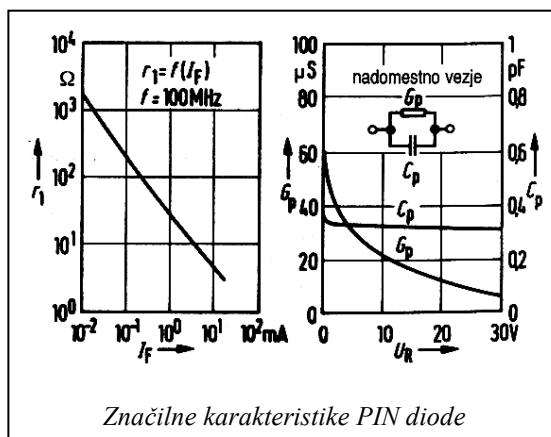
Karakteristika Schottky diode v odvisnosti od temperature

• PIN dioda (P-Intrinsic area-N)

je posebna izvedba diode, ki ima med P in N tipom polprevodnika še plast visokoohmskega silicija (intrinsic area). Zaradi tega med P in N spojem ne pride do spontanih medsebojnih rekombinacij, temveč se sredinska plast obnaša kot izolator. V primeru zunanje napetosti v prevodni smeri, se v vmesni del inicirajo nosilci tako iz N, kot iz P področja strukture, kar povzroči posledično prevodnost, ki je odvisna od velikosti enosmernega toka. Torej enosmerni tok v prevodni smeri omogoči tudi posredno možnost prehoda VF signala in to izkoriščamo kot » stikalo« za VF signal.

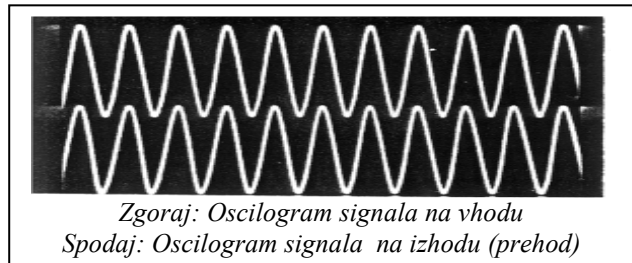
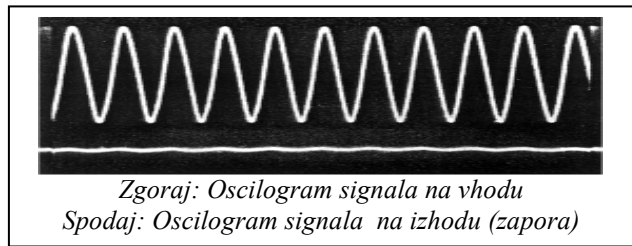
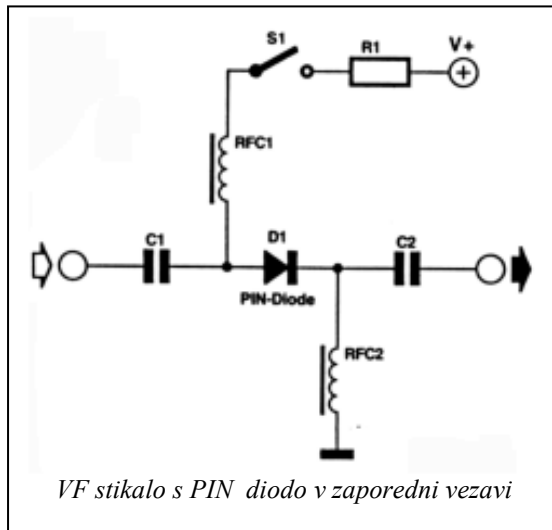


Značilne karakteristike varikap diod



Značilne karakteristike PIN diode

Primer VF stikala s pomočjo PIN diode



3.3 BIPOLARNI TRANZISTOR

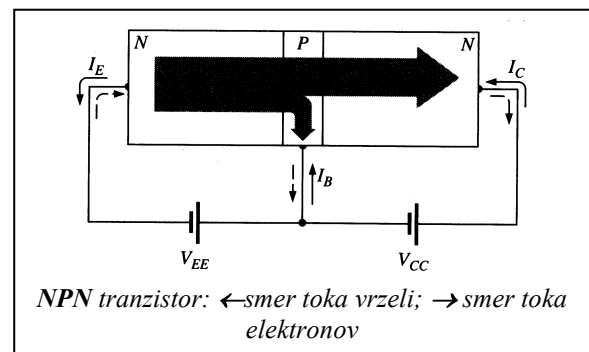
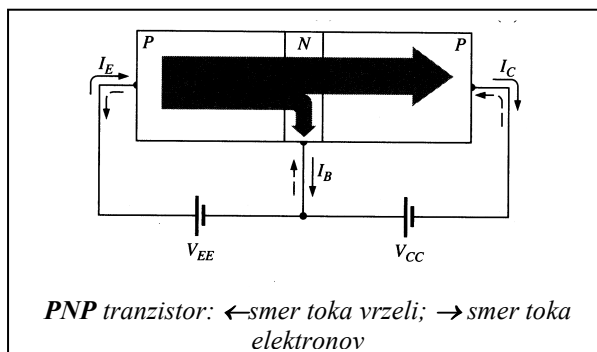
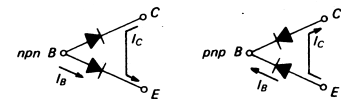
Bipolarni tranzistor predstavlja najbolj značilno aktivno komponento med polprevodniki. Glede na strukturo ločimo PNP in NPN tip bipolarnega tranzistorja, glede na izvedbo pa poznamo še modificirane izpeljanke.

Najznačilnejši primeri so: darlington tranzistor, stikalni tranzistor, VN tranzistor, VF tranzistor, tranzistor z vgrajeno antiparalelno diodo, ... Za vse bipolarne tranzistorje so značilni priključki (E,B,C), krmiljenje z baznim tokom in tokovni ojačevalni faktor β .

3.3.1 Fizikalno ozadje delovanja tranzistorja

Bipolarni tranzistor sestavljata dva PN spoja, katerih delovanje je zaradi izjemne bližine zapornih plasti medsebojno odvisno.

Ne glede na tip (NPN ali PNP) je potrebno priključiti zunanje napetosti na tranzistor tako, da bo zaporna plast E-B orientirana v prevodni smeri, druga B-C pa orientirana v zaporni. V vsakem primeru predstavlja emiter vir nosilcev elektrine (NPN-elektroni; PNP-vrzeli), ki odvisno od velikosti baznega toka in velikosti napetosti U_{CE} v večjem ali manjšem številu preidejo preko baze v področje kolektorja. V bazi se zaradi ozkega področja rekombinira le manjši del emitorskega toka, večji del (preko 95%) pa preide v področje kolektorja. Velikost baznega toka bistveno vpliva na velikost emitorskega oz. kolektorskega toka.



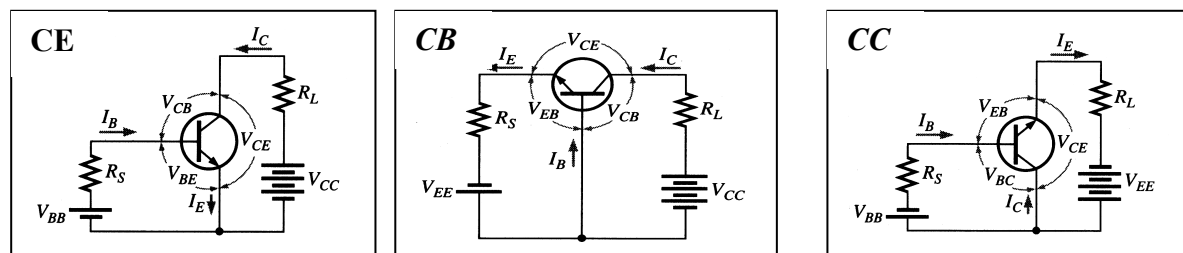
Glede na odzivnost kolektorskega oz. emitorskega toka na spremembo baznega I_B , je definiran tokovni ojačevalni faktor β , ki je definiran kot razmerje:

$$\beta = I_C / I_B$$

V praksi kot tokovni ojačevalni faktor uporablja tudi enakovreden parameter h_{FE} , ki predstavlja razmerje med kolektorskim in baznim tokom v orientaciji s skupnim emitorje. Zaradi diodne vhodne karakteristike, predstavlja relativno mala sprememba napetosti U_{BE} , sorazmerno veliko spremembo baznega toka, ki posledično vpliva na še večjo spremembo kolektorskega oz. emitorskega toka. Zato tranzistor za svoje delovanje zahteva tokovno krmiljenje – torej z baznim tokom.

3.3.2 Orientacija tranzistorja

Bipolarni tranzistor lahko vezemo v tokokrog na tri načine. Glede na to, kateri priključek je skupen med vhodnim in izhodnim signalom, ločimo orientacije **CE** (*common emitter*), **CB** in **CC**. Vsaka od vezav ima specifične značilnosti, ki definirajo značaj ojačevalnika.



V splošnem velja:

- Za orientacijo CE je značilno tokovno in napetostno ojačanje ter obračanje faze signala za 180°
- Za orientacijo CB je značilno napetostno ojačanje in višja zgornja frekvenčna meja
- Za orientacijo CC je značilno samo tokovno ojačanje.

Vendar pa se v sodobnih vezjih, diskretni tranzistorji uporabljajo le še kot močnostni, ki delujejo v linearnem ali še pogosteje v stikalnem režimu, največkrat v orientaciji CE.

3.3.3 Karakterističnih veličine in mejne vrednosti parametrov tranzistorja

Najznačilnejše karakteristične veličine, ki poleg tipa, vrste in ohišja definirajo lastnosti tranzistorja, ter ga uvrščajo v specifično področje uporabe so:

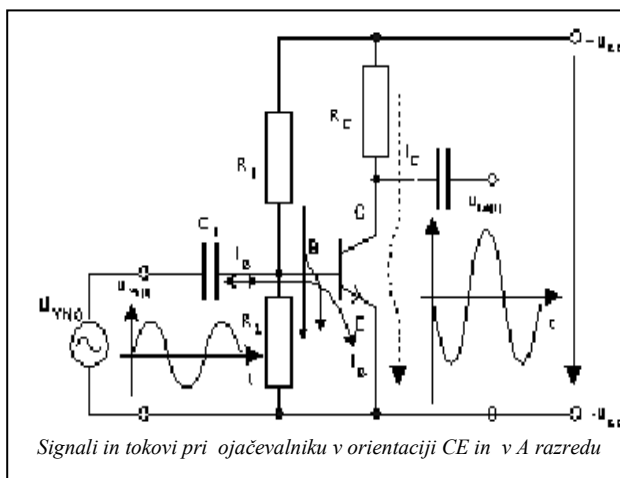
Maksimalna napetost med kolektorjem in emitorjem	U_{CEmax} .
Maksimalni kolektorski tok.....	I_{Cmax} .
Maksimalna izgubna moč na tranzistorju.....	P_{TOT}
Dinamično tokovno ojačanje (ojačevalni faktor).....	β
Tranzitna frekvenca ($\beta=1$).....	f_T
Odzivni čas tranzistorja (čas vklopa, čas izklopa).....	t_{rr}
Toplotna upornost ohišja.....	R_{Th}

3.3.4 Karakteristike, razred delovanja in delovna točka bipolarnega tranzistorja

Karakteristike so za vsako orientacijo specifične, vendar se bomo omejili le na orientacijo CE, ki je najbolj razširjena. V primeru zahtevnejših vezij (npr. za VF signale, zahtevan nizek šum, ohranitev faznih razmer, impulzni režim delovanja...) je potrebno upoštevati še druge karakteristike. Glede na tip (NPN, PNP) so karakteristike podobne, bistvena razlika je le v predznaku napetosti oz tokov. Zato bomo v nadaljevanju obravnavali osnovna vezja izvedena večinoma le z NPN tranzistorji, ki so tudi bolj v uporabi zaradi večinoma pozitivnih napajalnih napetosti.

V polju karakteristik tranzistorja lahko glede na izbiro delovne točke delovanja razvrstimo v razrede (A,B,AB,C), kar omogoča različna področja uporabe (npr. A-za ojačevalnike malih signalov; AB-za močnostne ojačevalnike; C- za množilnike frekvence). Za primer si oglejmo analizo delovanja v orientaciji CE z delovno točko v A-razredu. V tem primeru je delovna točka izbrana tako, da napetostni potencial na kolektorju znaša približno polovično vrednost celotne napajalne napetosti. Temperaturne stabilizacije v vezju na spodnji sliki ni!

Pri izračunu je potrebno izhajati iz želenih, oz. zahtevanih začetnih omejitev (npr. velikost napajalne napetosti, potrebno ojačanje, frekv. karakteristika,...) in glede na to izbrati ustrezno izvedbo vezja. Glede na predvidene vhodne in izhodne razmere je potrebno izbrati ustrezno delovno točko in izračunati vrednost komponent za določitev enosmernih pogojev. V polju karakteristik za izbrani tranzistor preverimo še položaj delovne točke glede na predvideno izmenično izkrmiljenje in ojačanje.



Ojačevalnik s podatki:
(dinamične razmere)

$$U_{CC}=12V$$

$$\Delta A_f = 100$$

$$\Delta I_{Cmax} = 10mA$$

$$\Delta I_{Bmax} = 100\mu A$$

(statične razmere)

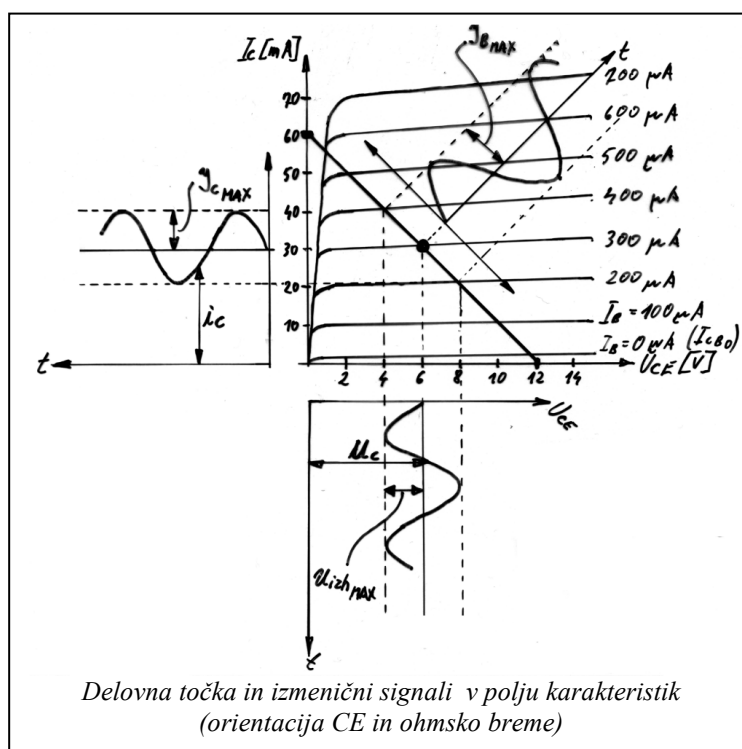
delovna točka- A razred

$$U_{CE} = U_{CC}/2 = 6V$$

$$I_B = 300\mu A$$

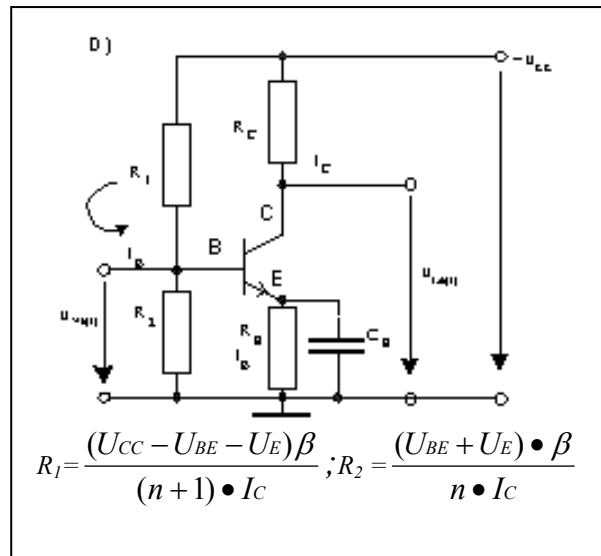
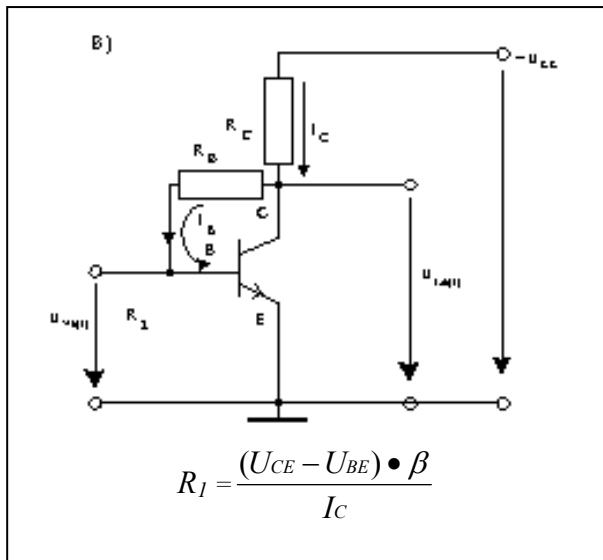
$$I_C = 30mA$$

$$R_C = U_{CC}/I_C = 200\Omega$$



<http://www.univ-lemans.fr/enseignements/physique/02/electro/transivar.html>

<http://www.univ-lemans.fr/enseignements/physique/02/electro/transiec.html>

Značilnejši vezji za nastavitve delovne točke (CE)**3.3.5 Območje varnega delovanja tranzistorja (SOAR diagram)**

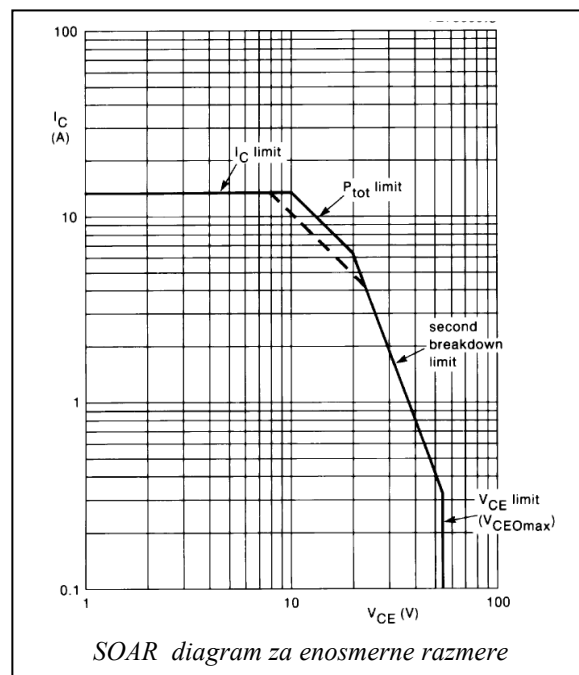
Na zanesljivost delovanja tranzistorja vplivata najbolj izmed vseh mejnih vrednosti dva omejitvena faktorja; to sta povprečna temperatura spoja (*junction temperature*) in sekundarni preboj ali pot ga tudi imenujemo preboj drugega reda (*second breakdown*). Za kontrolo teh omejitev obstajajo posebno še za močnostne tranzistorje *SOAR* diagrami, iz katerih so razvidne napetostne in tokovne omejitve glede na različne režime delovanja (trajna obremenitev, impulzni režim, intermitenca,..). Večinoma je največja dopustna izgubna moč komponente P_{TOT} podana za temperaturo okolice T_a (*ambient temperature*), ki je ponavadi 25°C in brez dodatnih hladilnih teles. Pri tem je upoštevana najvišja še dopustna temperatura spoja, ki je za Ge $80\dots100^\circ\text{C}$ in Si transistorje $170\dots200^\circ\text{C}$. V praksi zaradi zanesljivosti oz. možnega skrajšanja življenske dobe, teh temperatur ne izkoriščamo do skrajnih meja.

Glede na to po spodnjih obrazcih izračunamo dopustno moč in kolektorski tok, lahko pa te vrednosti za različne pogoje vnesemo v izhodno polje karakteristik in dobimo hiperbolo maksimalne moči.

$$P_{TOT} = \frac{T_j - T_a}{R_{th_a}}$$

$$I_C = \frac{P_{TOT}}{U_{CE}}$$

Ne glede na dopustno moč je potrebno upoštevati še omejitev na maksimalni tok in maksimalno napetost, ki omejujeta hiperbolo moči na tokovni oz. napetostni osi. Ob upoštevanju še teh omejitev, dobimo *SOAR* diagram za t.i. linearni režim delovanja.

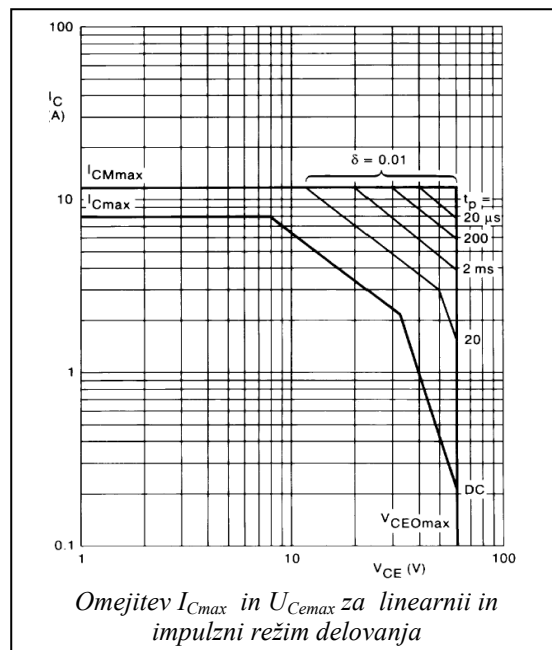
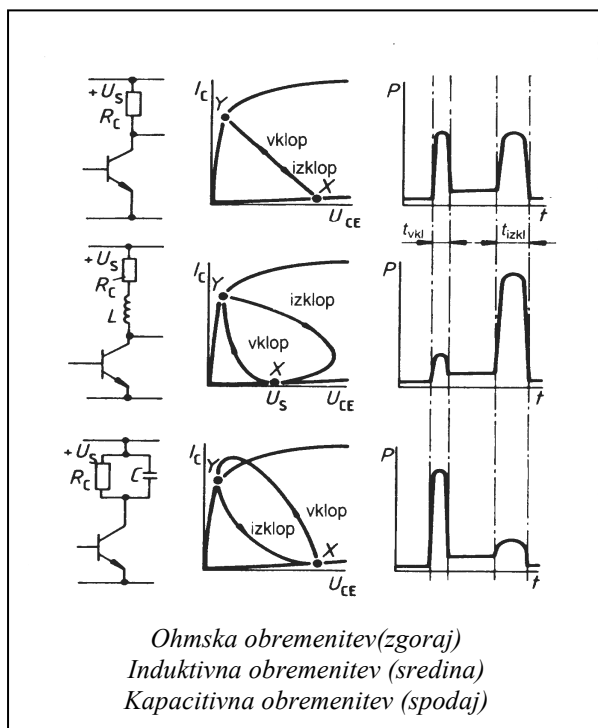


3.3.6 Tranzistor v stikalnem režimu

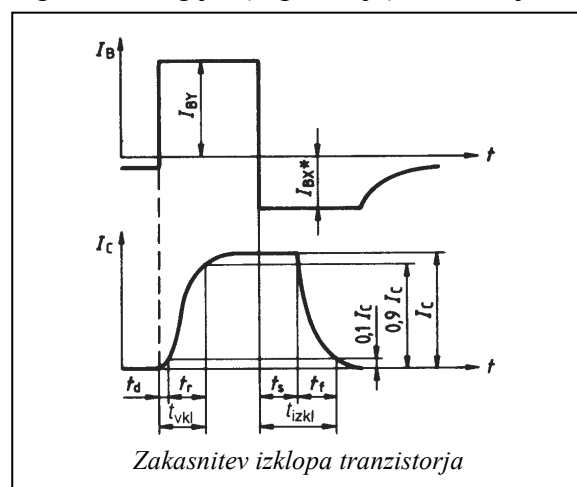
V sodobnih vezjih tranzistor pogostokrat deluje v stikalnem (impulznem) režimu in takrat ima na izgubno moč, velik vpliv še razmerje impulz – pavza in frekvenca impulzov. To omogoča konstrukterju korekcijo moči pri dimenzioniranju tranzistorja oz. toplotne upornosti hladilnega telesa. Diagram prikazuje omejitve moči za različna prevajalna razmerjih δ (razmerje perioda/impulz). Glede na časovno zakasnitev preklopa tranzistorja (produkt toka in napetosti v času preklopa ni zanemarljiv) in veliko število »preklopov« v časovni enoti (frekvenca) je sorazmeren tudi integral izgubne moči (npr. pri tranzistorjih stikalnih napajalnikov, pri PWM regulatorjih moči, frekvenčnih pretvornikih,...)

V stikalnem režimu želimo, da se tranzistor čim bolj približa idealnemu stikalu, kar pomeni da desega čim manjšo U_{CEsat} (čim nižjo upornost v prevodnem stanju), čim hitrejši prehod iz enega stanja v drugega in čim višjo upornost v zaprtem stanju. V ta namen vgrajujemo stikalne tranzistorje, ki imajo te »stikalne« lastnosti čim bolj izrazite.

Breme stikalnega tranzistorja je lahko ohmsko, z izrazito induktivno ali pa izrazito kapacitivno komponento. Za ohmski značaj lahko stikalni tranzistor obravnavamo podobno kot v linearnem režimu, medtem ko pri induktivnem oz. kapacitivnem bremenu nastopajo v času preklopa drugačne razmere.



Za doseganje čim nižje U_{CEsat} je potreben dovolj velik bazni tok, vendar pa se z njegovo velikostjo povečuje tudi naboj v bazi, kar posledično povzroča »zakasnitev« izklopa. Zakasnitev seveda ni zaželjena in tudi čas izklopa mora biti čim krajši, da je izgubna energija (segrevanje) čim manjša.



Pri induktivni obremenitvi (navitja relejev in elektropnevmatskih razvodnikov, navitja koračnih motorjev, VF transformatorji, dušilke,...) je potrebno ob izklopu upoštevati inducirano napetost. Ta napetost je odvisna od induktivnosti in hitrosti spremembe toka in je lahko za tranzistor usodna, ter jo moramo omejiti z diodami ali RC vezji (več na vajah).

3.4 FET TRANZISTORJI (*Field Effect Transistor*)

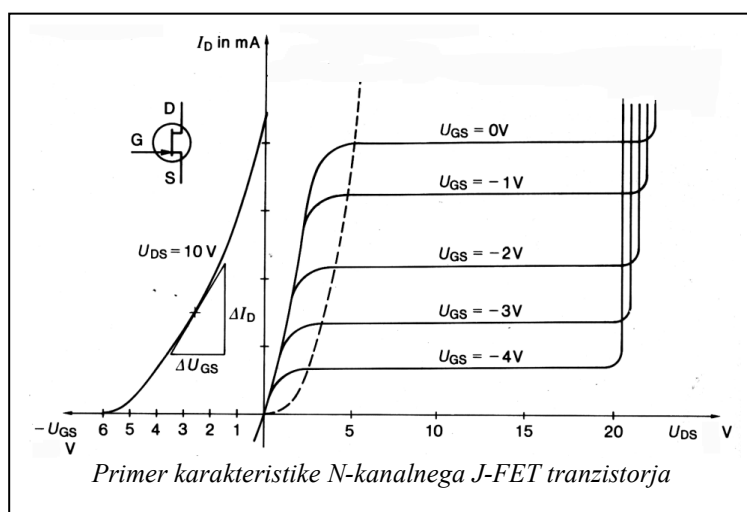
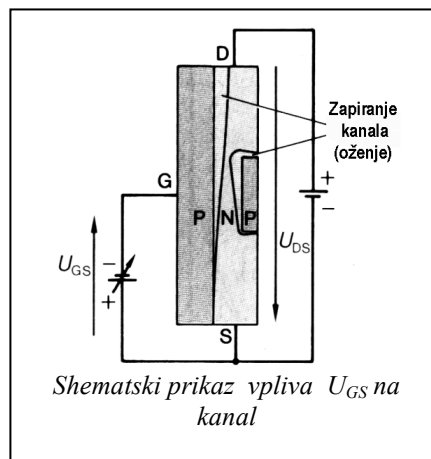
Za FET tranzistorje je značilno, da so za razliko od bipolarnih krmiljeni napetostno preko vpliva električnega polja napetosti U_{GS} . Glede na velikost električne napetosti med vrati (*Gate*) in izvorom (*Source*), je odvisna upornost prevodne poti (kanal) med izvorom in ponorom (*Drain*). Za lažje razumevanje si lahko predstavljamo, da se glede na velikost krmilne napetosti U_{GS} spreminja »širina« kanala in posledično je tudi upornost kanala večja ali manjša. Pri dovolj visoki U_{GS} in ustrezni polariteti pride celo do popolne zožitve kanala (zadrgnjenje) in posledično prehod v neprevodnost kanala. Odvisno od izvedbe kanala, ki je lahko iz N ali P tipa polprevodnika (N-kanalni, P-kanalni), mora biti krmilna napetost U_{GS} takšne polaritete, da je PN spoj (vrata-kanal) orientiran vedno v zaporni smeri. Zaradi tega je za enosmerne razmere vhodna upornost zelo velika, pri izmeničnih signalih pa pride do izraza še spojna kapacitivnost, ki lahko včasih dela težave. Nekatere izvedbe FET-ov imajo med vrati in kanalom še tanko plast silicijevega oksida - SiO_2 , ki je v funkciji izolatorja in s tem še zviša vhodno upornost – dobimo MOSFET tranzistor.

V splošnem lahko primerjamo N-kanalne FET-e z NPN tranzistorji in P-kanalne FET-e z PNP tranzistorji.

3.4.1 JFET- spojni FET

Pri spojnem FET tranzistorju je kanal deloma obkrožen z elektrodo vrat, katere potencial vpliva na tok med priključkoma *D* in *S*. Za N-kanalni J-FET mora biti krmilna napetost U_{GS} proti potencialu priključka *S* negativna, za P-kanalni J-FET pa pozitivna. Kanal je povsem odprt, kadar je napetost $U_{GS} = 0\text{V}$, z večanjem napetosti pa se kanal sorazmerno zapira in se pri napetosti zadrgnjenja popolnoma zapre. Za primer iz spodnje karakteristike je razvidno, da znaša napetost zadrgnjenja -6V (leva stran diagrama). Enosmerni vhodni tok I_{GS} je izjemno mali (10^{-8} do 10^{-12} A), kar pomeni vhodno upornost nekaj $\text{G}\Omega$.

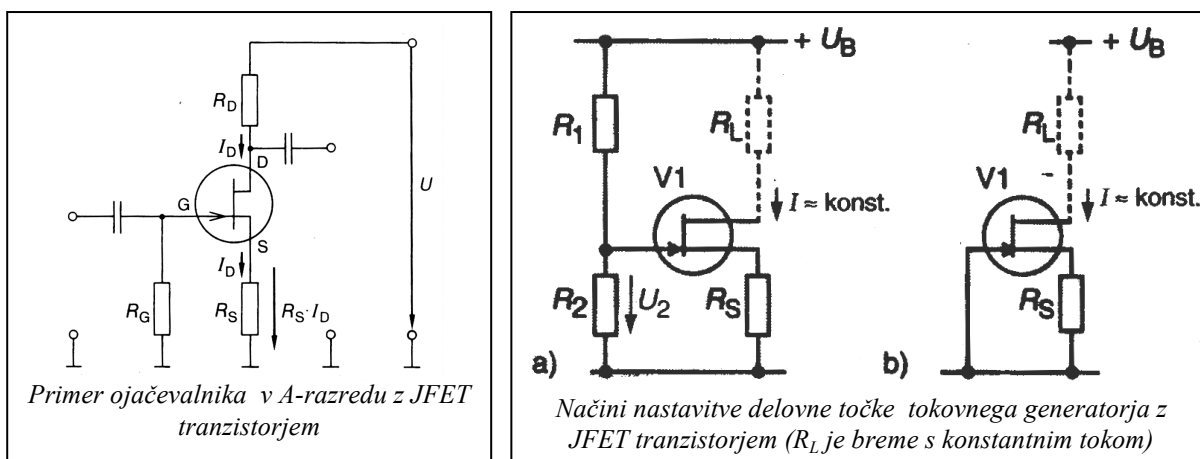
Pomembno si je zapomniti, da so pri P-kanalnem JFET-u lastnosti in karakteristike podobne N-kanalnemu, le napetosti oz. smeri tokov so nasprotni polaritete.



Značilnejši parametri JFET-a

- Napetost zadrgnjenja kanala
- Strmina FET-a:
$$S = \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}}$$
- Statična upornost kanala:
$$R_{DS} = \frac{U_{DS}}{I_D}$$
- Maksimalna napetost U_{DSmax}
- Maksimalni tok I_{Dsmax}

JFET tranzistorji so največkrat v funkciji napetostnih ojačevalnikov ali tokovnih generatorjev. Za tokovni generator je dovolj že sam tranzistor, ki ima vrata *G* vezana na priključek *S*. V tem primeru je popolnoma odprt in omogoča največji tok (glej karakteristiko pri $U_{GS}=0\text{V}$). <http://www-g.eng.cam.ac.uk/mmg/teaching/linearcircuits/jfet.html>



Pri ojačevalnikih z JFET tranzistorji se prednapetost za nastavitve delovne točke največkrat ustvarja podobno kot pri bipolarnem tranzistorju – torej kot padec napetosti na upor R_S . S tem se v bistvu »dvigne« potencial izvora S , medtem ko potencial vrat ostane preko upora R_G na potencialu mase. S tem se vhodna upornost seveda zniža, vendar je lahko upor R_G visokohmski (npr. $1M\Omega$), saj prenaša le »ničelni« potencial mase na vrata G .

Tokovni generator vzdržuje tok na željeni vrednosti ne glede na spremembo upornosti bremena, napetosti na njem ali spremembo napajalne napetosti. Napetost na bremenu se lahko spreminja od 0V do tiste napetosti, do tiste katera zagotavlja še zadovoljivo velikost U_{DS} (področje zasičenja). Velikost toka je definira upora R_S kateri ustvarja ravno tolikšen padec napetosti, da vzdržuje željeni tok (slika b). V prvem primeru (slika a) nastane napetost U_{GS} kot razlika napetosti med U_2 in U_{RS} .

3.4.2 MOSFET tranzistorji

MOS-FET tranzistorji predstavljajo pomembno vlogo na področju sodobnih visoko integriranih vezij in močnostne elektronike zaradi poenostavljenega krmiljenja in možnosti enostavne vzporedne povezave več komponent. Zaradi nizke notranje upornosti kanala $R_{DS\ on}$ in relativno visoke delovne napetosti U_{DS} jih največkrat srečujemo v močnostnih izvedbah in uporabljamo kot napetostno spremenljiv upor ali še pogosteje kot elektronsko stikalo. V praksi se pojavljata dve različici MOS-FET tranzistorjev in vsaka je lahko v N-kanalni oz. P-kanalni izvedbi.

Za **MOS-FET z induciranim kanalom** (samozaporni MOSFET, obogateni tip (*enhanced mode*) velja, da je kanal popolnoma zaprt, če ni prisotne napetosti U_{GS} , z višanjem U_{GS} pa se kanal sorazmerno napetosti odpira. Ta izvedba predstavlja tudi osnovni gradnik za kompleksna integrirana vezhja v MOS tehnologiji.

Za **MOS-FET z vgrajenim kanalom** (samoprevodni MOS-FET, osiromašeni tip-*depletion mode*) je značilno, da je kanal že deloma prevoden tudi, če ni prisotne U_{GS} . Glede na polariteto in velikost U_{GS} , se kanal sorazmerno tej napetosti zapira oz. odpira in so zato primerni za neposredno krmiljenje s čistimi izmeničnimi signali vendar se manj uporabljajo.

MOS-FET z induciranim kanalom

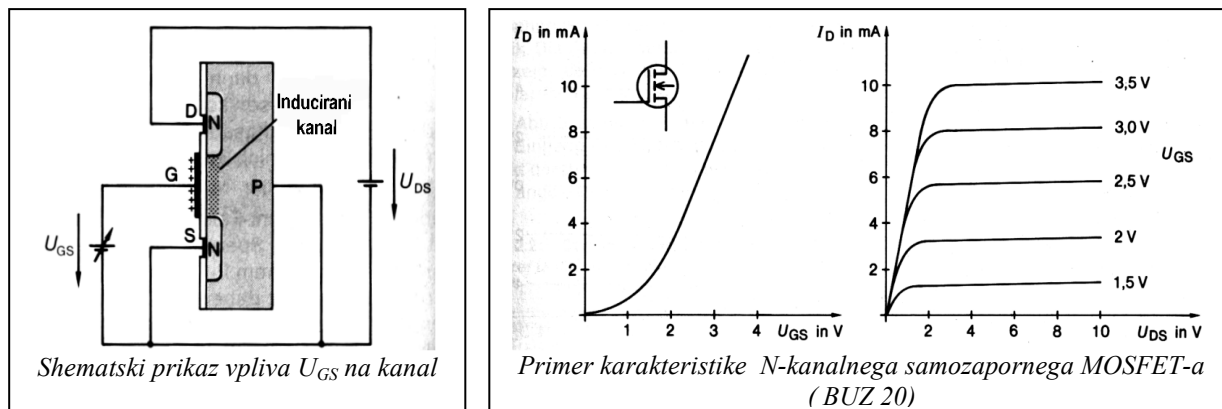
Potencial vrat preko električnega polja in preko tanke plasti izolatorja (silicijev oksid) vpliva na širino kanala in posledično na prevodnost poti med priključkoma D-S. Osnova (substrat) je največkrat že interno povezan z izvorom - S (Source).

Za analizo delovanja se bomo omejili le na N-kanalno izvedbo, saj je pri P-kanalni razmišljanje podobno, le predznaki se spremenijo.

<http://www-g.eng.cam.ac.uk/mmg/teaching/linearcircuits/mosfet.html>

Pri napetosti $U_{GS} = 0V$ je kanal normalno zaprt in odtod tudi naziv samozaporni. Tudi v primeru nasprotno (negativne) napetosti U_{GS} , ostane kanal zaprt. Prevajati začne šele ko je napetost U_{GS} dovolj velika (od 0,5 do 3V – odvisno od tipa), kar je razvidno iz karakteristike.

3.4.2.1 Pojasnitev delovanja, simbol in tipična karakteristik



Tanka izolacijska plast SiO na vratih MOSFET-ov je izjemno občutljiva na prenapetost in zato je potrebna pri delu posebna pazljivost. Večina MOS-FETov ima med G in S v ta namen vgrajeno Z-diodo, ki omejuje prenapetosti, vendar le če energija ni prevelika. Zaradi zelo velike vhodne upornosti ($10T\Omega$ – do $10^3 T\Omega$), je občutljivost na statično elektriko izjemna. V ta namen pogostokrat ob vgradnji priključke kratko vezemo s kratkostičnim obročkom (vodljiva guma, staniol folija,..), katerega šele po končani montaži odstranimo.

Za MOS-FET tranzistorje je značilno tudi, da imajo večinoma že vgrajeno antiparalelno diodo me D in S kar je potrebno upoštevati pri preverjanju ali pri načrtovanju vezja. Kapacitivnost C_{GS} pri statičnem krmiljenju in pri malih močeh večinoma ne dela težav, pri impulznem krmiljenju, pri močnostnih izvedbah (C_{GS} znaša nekaj 1000pF) in na VF področju pa postane problematična. Za VF področje obstaja v ta namen izvedba MOS-FETa z dvojnimi vrati. V bistvu so vrata razdeljena na dva dela G_1 in G_2 . Ena vrata imajo večjo C_{GS} in so namenjena za nastavitve delovne točke in druga za krmiljenje z VF signalom. Za ublažitev tega problema so razvili IGBT tranzistor, ki ima pri ekvivalentni moči to kapacitivnost nižjo.

Močnostne izvedbe MOSFETov odlikujejo sledeče značilnosti:

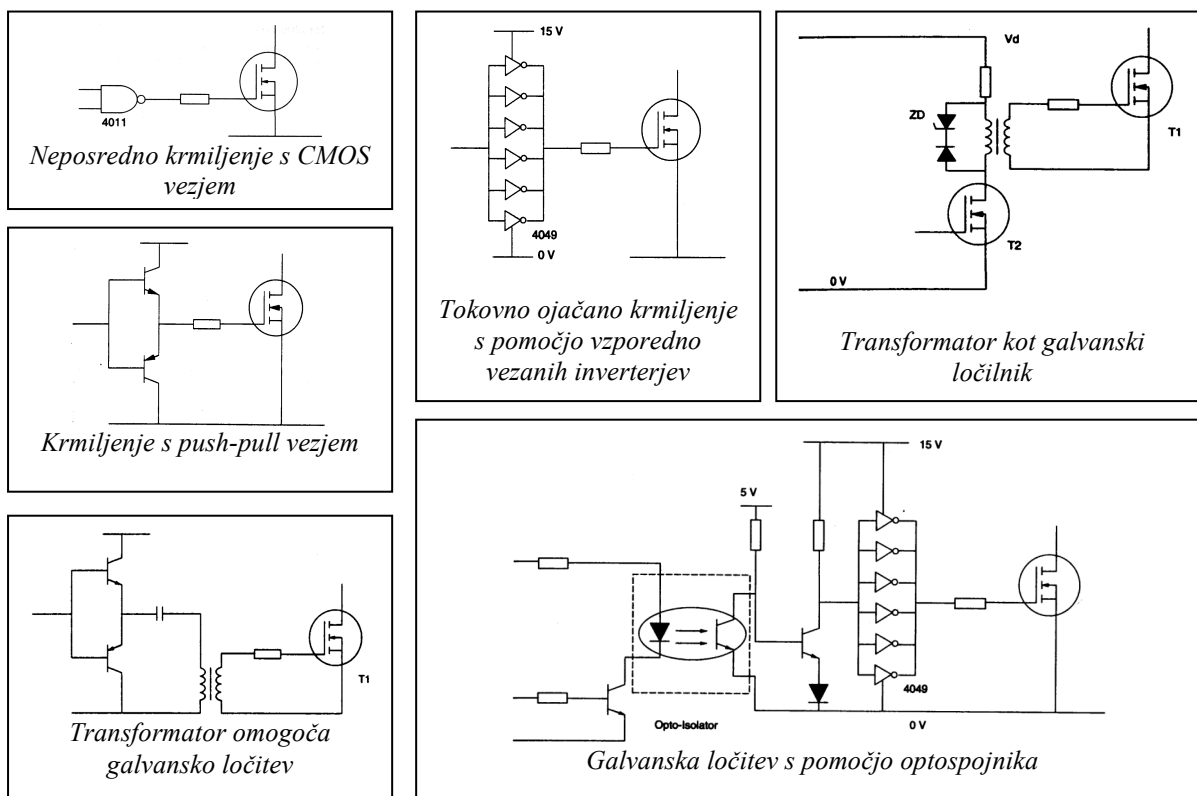
- Velike dopustne moči
- Mehanska stabilnost
- Visoka preklopna hitrost
- Odpornost na staranje
- Velika termična obremenljivost

3.4.2.3 Problemi pri impulznem krmiljenju močnostnih MOSFETov

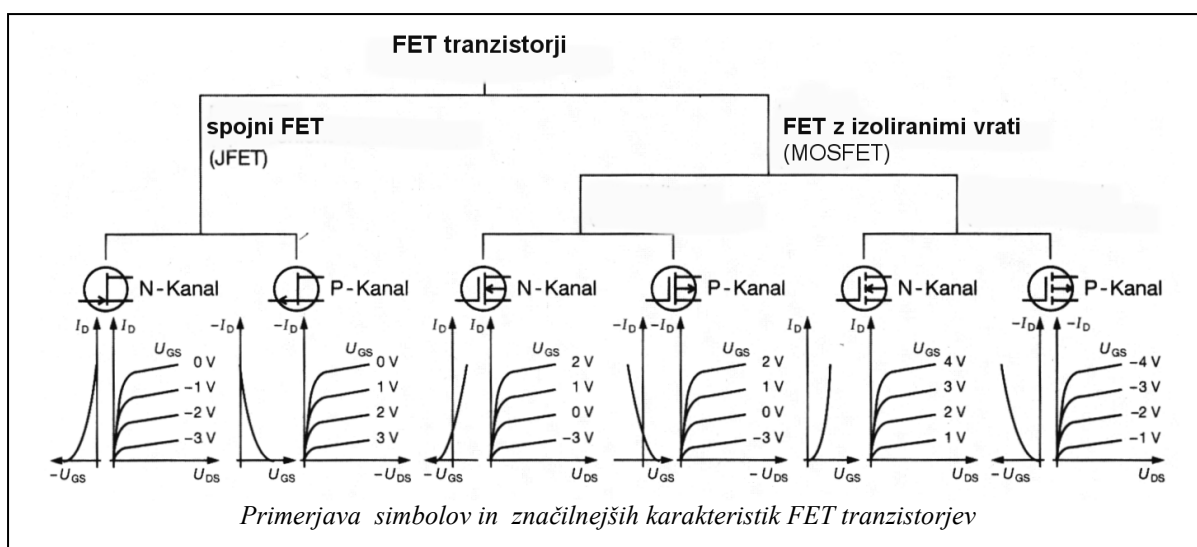
Ne glede na visoko vhodno upornost je potrebno pri uporabi **močnostnih** MOSFETov v stikalnem režimu ali pri VF signalih, upoštevati relativno veliko kapacitivnost vrat C_{GS} . Pogostokrat je potrebna tudi predhodna galvanska ločitev (npr. vertikalna povezava pri mostičnem vezju), ki mora zagotoviti potrebno napetost impulza vseh razmerjih impulz-pavza. V teh primerih je potrebno zagotoviti galvansko ločeno napajanje krmilnega tokokroga, ki omogoča ustrezno moč, ki zagotavlja primerno hiter čas vklopa oz. izklopa MOSFET-a. Krmilno vezje mora zagotoviti dovolj hitro »napolnjenje« in tudi dovolj hitro

praznjenje naboja kapacitivnosti C_{GS} , glede na krmilni impulz. V nekaterih primerih lahko te naloge dovolj uspešno opravlja kar transformator, preko katerega se prenaša tudi potrebna moč za krmiljenje. Slabost je, da je velikost potrebnega impulza U_{GS} odvisna od razmerja impulz-pavza, kar bi v skrajnih slučajih lahko pomenilo tudi premalo napetost U_{GS} , da bi se MOS-FET popolnoma odprl. Posledično to pomeni višjo upornost kanala, povečanje segrevanja in možnost uničenja.

Nekaj načinov krmiljenja močnostnih MOSFET-ov

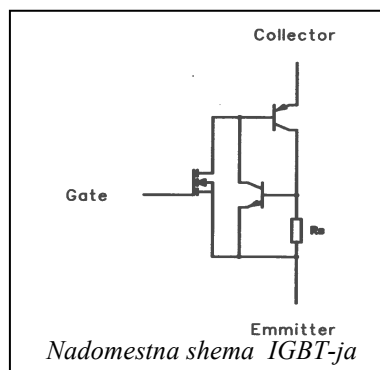


Povzetek tipov, simbolov in značilnejših karakteristik FET tranzistorjev



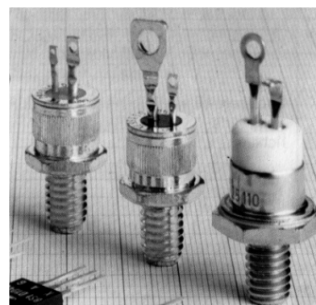
3.4.2.4 IGBT tranzistor

Dobre lastnosti MOSFETa in bipolarnega tranzistorja so združene v IGBT tranzistorju. Delovanje IGBTja je podobno kot delovanje darlington tranzistorja. Kot prvi tranzistor je uporabljen MOS-FET, kateri krmili bazni tok močnostnega bipolarnega tranzistorja. Iz notranje sheme IGBTja je viden še en tranzistor, ki se odpre v vmesni fazi in omogoči pospešitev prehoda v odprto stanje. Priključki IGBTja so označeni kot kolektor -C, emiter-E in vrata-G ter je tudi v N- kanalni in P-kanalni izvedbi.



3.5 POLPREVODNIŠKE KOMPONENTE ZA KRMILJENJE MOČI

Med polprevodnike za krmiljenje moči spadajo vse močnostne polprevodniške komponente, vendar pa imamo v mislih tiste ki lahko delujejo izključno v stikalnem režimu. Diak, tiristor (*SCR*), TRIAK in GTO so namenjeni v glavnem za krmiljenje moči v omrežnih tokokrogih z izmeničnimi napajalnimi napetostmi. Pogostokrat so te komponente v izvedbi močnostnih blokov prirejenih za mostično vezje. Krmiljenje moči s temi komponentami je izvedeno večinoma v stikalnem režimu delovanja (npr. periodično vključevanje grelcev pri regulaciji temperature peči, PWM), pri časovnem omejevanju prexvajanja v periodi (krmiljenje s faznim zamikom), v zaščitne namene ipd.

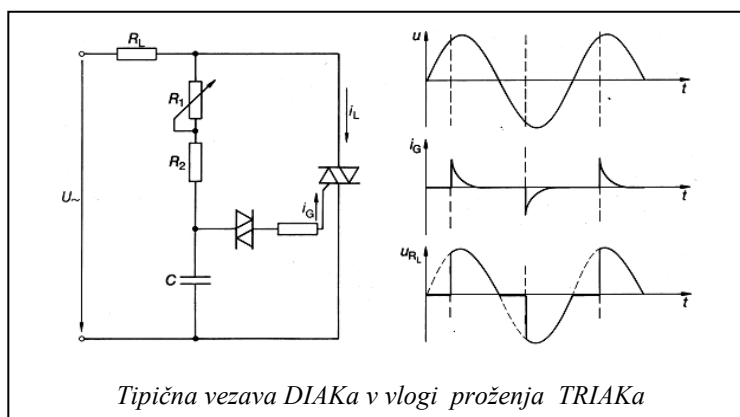
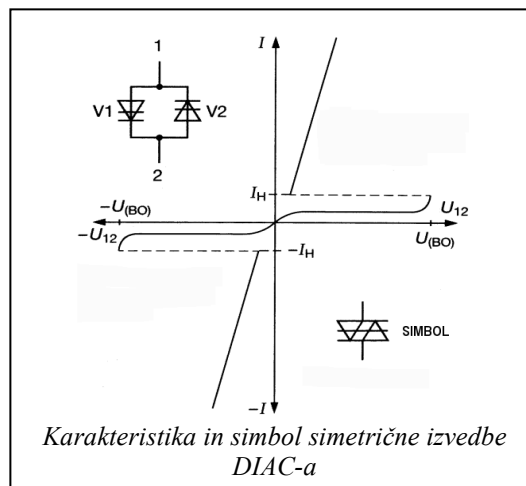


3.5.1 DIAK

DIAK je štirislojna dvosmerna dioda za katero je značilno, da pri zunanji napetosti okrog 28V (lavinski preboj) začne močno prevajati in pravimo da »vžge«. Zatem napetost nenadno pade za nekaj voltov, kar največkrat izkoriščamo za generiranje prožilnih impulzov pri vezjih s triaki. Ko DIAC vžge, prevaja tok in ohranja na sebi minimalen padec napetosti in dokler teče skozi dovolj velik vzdrževalni tok se ta padec ohranja.

Tipični podatki za DIAC so:

Vžigna napetost: **28-35V**
 Maks. imp. tok : **2A (30μs)**
 Znižanje napetosti: **5-10V**
 Maksimalna moč: **0,5W**



Način delovanja vezja

Na sponke vezja je priključena izmenična napetost U_{\sim} , ki napaja breme R_L v zaporedni povezavi z triakom. Ob pozitivni polperiodi, se kondenzator C polni preko uporov R_2 in R_1 (potenciometra), kar povzroči naraščanje napetosti na kondenzatorju do nivoja **prožilne napetosti** U_{B0} . V tej točki diac nenadoma »vžge« in zaradi skokovitega upada napetosti na diac-u (npr.: od 32 na 25V) se kondenzator hitro delno izprazni, kar povzroči močan tokovni (vžigni) impulz. Podobno se ponovi tudi v negativni polperiodi. Tako dobljeni tokovni impulzi na vratih triaka omogočajo istočasno in zanesljivo proženje triaka (ali tiristorja v drugem primeru). Po proženju triak polno prevaja vse dokler je bremenski tok večji od minimalnega (vzdrževalnega) toka (pri ohmskem bremenu do prehoda napajalne napetosti skozi ničelni nivo).

3.5.2 Tiristor - SCR (Silicon Controlled Rectifier)

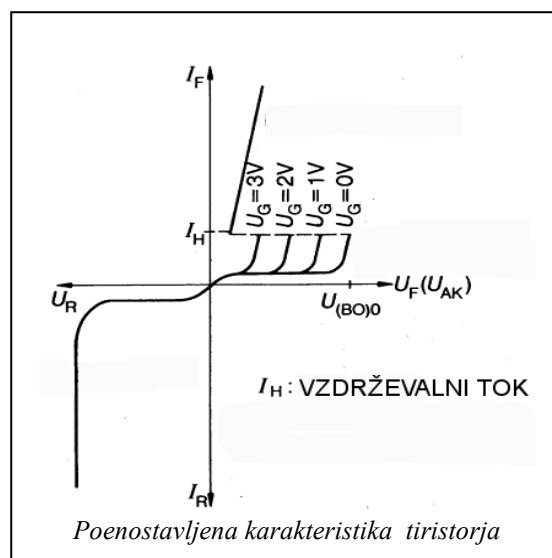
Tiristor ima poleg anode **A** in katode **K** še priključek za krmiljenje – vrata **G** (Gate). V prevodni smeri, ko je potencial na anodi proti katodi pozitiven, je tiristor zaprt, ker je srednji PN spoj polariziran v zaporni smeri.

Po vžignem impulzu je padec napetosti na tiristorju je odvisen od toka skozi in znaša približno 1.2V pri nazivni vrednosti toka.

V zaporni smeri, ko je anoda na negativnem potencialu, sta zunanja PN spoja polarizirana v zaporni smeri, zato je tiristor v zapori in ga ni mogoče prožiti.

Lahko pa pride do vžiga tudi pri neaktivni napetosti na vratih- G (**samostojno proženje**), če pri zapiranju prehitro narašča napetost - npr. pri izklopu induktivnega bremena (velika strmina $-d_u/d_t$).

Tako proženje tiristorja je nedopustno in lahko povzroči napačno delovanje ali uničenje tiristorja.

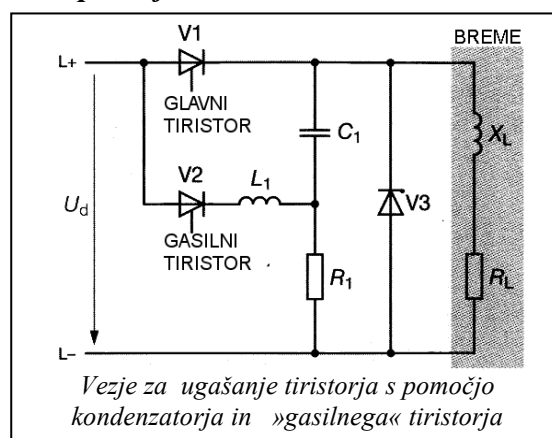


Poenostavljena karakteristika tiristorja

Tiristorska vezja v tokrogih z enosmerno napajalno napetostjo

V napravah z enosmerno napajalno napetostjo pride do problema ugašanja tiristorja. Preko vrat G prožimo preklon tiristorja iz zapore v prevajanje enako kot pri izmeničnem napajanju. Ko tiristor vžge, elektroda G izgubi krmilne lastnosti in tiristor lahko preide v ponovno zaporo le, če se glavni tokokrog prekine oziroma, če se delovni tok I_{AK} vsaj za trenutek zniža pod držalno vrednost i_H (hold current) - odvisno od moči tiristorja. Ta pojav se v praksi izkorišča za kontrolirano- prisilno ugašanje t. i. »gašenje« tiristorja.

Pri tem postopku s pomočjo t.i. »gasilnega« tiristorja in »gasilnega« kondenzatorja za nekaj mikrosekund znižamo anodno napetost na 0V ali celo negativno vrednost, kar povzroči, da tiristor v trenutku ugasne. Ta čas je odvisen od moči tiristorja, kapacitivnosti kondenzatorja in seveda od velikosti bremenskega toka. Zato mora biti za zanesljivo delovanje kapacitivnost kondenzatorja dovolj velika in dimenzionirana za maksimalni pričakovani tok (worst case).



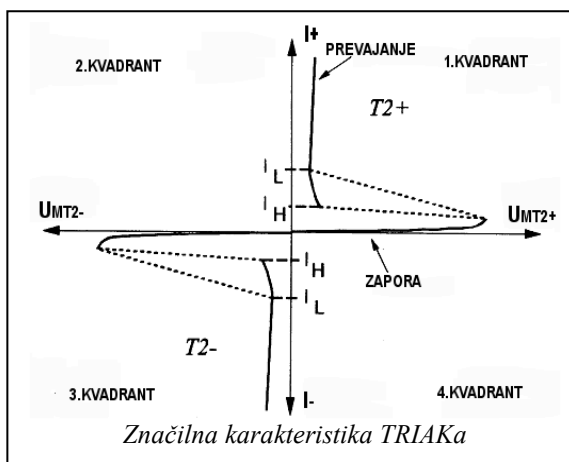
Vezje za ugašanje tiristorja s pomočjo kondenzatorja in »gasilnega« tiristorja

3.5.3 TRIAK

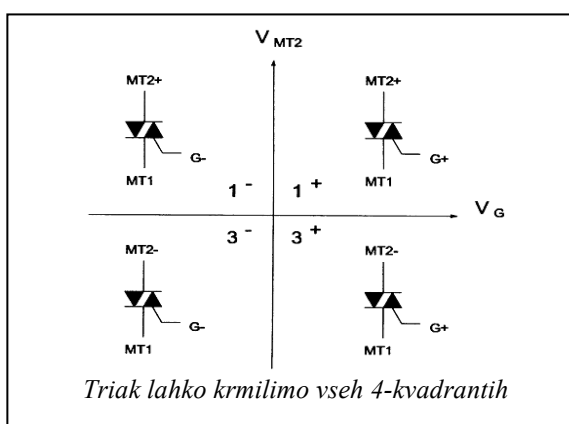
Za triak je značilno, da ga lahko prožimo tako pri pozitivni kot negativni anodni napetosti. Ima podobne električne prevajalne lastnosti kot antiparalelno vezana tiristorja. Tako kot tiristor ima tudi triak tri priključke, vendar ima dve anodi anodo A_1 , anodo A_2 , in prožilno elektrodo G -vrata.

Triak lahko prevaja med anodama v obeh smereh. Prožilni impulz, med katodo in vrati, je lahko pozitiven ali negativen za proženje v eni ali drugi smeri prevajanja - 4 kvadrantno delovanje. Prevajalna karakteristika je simetrična vendar je TRIAK najbolj občutljiv za vžig v prvem in tretjem kvadrantu. Razen omenjenega ima triak popolnoma enake lastnosti kot tiristor in tudi električne parametre triak-a obravnavamo enako kot parametre tiristorja.

Triaki so grajeni za manjše tokove kot tiristorji, le do približno 100 A temenskega toka. Triak je tipično močnostno dvosmerno stikalo za vklopjanje in krmiljenje električnih porabnikov v izmeničnih tokokrogih. Prožimo ga vedno s prožilnimi impulzi. V prožilnem vezju je največkrat diak, kateri je pri posebnih izvedbah lahko že integriran v ohišje triac-a.



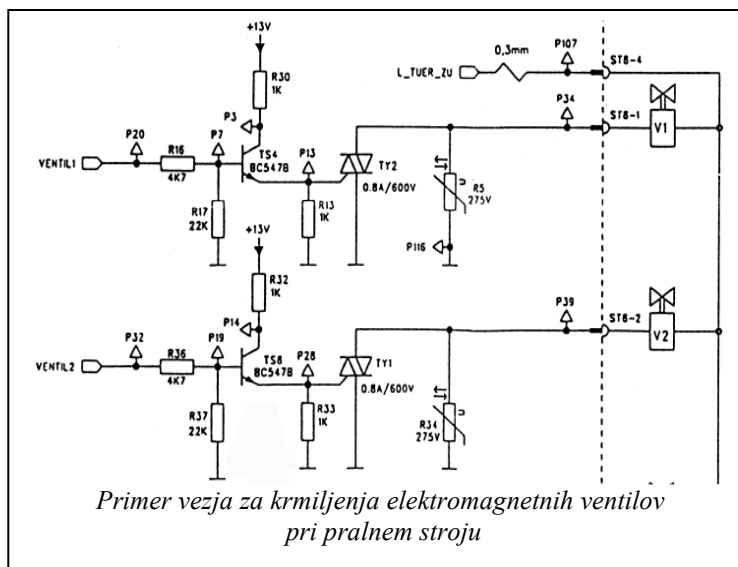
Značilna karakteristika TRIAKa



Triak lahko krmilimo vseh 4-kvadrantih

Tiristorje in triake lahko delimo na tiste z normalno občutljivostjo vrat in tiste z visoko občutljivostjo.

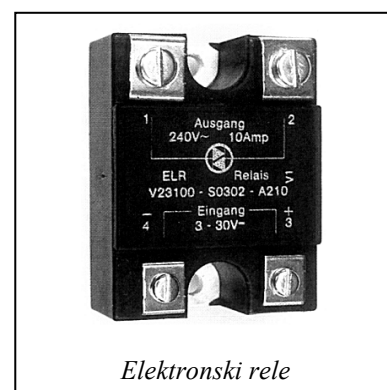
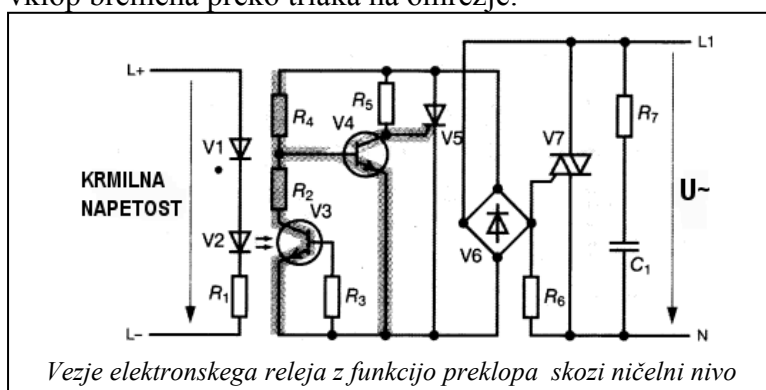
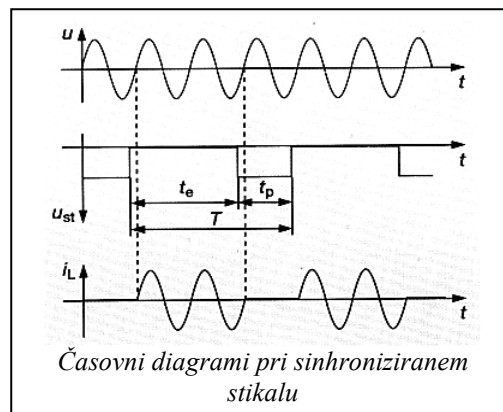
Za izvedbe srednjih moči (do 20A) znaša vžigni tok vrat od 10 do 100mA (*normal sensitivity*), pri tistih z visoko občutljivostjo (*high sensitivity*), pa je že dovolj nekaj 100 μ A vžignega toka.



Primer vezja za krmiljenja elektromagnetnih ventilov pri pralnem stroju

3.5.4 Sinhronizirano elektronsko stikalo (elektronski rele)

Vklapljanje bremen večjih moči na omrežje je zaradi tokovnih sunkov v omrežju še posebej ob nenadzorovanem vklopu problematično. Če pride do vključitve bremena ob temenski vrednosti omrežne napetosti, bo tokovna konica mnogo večja kot v primeru, če izvršimo vklop ob napetostnem prehodu skozi ničelni potencial. V takšnih primerih pogosto uporabljamo elektronska sinhronizirana stikala (*zero crossing switch*), katera vžigajo triak v trenutku prehoda omrežne napetosti skozi nič. Primer vezja na spodnji sliki omogoča polnovalni vklop bremena preko triaka na omrežje.



Pri tej izvedbi triak ne dobi vžignega toka, če je trenutna vrednost omrežne napetosti višja od 30V. Pri tej napetosti namreč že prevaja tranzistor V4 in kratko veže vrata tiristorja V5 na katodo. Tok, ki teče skozi krmilno vezje je v tem primeru premajhen, da bi zadosten padec napetosti na R6 in s tem posredno vžig triaka. Pri napetostih blizu 0V pa pride do vžiga tiristorja V5, kar povzroči večji tok skozi R6 in tudi vžig triaka, kateri prevaja glavni tok bremena.

3.5.5 Slabosti krmiljenja moči s tiristorji in triaki

Sistemi energijske elektronike vklaplajo, izklaplajo, krmilijo, regulirajo in pretvarjajo velike električne moči. Vklopi in izklopi so lahko občasni ali pa nastopajo vsako polperiodo sorazmerno glede na kot »vžiga«. Takšni vklopi ali izklopi povzročajo nelinearne, skočne spremembe omrežnega toka, ki zato vsebuje množico višjih harmonskih komponent. Višje harmonske komponente omrežnega toka potujejo po omrežju kot motnje, ki omrežje onesnažujejo in lahko povzročajo nezanesljivo obratovanje drugih elektronskih naprav v bližini omrežja. S ciljem odpravljanja motenj, uporabljamo v energijski elektroniki v sklopu s triaki ali tiristorji različne komponente. RC členi vezani vzporedno z vsako preklopno komponento in kompleksni močnostni električni filtri grajeni iz dušilk, kondenzatorjev in uporov, preprečujejo »uhajanje« višjih harmonskih frekvenc v omrežje. Taki električni filtri so tehnološko zahtevni in dragi.

Druga slabost naprav, ki so grajene s temi komponentami je, da posledično generirajo jalove moči, ki nastane zaradi premaknitve - zakasnitve, osnovne harmonske komponente omrežnega toka za omrežno napetostjo. Pri krmiljenju se pojavi periodična zakasnitev proženja krmilnega elementa, kar pa pomeni tudi zakasnitev toka za napetostjo in kot posledica nastopi tudi prisotnost jalove moči. Krmiljeni sistemi so zato tudi posredno generatorji jalove moči, ki pa je nezaželena in jo distributerji električne energije posebej drago zaračunavajo. Za zmanjšanje jalove moči kot posledice krmiljenja, poznamo vrsto posebnih vezav in načinov krmiljenja tiristorjev in triak-ov, kar pa presega okvire te vsebine.

4 OPTOELEKTRONSKE IN DRUGE KOMPONENTE

Foto-električni efekt je pojav, pri katerem svetloba (elektromagnetno valovanje-fotoni) vpliva na fizikalne oz. kemične lastnosti neke snovi, ki posledično vplivajo na prevajanje el. toka. V kolikor je komponenta taka, da je efekt vpliva svetlobe reverzibilen, ter se odraža na električnih lastnostih, potem se imenuje foto-električni pretvornik. Fizikalno to pomeni, da vpadli fotoni svetlobe v osvetljeni snovi izbijajo nosilce elektrine in posledično spremenijo električno prevodnost. Ločimo fotoefekt kjer nosilci izstopajo iz snovi (npr. cezijeva katoda vakuumске fotodiode) in fotoefekt pri polprevodniških materialih, kjer svetloba izbija nosilce toka v snovi (fotoupori) ali vpliva na zaporni tok PN spoja (fotodiode). Nosilci elektrine, nastali na podlagi svetlobe pomenijo nek naboj, ki povzroči po teoriji delovanja zaporne plasti električno polarizacijo. Zaradi tega bo osvetljeni PN spoj na svojih sponkah izkazoval električno napetost. V tem primeru postane fotodiode generator, ki požene električni tok preko upornosti bremena in ta učinek izkorišča fotoelement oz. solarna celica. Oba imata PN spoj v obliki velike površine, ki je izpostavljena svetlobi in ju največkrat izkoriščamo za pretvorbo sončne energije v električno.

Značilnosti fotoelektričnih pretvornikov

Poleg električnih parametrov (maksimalna napetost, maksimalni tok, maksimalna moč, temp. območje,...) moramo pri izbiri fotoelektričnih komponent upoštevati tudi s svetlobo povezane parametre.

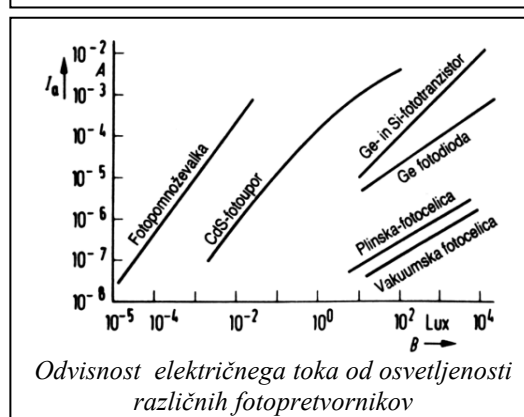
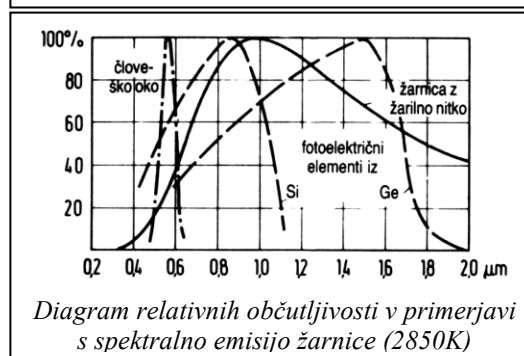
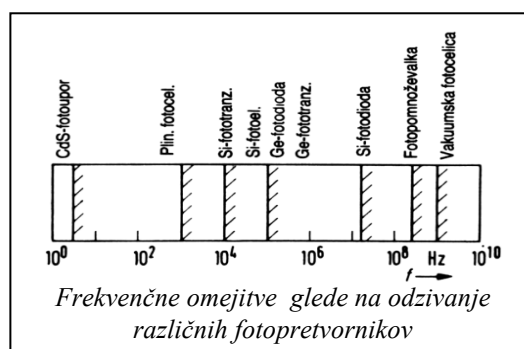
Spektralna občutljivost podaja občutljivost glede na valovno dolžino svetlobe (nm) in je običajno podana z diagramom. Občutljivost je podana relativno, normalizirano glede na optimalno vrednost obravnavanega elementa.

Maksimalna frekvenca odzivanja ponazarja kako hitro električne spremembe še sledijo svetlobnim, kar je še posebej pomembno pri impulznem načinu delovanja v obliki digitalnega signala. Nekatere optoelektronske komponente so izrazito počasne (npr. CdS fotoupor) in so primerne le za počasne spremembe svetlobe (npr. avtomatsko prižiganje javne razsvetljave).

Občutljivost je tudi odvisna od aktivne površine (npr. v mm^2 oz. cm^2 za solarne celice), s pomočjo katere z množenjem pretvarjamo vpadli svetlobni tok (I_m) v osvetljenost (I_x). Svetlobno okence je prozorno ali v obliki leče oz. infrardečega filtra, ki je neprepusten za vidni spekter (npr. pri IR daljinskem upravljalniku).

Področje uporabe je zelo obsežno od fotometričnih merilnikov, svetlobnih zapor in senzorjev do optičnih galvanskih ločitev in optičnega prenosa signalov (podatkov). V kombinaciji z drugimi komponentami so izdelani fototranzistorji, fototiristorji, optospojniki, fotoelektrični dajalniki impulzov ali pozicije, polprevodniški releji, optični senzorji (merilne letve, javljalniki požara, ...). Fotopomnoževalke veljajo za najbolj občutljivejše fotopretvornike.

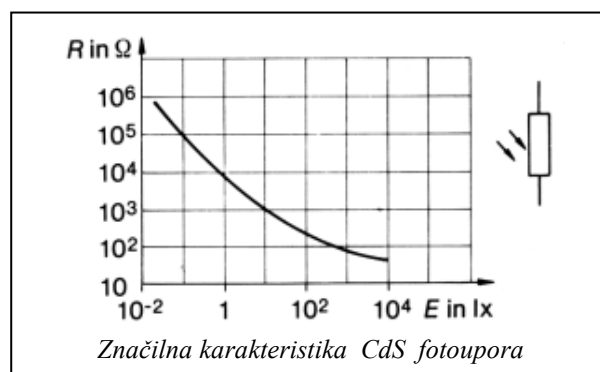
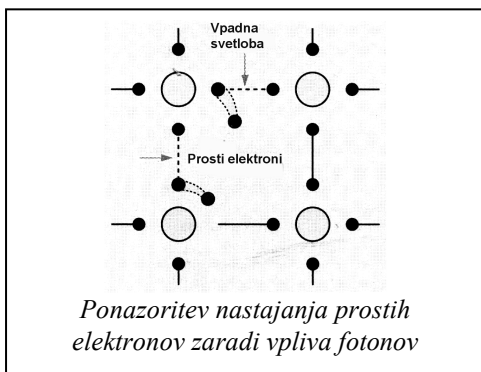
<http://micro.magnet.fsu.edu/primer/flash/photomultiplier/index.html>



4.1 ZNAČILNEJŠI FOTOELEKTRIČNI PRETVORNIKI

4.1.1 Fotoupor

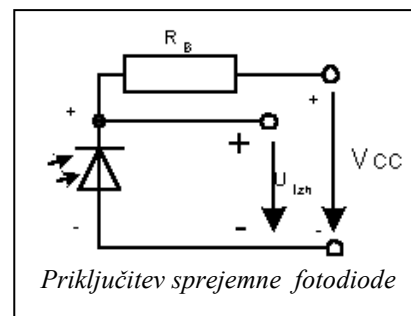
Za merjenje osvetljenosti, za krmiljenje osvetlitve in svetlobnih teles, so v uporabi fotoupori. Njihova značilnost je, da se jim pri osvetlitvi zniža upornost, ker fotoni izbijajo nove proste elektrone. Zaradi velike površine se upornost spreminja v velikem obsegu, vendar je karakteristika nelinearna.



4.1.2 Fotodioda in fotoelement

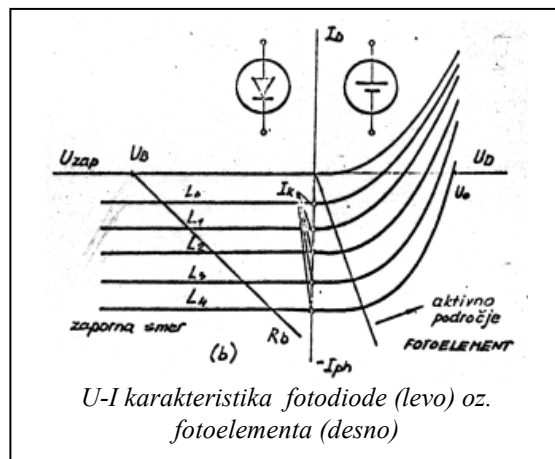
Fotodioda predstavlja germanijev ali silicijev PN spoj, ki ima odprtino za vstop (sprejemna fotodioda) oz. izstop (oddajna) svetlobnih delcev-fotonov (npr. LED dioda). Pri sprejemni fotodiodi je zaporna plast geometrično izoblikovana tako, da zavzame čim večjo površino. Tako je omogočeno, da čimveč svetlobe prodre do zaporne plasti kjer zaradi fotoefekta nastanejo nosilci elektrine. Prevodnost PN spoja v zaporni smeri postane odvisna od osvetljenosti.

Posledična velikost toka je odvisna od osvetljenosti izpostavljene zaporne plasti (aktivna površina) in tudi valovne dolžine svetlobe (vidni, infrardeči, UV spekter). Kot sprejemnik se fotodioda priključuje v zaporni smeri. Običajno je delovni upor foto diode ohmski upor, ki je vezan od katode proti pozitivnemu potencialu. Osvetljena foto dioda se v bistvu obnaša kot tokovni generator, ki povzroči na delovnem uporu sorazmeren padec napetosti skoraj neodvisno od priključene napetosti.

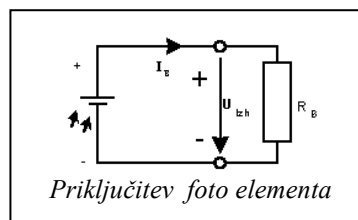


V prevodni smeri deluje osvetljena fotodioda v aktivnem področju, ki se nahaja v četrtem kvadrantu, kar pa izkoriščamo pri pretvorbi fotoenergije v električno.

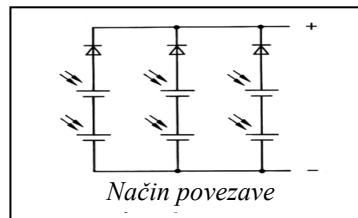
Medtem, ko imajo sprejemne fotodiode, proti svetlobi odprto površino le nekaj mm², imajo te ki so namenjene za pretvorbo svetlobne energije v električno (fotoelement), površino nekaj cm².



Fotoelement generira napetost v prevodni smeri in predstavlja osnovni gradnik za solarno celico. Za Si fotoelement znaša maksimalna vrednost U_{Omax} okoli 0.5V. Karakteristična parametra foto elementa sta maksimalni kratkostični tok in maksimalna napetost praznega teka.

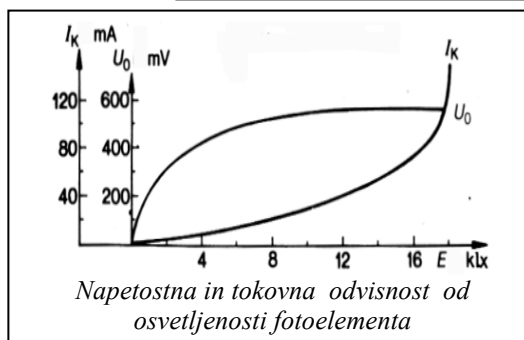


Uporablja se v zaporedno/vzporedni kombinaciji povezave večjega števila enot kot modul za napajanje elektronskih sistemov preko svetlobne energije – solarna celica (ročne ure, kalkulatorji, satelitski sistemi,..)



Diode preprečujejo izenačevalne tokove, v primeru različne osvetlitve oz. pri neenakih napetostih posameznih »vertikal«.

Izkoristek je okoli 11% in zavisi od spektralne sestave svetlobe. Solarna konstanta se glede na področje spreminja. Zunaj zemeljske atmosfere znaša okoli 135mW/cm^2 , na morski gladini ob sončnem dnevu pa je približno 106mW/cm^2 . Osnovni člen predstavlja Si PN spoj, za katerega je potek napetosti praznega teka oz. kratkostičnega toka prikazan na diagramu.



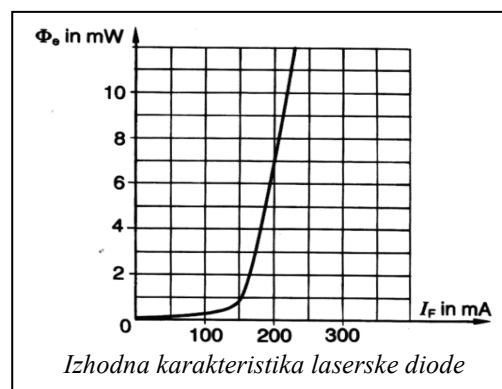
4.1.3 LED in infrardeče svetleče diode

LED diode predstavljajo svetlobno oddajne diode, z značilno diodno karakteristiko pri kateri pa je napetost »kolena« odvisna od vrste materiala oz. glede na barvo svetlobe.

Infrardeče svetleče diode (Ga As) delujejo na valovni dolžini okrog 900nm in omogočajo višje svetlobne moči (100-500 μW) kot svetleče diode v vidnem spektru (nekaj μW). Široko področje uporabe omogoča visoka mejna frekvenca (10MHz), nevidni spekter za človeka (alarmni sistemi) in dovolj moči za neposredno optično povezavo (komunikacijo) do nekaj 100m. Za vse te diode velja, da zahtevajo tokovno napajanje (omejilni upor). Pri impulznem napajanju se dovoljen tok in posledično svetilnost lahko bistveno povečata, vendar v odvisnosti od razmerja impulz/pavza pri čemer pa ne smemo prekoračiti dopustne moči.

4.1.4 Laserska dioda

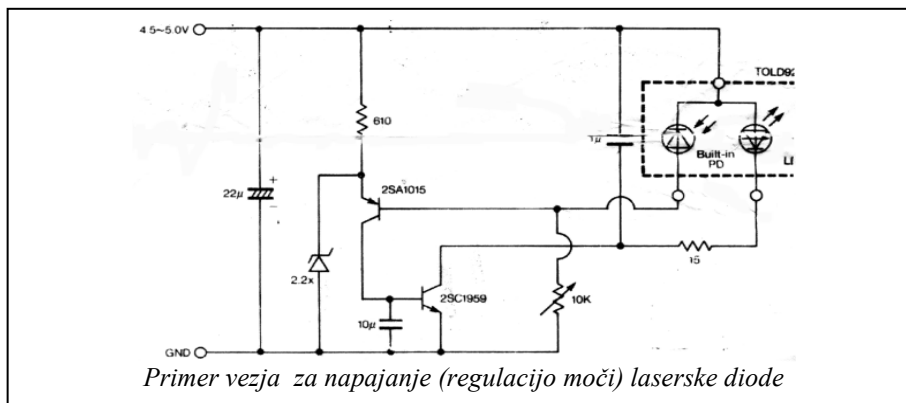
Nastanek svetlobe v laserski diodi temelji na tako imenovani inducirani emisiji. Zaradi rekombinacij ustvarjena svetloba inducira znotraj nadaljne rekombinacije, ki ji sledijo in pri tem emitirajo elektromagnetne valove iste valovne dolžine, energije, faze, polarizacije in iste smeri. Da se omogoči inducirana emisija mora imeti laserska dioda optični resonator (stranice z možnostjo odboja - ogledalo).



Animacijo delovanja laserja si lahko ogledate na naslovu:

<http://physicsstudio.indstate.edu/java/physlets/java/laser/index.html>, zelo veliko o laserjih pa najdete na spletni strani: <http://www.bithose.com/serfaq/sam/laserdio.htm>. Visoka moč laserskega žarka in številne možnosti krmiljenja omogočajo izredno široko področje uporabe laserske diode. Pogosto je v istem ohišju še fotodiode, ki se uporablja kot senzor za nadzor moči laserske svetlobe oz. za krmiljenje vezja za regulacijo intenzitete žarka.

Enostaven primer vezja za regulacijo intenzitete žarka prikazuje sledeča slika.

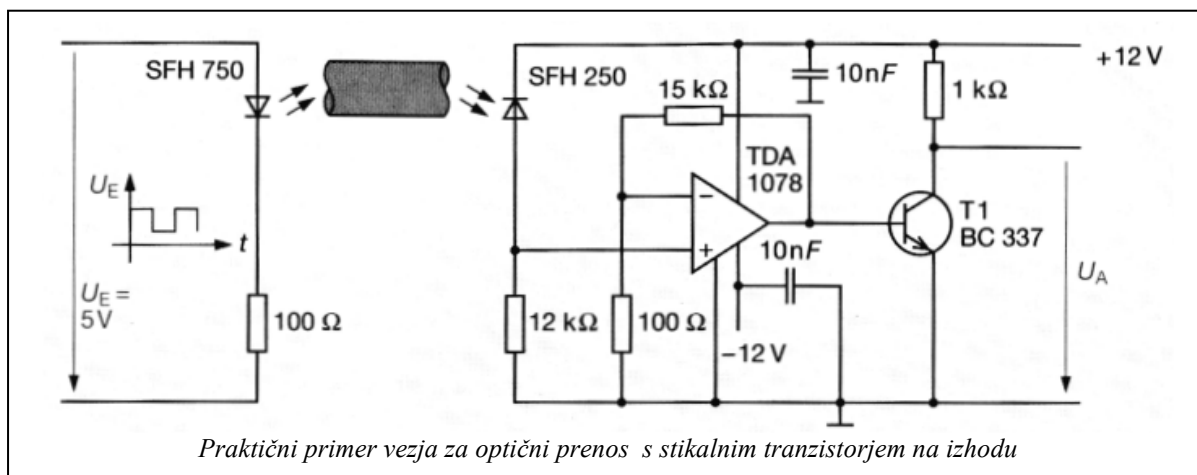
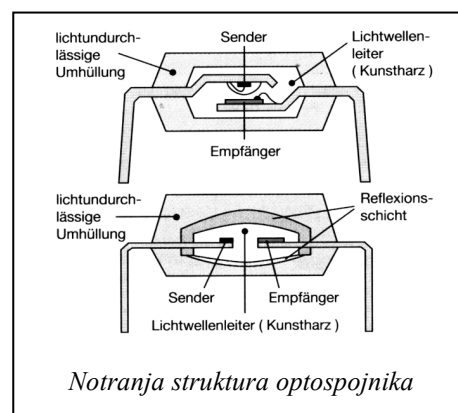
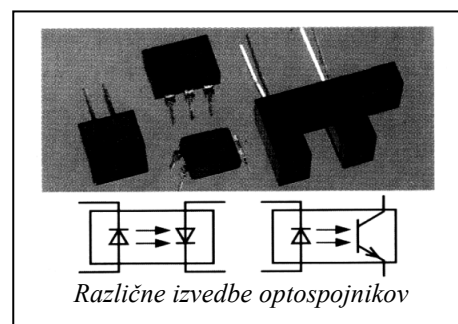


4.1.5 Optospojniki (optocoupler, optointerrupter,...)

Pri optospojniku so v istem ohišju združeni oddajnik, prenosni kanal in sprejemnik svetlobe. Glede na namen uporabe in način delovanja (digitalni signal, analogni signal, mehanska prekinjevalna bariera,...) obstajajo številne izvedbe.

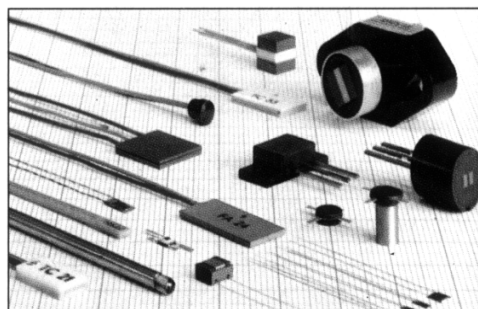
Kot oddajnik je uporabljena ena ali več IR svetlečih diod, ki s pomočjo vhodnega toka (1-30mA) generirajo svetlobni žarek, ki preko optičnega medija deluje na fotoobčutljivo komponento na izhodu. Na izhodu je lahko vse od fotodiod in različnih izvedb fototranzistorjev pa do tiristorjev in integriranih vezij (vrata, triggerji,...) in ojačevalnikov analognega signala. Glede na številne izvedbe so tudi nekateri značilni parametri specifični (npr. linearnost), za večino pa je bistvena izolacijska upornost (najmanj $10^{11}\Omega$) oziroma največja ločilna napetost. Poleg tega je značilen sklopni faktor CTR, ki predstavlja razmerje med izhodnim in vhodnim tokom.

$$CTR = \frac{I_C}{I_F} \cdot 100\%$$



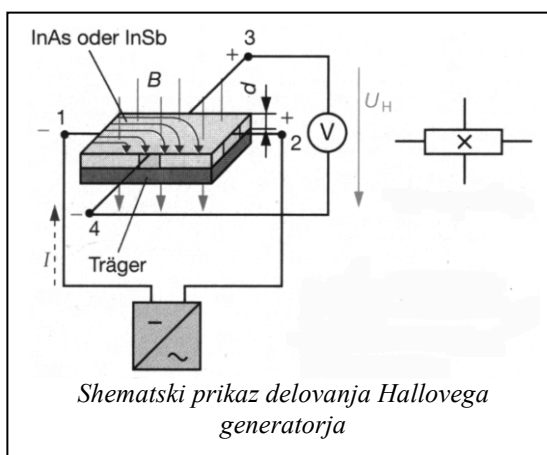
4.2 ZNAČILNEJŠE MAGNETNO OBČUTLJIVE KOMPONENTE

Med pomembnejše komponente v elektroniki spadajo tudi polprevodniške komponente, katerim se električne lastnosti spremenijo pod vplivom tujega magnetnega polja. Glede na to, da obstajajo različne izvedbe (Hallov generator, poljska plošča (*feldplate*), magnetoupor,...) jih lahko uporabljamo kot merilne pretvornike magnetne gostote v električno napetost (npr. kleščni tokovniki), za posredne meritve velikih tokov, za brezdotično zaznavanje pozicije, za elektronsko komutiranje enosmernih elektromotorjev (*brushless*), za ugotavljanje zemeljskega magnetnega polja (...).

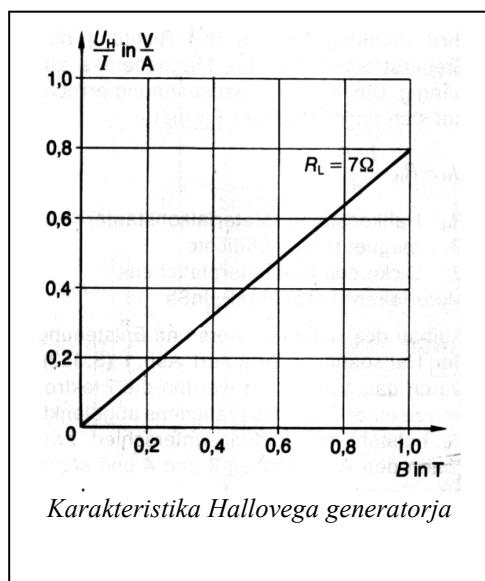


4.2.1 Hallov generator

Hallov generator predstavlja polprevodniška ploščica iz materialov kot so InAs (indijev arsenid), InAsP (indijev arsenid fosfat) ali InSb (indijev antimonid), ki imajo značilnost, da silnice zunanjega magnetnega polja premaknejo tokovne poti in tako povzročijo krajevno spremembo ohmske upornosti. V primeru, da sta dva nasprotni strani ploščice priključeni na zunanjo električno napetost, steče skozi električni tok, ki povzroči padec napetosti. V primeru, da ni prisotnosti magnetnega polja, so tokovnice homogene in sta sredinska potenciala enaka.

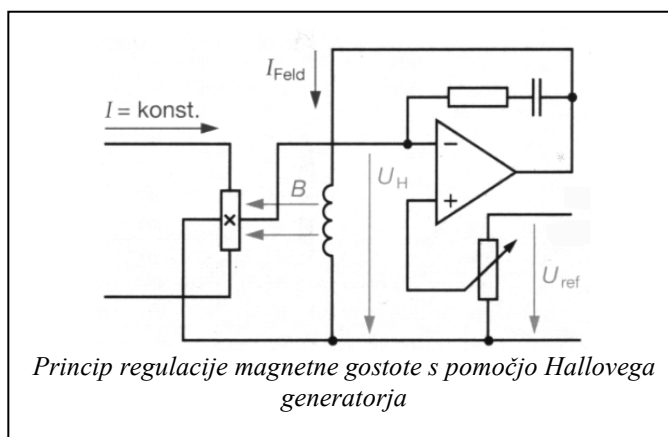


Ob vplivu magnetnega polja pa se tokovne poti premaknejo, kar ima za posledico spremembo potencialov na sredinskih priključkih in s tem posledično medsebojno napetost-Hallove napetost. Seveda je polariteta napetosti odvisna od smeri »pomožnega« toka oz od smeri magnetnega polja. Velikost Hallove napetosti je proporcionalna magnetni gostoti B , pomožnemu toku, upornosti R_H in obratno sorazmerna z debelino Hallove ploščice.



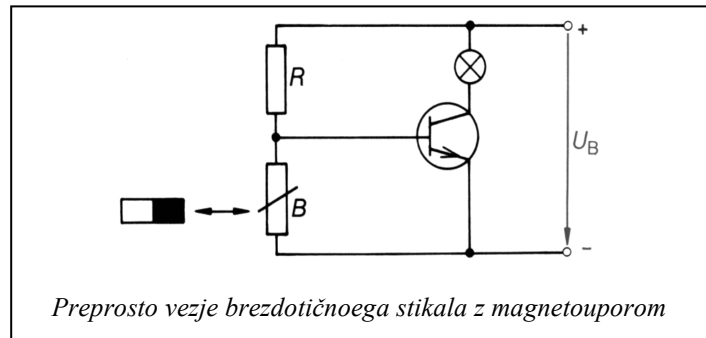
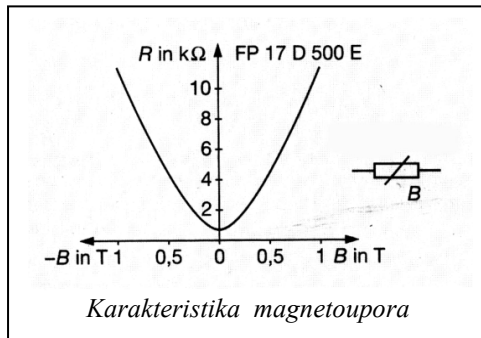
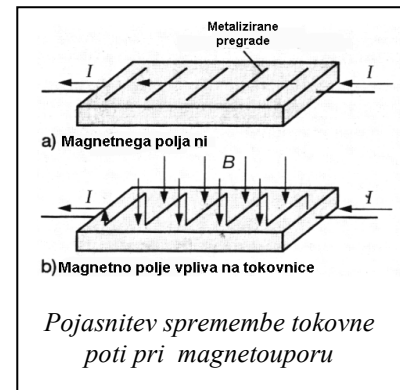
$$U_H = R_H \cdot \frac{I \cdot B}{d}$$

R_H ... konstanta materiala
 B magnetna gostota
 ddebelina ploščice



4.2.2 Magnetoupor

Magnetoupor je v magnetno občutljiv ohmski upor iz polprevodniškega materiala. Pri prisotnem magnetnem polju, se poti elektronov podaljšajo, kar ima za posledico do 20-kratno povečanje upornosti. Iz karakteristike na sliki je razvidno, da je sprememba upornosti simetrična v obeh smereh. Magnetoupor je pasivna komponenta in lahko deluje v stikalnem ali linearnem režimu. Srečamo ga v funkciji brezdotičnega zaznavanja pozicije, pri generiranju impulzov za meritev vrtljajev oz. predvsem tam kjer želimo diskretno spremembo signala.



5 OSNOVE DIGITALNIH ELEKTRONSKIH VEZIJ

Digitalni zapis podatka ali informacije je v elektronskih vezjih lahko predstavljen na več načinov (kodov), vendar je vsem skupno, da so napetostni (lahko tudi frekvenčni, fazni, impulzno širinski,...) signali v diskretni obliki. Elektronska vezja najzanesljiveje vzdržujejo dva skrajna nivoja (1,0), zato je zapis signalov podatkov v digitalni obliki najprimernejši za obdelavo. Naše okolje in različne lastnosti ki ga opisujejo, pa so analognega značaja, zato pogosto pretvorimo merjene veličine v digitalno obliko, katera omogoča s pomočjo digitalnih vezij kvalitetnejšo obdelavo, arhiviranje, prenos in druge postopke. Zanimiv primer, kjer se kaže velikanska moč digitalne tehnike je prenos analognih signalov brez vpliva šuma ali motenj, ki se pojavijo na prenosni poti. Poleg tega je pri oslavljenem digitalnem signalu vedno možna rekonstrukcija in ojačitev, kar omogoča prenos na velike razdalje brez napak (npr. internet). Vendar za človeka informacije v tej obliki pogostokrat niso primerne, zato je potreben prikaz v analogni oz. drugi primerni obliki, kar zahteva ponovno pretvorbo. Sodobna digitalna vezja omogočajo izvajanje potrebnih postopkov na različne načine, kateri se s pomočjo sodobne programske opreme, vedno bolj približujejo človekovi komunikaciji (npr. slika, razpoznavna, analiza in sinteza govora,...). Za razumevanje, analizo in sintezo kompleksnih digitalnih vezij je poznavanje temeljnih pravil in komponent digitalne tehnike nujno.

5.1 OSNOVE DIGITALNE TEHNIKE

Za zapis v digitalni obliki so najznačilnejše sledeče lastnosti:

- ✓ Podatki so v diskretni obliki (1-0; nizek nivo-visok nivo,...)
- ✓ Podatki so zapisani v obliki različnih kodov
- ✓ Operacije med podatki se izvajajo po pravilih Boolove algebre
- ✓ Podatki so lahko različne dolžine.
- ✓ Podatki so lahko zapisani v različnem formatu
- ✓ Nad podatki je možno izvajati logične in aritmetične operacije
- ✓ Podatke je možno arhivirati

5.1.1 Številski sestavi

Desetiški: uteži $\rightarrow \dots 10^2 \quad 10^1 \quad 10^0, 10^{-1} \quad 10^{-2}, \dots$ nabor znakov $\rightarrow \{0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9\}$

Dvojiški: uteži $\rightarrow \dots 2^2 \quad 2^1 \quad 2^0, 2^{-1} \quad 2^{-2} \quad 2^{-3}, \dots$ nabor znakov $\rightarrow \{1, 0\}$

Oktalni: uteži $\rightarrow \dots 8^2 \quad 8^1 \quad 8^0, 8^{-1} \quad 8^{-2} \quad 8^{-3}, \dots$ nabor znakov $\rightarrow \{0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7\}$

Šestnajstiški: uteži $\rightarrow \dots 16^2 \quad 16^1 \quad 16^0, 16^{-1} \quad 16^{-2} \quad \dots \rightarrow \{0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, A, B, C, D, E, F\}$

5.1.2 Komplementiranje števil in pretvorjanje v drug sestav

Glede na to, da v digitalnih vezjih direktnega odštevalnika ne poznamo, je potrebno operacijo odštevanja opraviti s pomočjo seštevalnika. V ta namen uporabljamo postopek za izračunavanje komplementa danega števila. Pravilo je, da mora biti vsota danega števila in njegovega komplementa vedno enaka 0. V bistvu predstavlja komplement danega števila po absolutni vrednosti enako število, vendar z nasprotnim predznakom in ga lahko izračunamo v vsakem sestavu. Vendar pa predstavlja komplementiranje pomembno vlogo le v binarnem sestavu, kjer je izvajanje odštevanja izvedeno v bistvu s pomočjo seštevanja ob predhodnem postopku komplementiranja števila katerega odštevamo. Postopek komplementiranja v dvojiškem sestavu je dvofazen, vendar enostavno izvedljiv. Najprej je potrebno posamezne

bite binarnega števila invertirati (enojni komplement), nato pa na najmanj uteženem mestu prišteti še 1 in dobljena vsota predstavlja dvojni komplement danega števila.

Primer:

Kolikšna je razlika med števili $A=1001010$ in $B=1010011$?

Dvojni komplement števila B je 0101101.

Izračun:

Število A	1001010
2" komplement števila B	+ 0101101
razlika med števili je:	1110111

Pretvarjanje števil iz enega sestava v drugega

Število v drugem sestavu pretvorimo v desetiškega tako, da enostavno seštejemo posamezne produkte števila in pripadajoče »uteži«, kot ponazarjajo sledeči primeri :

$$184,6_{(10)} = 1 \cdot 10^2 + 8 \cdot 10^1 + 4 \cdot 10^0 + 6 \cdot 10^{-1} = 184,6_{(10)}$$

$$101,1_{(2)} = 1 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0 + 1 \cdot 2^{-1} = \dots\dots$$

$$361,4_{(8)} = 3 \cdot 8^2 + 6 \cdot 8^1 + 1 \cdot 8^0 + 4 \cdot 8^{-1} = \dots\dots$$

$$B65F, A3_{(16)} = 11 \cdot 16^3 + 6 \cdot 16^2 + 5 \cdot 16^1 + 15 \cdot 16^0 + 10 \cdot 16^{-1} + 3 \cdot 16^{-2} = \dots\dots$$

Pretvorbo desetiškega števila v drugi sestav izvajamo v dveh delih tako, da najprej pretvorimo celoštevilčni del in nato še decimalni del števila in sicer:

- **Celoštevilčni del** pretvorimo tako, da celi del števila in nastale količnike delimo z osnovo željenega sestava tolikokrat, kolikokrat so količniki deljivi. Pripadajoči ostanki pri posameznih delitvah nam v naraščajočem vrstnem redu uteži predstavljajo celoštevilčni del v novem sestavu.
- **Decimalni del** pretvorimo tako, da decimalni del števila (oz. nastale produkte*, ki jih zmanjšamo za celoštevilčni del) množimo z osnovo in pri tem nam celoštevilčni del novega produkta pomeni del števila v novem sestavu na ustreznem utežnem mestu. Produkt nato zmanjšamo za celoštevilčni del (če je!), nato pa množenje ponavljamo tolikokrat, dokler je ostanek (odvisno od natančnosti pretvorbe). Če celoštevilčnega dela ni, pišemo v novem sestavu na tem utežnem mestu »0« in ponovno množimo decimalni del z osnovo. Vrstni red utežnih mest je pri tej pretvorbi ravno nasproten, kot pri pretvorbi celega dela števila.

Primer:

Desetiško število 41, 6875 želimo pretvoriti v dvojiško.

Pretvorba za celoštevilčni del

$$41_{(10)} = \dots_{(2)}$$

smer naraščanja uteži ↓

$$41:2 = 20 + \dots \rightarrow 1$$

$$20:2 = 10 + \dots \rightarrow 0$$

$$10:2 = 5 + \dots \rightarrow 0$$

$$5:2 = 2 + \dots \rightarrow 1$$

$$2:2 = 1 + \dots \rightarrow 0$$

$$1:2 = 0 + \dots \rightarrow 1$$

Rezultat:

$$41_{(10)} = \underline{101001}_{(2)}$$

101001.

Pretvorba za decimalni del

$$0,6875_{(10)} = \dots_{(2)}$$

smer naraščanja uteži ↑

$$0,6875 \cdot 2 = 0,3750 + \dots 1$$

$$0,3750 \cdot 2 = 0,7500 + \dots 0$$

$$0,7500 \cdot 2 = 0,5000 + \dots 1$$

$$0,5000 \cdot 2 = 0,0000 + \dots 1$$

Rezultat:

$$0,6875_{(10)} = \underline{0,1011}_{(2)}$$

Podobno kot pretvarjamo desetiška števila v dvojiški (binarni) sestav lahko pretvarjamo v osmiški oz. šestnajstiški (heksadecimalni) sestav. Bistvena razlika je v ostanku oz. celoštevilčnem delu, kateri je v teh primerih seveda drugačen in ga sestavljajo znaki iz novega sestava

(za osmiški sestav: $\Rightarrow 0,1,\dots,7$ oziroma šestnajstiški sestav: $\Rightarrow 0,1,\dots,9,A,\dots,E,F$).

Pravilo za smer naraščanja uteži je enako kot pri pretvorbi v binarno število.

Pogostokrat pa pri digitalnih sistemih in računalnikih poteka pretvorba med števili iz binarnega, heksadecimalnega ali števili oktalnega sestava. V tem primeru je postopek pretvorbe enostavnejši, ker pripadajo vsaki heksadecimalni enoti skupine po štiri oz. oktalni po tri binarne enote.

Primer:

Binarno število $(10110001101011,111100000110)_{(2)}$ želimo pretvoriti 8" oz. 16" sestav.

Za pretvorbo v 8 "sestav, razdelimo število od decimalne vejice na vsako stran na skupine po tri binarne enote:

010 110 001 101 011,111 100 000 110
 2 6 1 5 3, 7 4 0 6 $\Rightarrow (26153,7406)_{(8)}$

Za pretvorbo v 16 "sestav, razdelimo število od decimalne vejice na vsako stran na skupine po štiri binarne enote,:

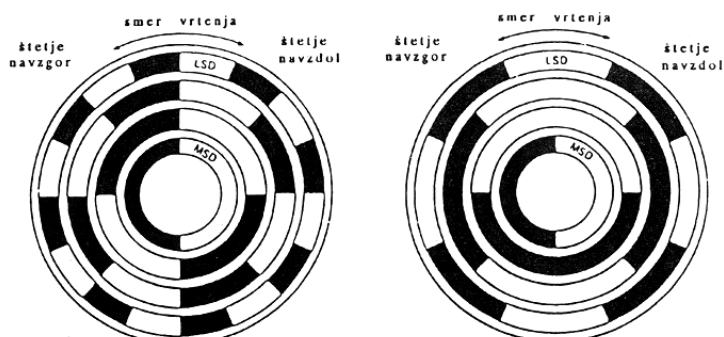
0010 1100 0110 1011,1111 0000 0110
 2 C 6 B F 0 6 $\Rightarrow (2C6B,F06)_{(16)}$

5.1.3 Kodiranje, vrste in značilnosti kodov

Kodiranje je postopek pri katerem s pomočjo črk in nekaterih posebnih znakov po določenem pravilu pretvorimo informacijo (podatek) iz ene oblike v drugo. Cilj tega postopka je lahko različen glede na namen (zajemanje informacije, digitalna obdelava signalov, zaščita podatkov, ...), vendar je pri digitalnih vezjih kodiranje predpogoj za katerokoli logično ali aritmetično operacijo. Večinoma je potrebno kodirati decimalna števila, črke, značilnejše in namenske funkcije, ki jih človek enostavno razume, digitalni sistem pa ne. Kodiranje je neke vrste prevajanje na nivo strojnega jezika. Glede na področje uporabe, razlikujemo več vrst kodov, kateri s svojimi različnimi značilnostmi omogočajo dodatne funkcije (npr. enostavnejše procesiranje, enostavno tvorjenje komplementa (Excess-3), preverjanje pravilnosti prenosa,...).

Kodiranje decimalnih števil

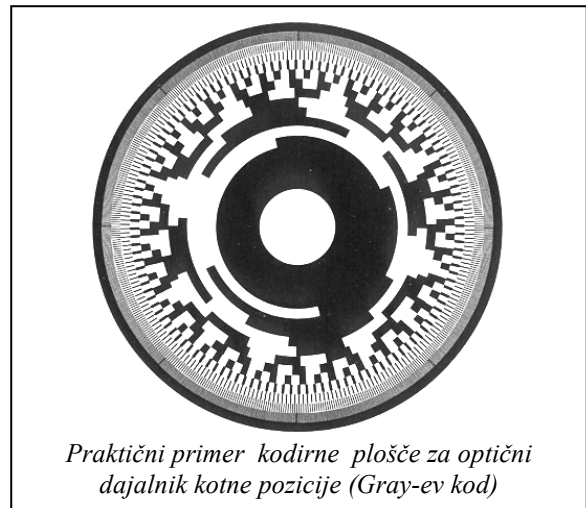
Decimalna števila so lahko kodirana z BCD kodi (*Binary Coded Digit*), ki so lahko utežnostni, neutržnostni (enokoračni, reflektivni) ali pa s kodi, za katere je značilno, da so istočasno enokoračni in reflektivni (npr. Grayev kod). Enokoračno pomeni, da se pri prehodu števila spremeni samo en bit v kombinaciji, reflektivno pa, da se kombinacije (besede), ki so enako oddaljene od horizontalne simetrale razlikujejo vedno le za en bit.



Kodni vzorec za 8-4-2-1 kod

Kodni vzorec za Gray-ev kod

Takšen kod se uporablja npr. pri digitalnih pomičnih merilih, merilnih letvah za obdelovalne stroje, dajalnikih kotne pozicije- enkoderjih, kar omogoča večjo zanesljivost in enostavno kodiranje-dekodiranje s pomočjo logičnih operacij. Za večjo zanesljivost je potrebno dodati še en bit za kontrolo paritete, s čimer je možno sproti preverjati pravilnost prenosa. Drugačno možnost »varovanja« nudi npr. Hamming-ov kod za katerega je značilno, da morajo vsaki spremembi na vhodu, slediti spremembe stanj najmanj treh od sedmih bitov. Na ta način sta zanesljivo prepoznani dve istočasni morebitni napaki.



Primerjava značilnejših kodov

deci- malno število	BCD koda				
	8 4 2 1	2 4 2 1	4 2 2 1	8 4-2-1*	Bikvinarna
0	0 0 0 0	0 0 0 0	0 0 0 0	0 0 0 0	0 1 0 0 0 0 1
1	0 0 0 1	0 0 0 1	0 0 0 1	0 1 1 1	0 1 0 0 0 1 0
2	0 0 1 0	0 0 1 0	0 0 1 0	0 1 1 0	0 1 0 0 1 0 0
3	0 0 1 1	0 0 1 1	0 0 1 1	0 1 0 1	0 1 0 1 0 0 0
4	0 1 0 0	0 1 0 0	1 0 0 0	0 1 0 0	0 1 1 0 0 0 0
5	0 1 0 1	1 0 1 1	0 1 1 1	1 0 1 1	1 0 0 0 0 0 1
6	0 1 1 0	1 1 0 0	1 1 0 0	1 0 1 0	1 0 0 0 0 1 0
7	0 1 1 1	1 1 0 1	1 1 0 1	1 0 0 1	1 0 0 0 1 0 0
8	1 0 0 0	1 1 1 0	1 1 1 0	1 0 0 0	1 0 0 1 0 0 0
9	1 0 0 1	1 1 1 1	1 1 1 1	1 1 1 1	1 0 1 0 0 0 0

Nekatere vrste različno uteženih BCD kodov
* pomišljaj predstavlja predznak » minus«

Binarna koda	Gray-eva koda
0 0 0 0	0 0 0 0
0 0 0 1	0 0 0 1
0 0 1 0	0 0 1 1
0 0 1 1	0 0 1 0
0 1 0 0	0 1 1 0
0 1 0 1	0 1 1 1
0 1 1 0	0 1 0 1
0 1 1 1	0 1 0 0
1 0 0 0	1 1 0 0
1 0 0 1	1 1 0 1
1 0 1 0	1 1 1 1
1 0 1 1	1 1 1 0
1 1 0 0	1 0 1 0
1 1 0 1	1 0 1 1
1 1 1 0	1 0 0 1
1 1 1 1	1 0 0 0

Primerjava Gray-evega koda s čistim binarnim kodom

Kodiranje alfanumeričnih znakov

Za kodiranje alfanumeričnih znakov je v uporabi ASCII (American Standard Code for Information Interchange), katera je 7-bitna in omogoča kodiranje 128 znakov. Ob dodatku še enega bita (8-bitov), omogoča tudi parnost in s tem možnost odkrivanja napak. Kodno tabelo najdemo v elektrotehniškem priročniku, podrobnejši postopki pa že presegajo osnovni uvod v digitalno tehniko.

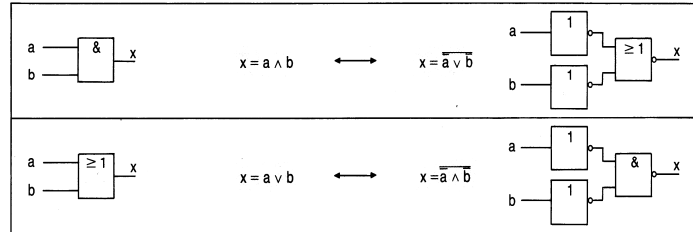
5.1.4 Pravila Boolove algebre

Zanimivo je, da je angleški filozof George Boole, že okoli leta 1850 pisal članke o matematični analizi logike, vendar so šele desetletja pozneje opazili pomembnost njegovega dela. Leta 1937 je namreč C.E. Shannon uporabil Boolove ideje pri poenostavljanju preklopnih vezij v telefoniji. Od takrat se je njegovo delo pod imenom Boolova algebra močno razširilo in pomeni danes osnovo pri konstrukciji in analizi digitalnih sistemov.

- Boolova algebra pozna le dve spremenljivki (0,1), nad katerimi lahko ob upoštevanju pravil izvajamo sledeče osnovne operacije:
- Disjunkcija, logična ALI (or, oder).....+ ; ∨
 - Konjunkcija, logični IN (and, und)...• ; & ; ∧
 - Negacija spremenljivke, funkcije,..... — ;

De- Morganov izrek, omogoča pretvarjanje logičnih enačb iz ene oblike v drugo, kar je pri sintezi logičnih vezij večkrat potrebno zaradi poenostavljanja ali preureditve logičnih izrazov. V praksi to pomeni, da je možno isto logično vezje realizirati na več različnih načinov in z minimalnim številom različnih osnovnih gradnikov. Ta vidik je lahko (npr. pri serijski proizvodnji vezij) zaradi zanesljivosti in znižanja stroškov bistvenega pomena (nabava velike količine → nižja cena).

- Dvojna negacija spremenljivke
- Dvojna negacija konjunkcije
- Dvojna negacija disjunkcije



Minterm- m_i je logični produkt vhodnih spremenljivk pri (i -ti) kombinaciji:

$$m_i = x_1 \cdot x_2 \cdot \dots \cdot x_n$$

Maksterm- M_i je logična vsota vhodnih spremenljivk pri (i -ti) kombinaciji:

$$M_i = x_1 + x_2 + \dots + x_n$$

Normalna disjunktivna oblika:

$$f(x_1, x_2, \dots, x_n) = \sum_{i=1}^{2^n} \alpha_i \cdot m_i = \alpha_1 \cdot m_1 + \alpha_2 \cdot m_2 + \dots + \alpha_n \cdot m_n$$

Disjunktivna oblika logične funkcije zajema **logično vsoto vseh mintermov** pri katerih je funkcija v stanju »1«

Normalna konjunktivna oblika:

$$f(x_1, x_2, \dots, x_n) = \prod_{i=1}^{2^n} (\alpha_i + M_i) = (\alpha_1 + M_1) \cdot (\alpha_2 + M_2) \cdot \dots \cdot (\alpha_n + M_n)$$

Konjunktivna oblika logične funkcije predstavlja **logični produkt vseh mintermov** pri katerih je funkcija v stanju »0«

V praksi se največkrat poslužujemo disjunktivne oblike logične funkcije, ker jo običajno lažje zapišemo na podlagi predstavitve problema (logična tabela, algoritem, časovni diagram, ...).

Npr.: Izhodna funkcija bo aktivna pri prvi vhodni kombinaciji ALI pri drugi kombinaciji ALI ... (vse ostale kombinacije, pri katerih mora biti funkcija aktivna)

Seveda v funkciji odpadejo vsi členi pri katerih funkcija ni aktivna ($\alpha_i=0$), kar zapis običajno močno skrajša.

5.2 KOMBINACIJSKA VEZJA

Za kombinacijska vezja je značilno, da logično stanje posameznih izhodov zavisi izključno od trenutnih stanj na vseh vhodih vezja (vhodna kombinacija).

Sinteza kombinacijskega vezja obsega sledeče postopke:

- Zapis problema v obliki pravilnostne tabele, logične enačbe ali časovnega diagrama
- Zapis pravilnostne tabele z upoštevanjem vseh možnih vhodnih kombinacij
- Zapis funkcijskih enačb za posamezne izhode.
- Minimizacija funkcijskih enačb z upoštevanjem kombinacij, ki normalno ne nastopijo
- Zapis enačb v minimizirani obliki in pretvorba enačb glede na predvideno izbiro gradnikov
- Zasnova vezja na simbolni ravni.
- Konstrukcija vezja na osnovi izbranih realnih integriranih vezij (npr. CD40HC04, ...)
- Preizkus vezja v obliki simulacije in/ali prototipa realnega vezja.

Primer:

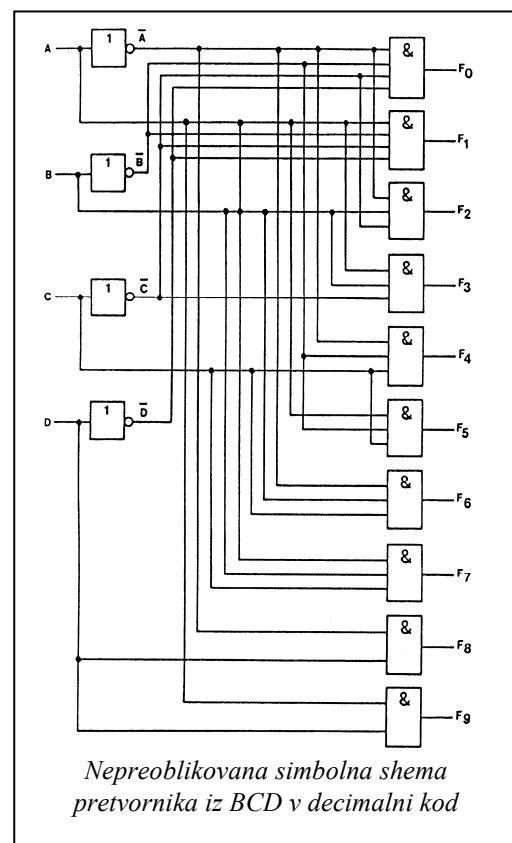
Naredimo sintezo kombinacijskega vezja, ki bo vhodne kombinacije v BCD kodu pretvorilo v desetiški kod na izhodu.

BCD vhod				Decimalni izhod									
D	C	B	A	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0
0	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0
0	1	0	1	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0
0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0
0	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0
1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0
1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1
1	0	1	0										
1	0	1	1										
1	1	0	0										
1	1	0	1										
1	1	1	0										
1	1	1	1										

1	0	1	0	$\bar{A}\bar{B}CD$
1	0	1	1	$A\bar{B}CD$
1	1	0	0	$\bar{A}BCD$
1	1	0	1	$A\bar{B}CD$
1	1	1	0	$\bar{A}BCD$
1	1	1	1	$ABCD$

Opis postopka!

Pravilnostna tabela podaja odvisnost izhodnih funkcij od vhodnih kombinacij. Iz tabele za vsako funkcijo izpišemo vse kombinacije, kjer je stanje »1«, pri minimizaciji pa upoštevamo tudi kombinacije, ki ne nastopajo (redundantna stanja). Minimizirane oblike izhodnih funkcij-enačb, po potrebi še preuredimo, da lahko vezje realiziramo z izbranimi gradniki.



Analiza kombinacijskega vezja poteka v obratni smeri in obsega sledeče:

- Primerna označitev vhodov in izhodov na obstoječem vezju
- Sestava funkcijskih enačb v disjunktivni obliki ali zapis pravilnostne tabele
- Predstavitev vhodno/izhodnih odvisnosti na najbolj primerni obliki

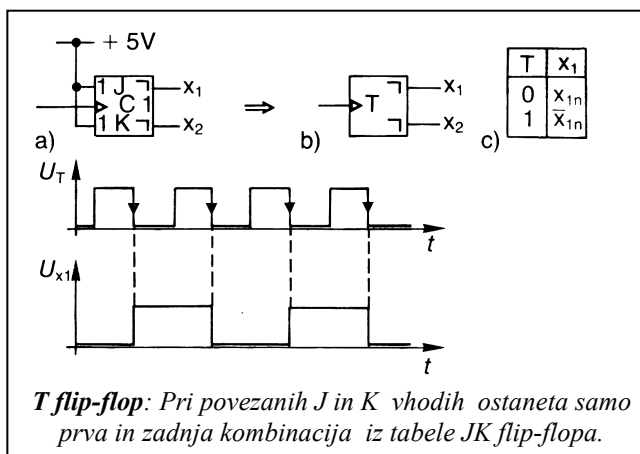
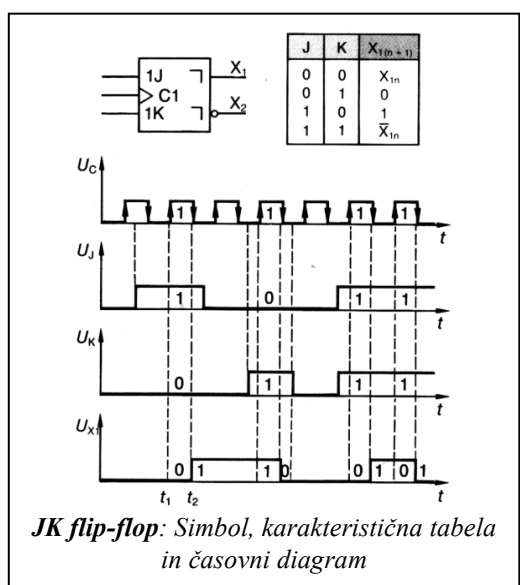
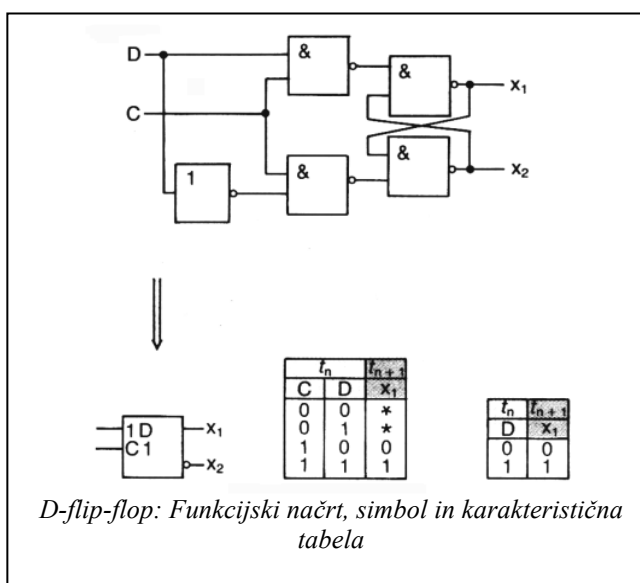
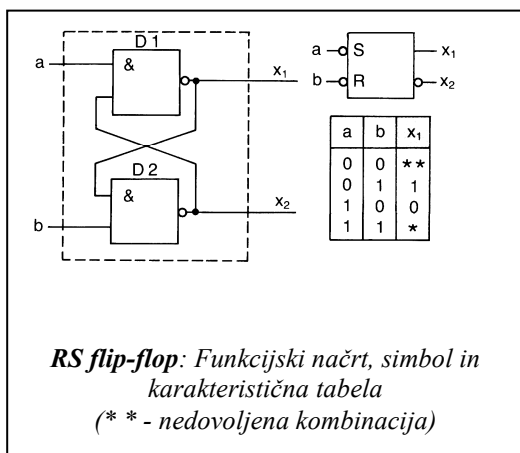
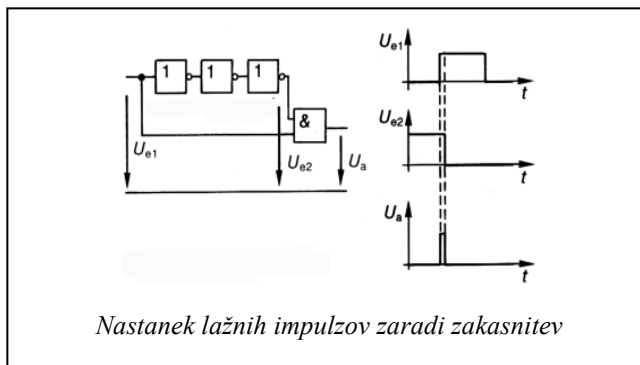
Analiza nam omogoča, da za obstoječe logično vezje ugotovimo vhodno/izhodno zakonitost in zapišemo logično odvisnost v primerni obliki. Logična odvisnost je lahko podana na različne načine (funkcijska tabela, logične enačbe, časovni diagram, simbolni načrt,...).

Pri analizi in sintezi pa je zelo pomembno, da »zajamemo« vse možne vhodne kombinacije, tudi tiste, ki jih predvidoma normalno ne bo, saj jih morda lahko upoštevamo pri poenostavljanju.

5.3 SEKVENČNA VEZJA

Z različnimi medsebojnimi povezavami osnovnih operatorjev, so realizirani tudi osnovni operatorji sekvenčnih vezij (*flip-flopi*). Flip-flopi (FF) so digitalni gradniki, ki so sposobni hraniti 1 bit informacije. Za FF je skupno, da imajo vhode, ki jih lahko razdelimo na kontrolne (npr. Cp), sinhrono (RS, D, T, JK) in asinhrono (CLEAR, PRESET,...), ter dva antivalentna izhoda Q. Glede na izvedbo in namen FF so lahko tudi brez nekaterih priključkov, vendar funkcija ostane ista. Logična stanja na sinhronih vhodih vplivajo na izhod le ob prisotnem taktne impulzu, medtem ko stanja asinhronih vhodih vplivajo neodvisno in kadarkoli. Za JK in T izvedbe FF je značilno proženje pri prehodu iz 1 na 0, medtem ko je za D značilno proženje pri prehodu taktne impulza iz 0 v 1.

Odvisno od izvedbe je lahko proženje flip-flopa na pozitiven (0-1) ali na negativen prehod (1-0) taktne (sinhronizacijskega) impulza- Cp. Vsak logični gradnik povzroči določeno zakasnitev. Pri vzporednih povezavah lahko zaradi različnih zakasnitev pride do lažnih (hazardnih) impulzov, kateri lahko povzročijo napačno delovanje vezja.



!!!Ponoviti: Standardna sekvenčna vezja (registri, latch vezja, števc, delilniki frekvence,...)

5.3.1 Sinteza in analiza sekvenčnih vezij

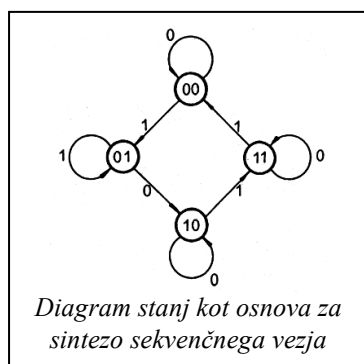
Za sekvenčna vezja je značilno, da logično stanje na posameznih izhodih zavisi od trenutnih stanj na vseh vhodih vezja (vhodna kombinacija) in od trenutnih notranjih stanj pomnilnih celic.

Sinteza sekvenčnega vezja obsega sledeče postopke:

- Zapis problema v obliki diagrama stanj ali časovnega diagrama
- Zapis tabele prehajanja stanj spominskih celic (flip flop-ov) v dveh intervalih ob upoštevanju vseh možnih vhodnih kombinacij
- Izbrati potrebno število in primeren tip flip-flop-ov
- Ob upoštevanju vzbujevalne tabele izbranega tipa flip-flop-a dopolniti tabelo prehajanja stanj v vzbujevalno tabelo sekvenčnega vezja.
- Zapis logičnih enačb za vzbujanje vhodov posameznih flip-flop-ov in minimiziranje enačb
- Zapis enačb v minimizirani obliki in pretvorba enačb glede na predvideno izbiro gradnikov
- Zasnova vezja na simbolni ravni
- Konstrukcija vezja na osnovi izbranih realnih integriranih vezij (npr. CD40HC27)
- Preizkus vezja v obliki simulacije in/ali prototipa realnega vezja

Primer:

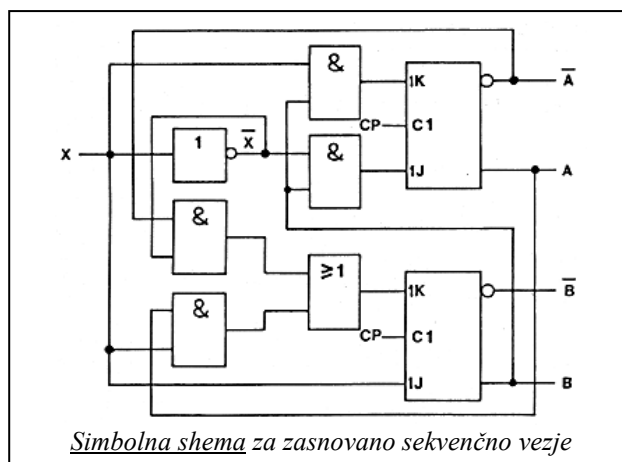
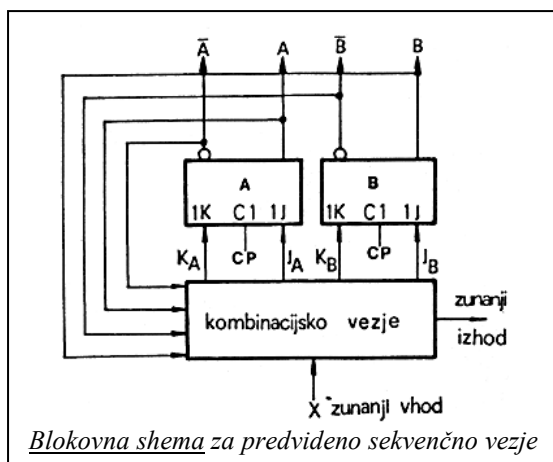
Sinteza sekvenčnega vezja:



Vzbujevalna tabela predvidenega sekvenčnega vezja

Vhodi kombinacijskega vezja			Izhodi kombinacijskega vezja (vhodne funkcije)						
Sedanje stanje	Vhod		Naslednje stanje		Vhodi v FF				
A	B	x	A	B	JA	KA	JB	KB	
0	0	0	0	0	0	X	0	X	
0	0	1	0	1	0	X	1	X	
0	1	0	1	0	1	X	X	1	
0	1	1	0	1	0	X	X	0	
1	0	0	1	0	X	0	0	X	
1	0	1	1	1	X	0	1	X	
1	1	0	1	1	X	0	X	0	
1	1	1	0	0	X	1	X	1	

Na podlagi diagrama stanj narišemo blokovno shemo in napišemo pravilnostno tabelo. Vpišemo tudi kombinacije, ki ne nastopajo. Izberemo izbrani tip FF in tabelo dopolnimo z vzbujevalno funkcijo tega FF. Iz tabele dobimo funkcije za krmiljenje posameznih FF preko sinhronih vhodov. Funkcije minimiziramo in narišemo simbolno shemo, kjer vhode FF povežemo preko teh funkcij z izhodi. Na podlagi simbolne sheme izberemo komponente, narišemo električno vezje in opravimo preizkus (računalniška simulacija delovanja, testiranje realnega vezja).



Analiza sekvenčnega vezja poteka v obratni smeri!

5.4 NAČRTOVANJE S KOMPONENTAMI NIZKE STOPNJE INTEGRACIJE

Prehod od simboličnega zapisa logične funkcije k elektronskemu vezju, ki je sposobno opravljati to logično operacijo, prinaša s seboj poleg zahteve po poznavanju standardnih komponent še vse ostale tehnične in ekonomske faktorje, kot so cena, zanesljivost, hitrost delovanja itd. Zato je nujno vedeti katere faktorje je potrebno upoštevati in predvsem kako graditi vezja, da bodo ustrezala zahtevanim kriterijem.. Glede na obsežnost in specifičnost problema lahko uporabimo integrirana vezja nizke stopnje integracije (*SSI-small scale integration*), srednje stopnje (*MSI*), velike (*LSI*) ali zelo velike (*VLSI*) stopnje. Konstrukcija vezja z vsako od teh stopenj zahteva osnovna poznavanja pravil digitalne tehnike. Na tem nivoju obravnavamo sintezo enostavnejših vezij, ki bodo sestavljena s komponentami nizke stopnje integracije za zahtevnejša pa uporabimo vezja s programirljivo logiko, mikrokontrolerje ali še kompleksnejša vezja . Vendar sta vsaj dva razloga, da osnovno znanje še vedno potrebujemo.

Na prvem mestu nam to znanje olajša razumevanje funkcij in načinov povezovanja komponent višjih stopenj integracije, na drugem pa omogoči medsebojno kombiniranje standardiziranih komponent višje stopnje za doseg učinkovitejše oz. zmogljivejše rešitve obsežnejšega problema.

Poleg ostalih zahtev je cena vsakega izdelka pogosto bistvena postavka, katera je včasih celo na prvem mestu. Cena se lahko bistveno razlikuje, če vezje sestavljajo posebno izdelane komponente ali če je sestavljeno iz standardnih komponent. Glede na velikost serije, zahtevnosti funkcij, razpoložljive velikosti vezja in drugih pogojev pri izdelku, zavisi tudi način izdelave vezja. V nekaterih primerih je cenejše uporabiti namensko razvita integrirana vezja (npr. izdelki široke potrošnje), pri unikatnih izdelkih, podsklopih ali manjših serijah pa je ekonomsko bolj opravičljivo izdelati vezje iz standardnih komponent, ki so izdelane v velikih serijah, so standardizirane, lahko dobavljive (za proizvodnjo, za kasnejša popravila) in poceni. V smislu zmanjšanja in poenotenja standardnih digitalnih integriranih vezij je smiselno uporabljati NAND, NOR, XOR gradnike, kajti z njimi lahko realiziramo vse ostale funkcije. Pri prototipnih in kompleksnejših vezjih je mnogo ugodneje v ta namen uporabiti cenene mikrokontrolerje, ki jim preko programa definiramo željeno zakonitost delovanja.

Konstrukcijo digitalnega vezja lahko izvedemo na različne načine. Eni temeljijo na pretvarjanju logičnih enačb po pravilih logike ali na pretvorbi funkcijskega načrta - simbolnega vezja v realno izvedljivo digitalno vezje. Zadnja metoda je bolj pregledna in se je pogosteje poslužujemo.

Hitrost delovanja predstavlja pogostokrat pomembno zahtevo, ki ni odvisna samo od primerne izbire družine, temveč še od števila serijsko vezanih členov. V takih primerih je potrebno poseči po komponentah s čim krajšim zakasnilnim časom in poskrbeti za to, da bo število serijsko vezanih členov čim manjše. Vsa vrata, ki dobivajo vhodne signale izključno od zunaj, tvorijo prvi nivo digitalnega vezja. Vrata, ki dobivajo vsaj en vhodni signal iz prvega nivoja, tvorijo drugi nivo in po enakem postopku naprej. Zakasnilni čas celotnega vezja je enak kar seštevek vseh zakasnilnih časov posameznih gradnikov (npr. vrat), ki se pojavljajo na vseh nivojih vezja. Pri sodobnih programirljivih vezjih je na voljo tudi programska oprema, ki optimira notranjo strukturo vezja glede na hitrost (npr. pri načrtovanju FPGA vezij).

Obremenitvene faktorje digitalnih vezij (*Fan IN*, *Fan OUT*) je pri načrtovanju ne smemo prekoračiti, če želimo zanesljivo delovanje. Na posamezen izhod je dovoljeno priključiti le omejeno število vhodov. Zaradi lažjega računanja pa poraba posameznega vhoda in izhodna zmogljivost nista podani v obliki toka, temveč z obremenilnimi faktorji. Vhodni faktor *Fan IN* definira koliko »standardnih obremenitev« predstavlja določen vhod. Izhodni faktor *Fan OUT* pa definira koliko »standardnih obremenitev« je še lahko priključenih na ta izhod (npr. na izhod z $Fan OUT=10$ je lahko priključenih 5 vhodov z obremenilnim faktorjem 2 oz. 10 vhodov z obremenilnim faktorjem 1). Kadar to ni mogoče si pomagamo z vključitvijo ojačevalnikov (*bufferji*).

5.5 DIGITALNA VEZJA NA OSNOVI PROGRAMIRLJIVE LOGIKE

Za enostavna programirljiva logična polja je značilno, da so sestavljena iz matrične strukture, ki vsebuje komponente-vrata logičnega polja IN in iz matrike komponent logičnega polja ALI. Vse komponente v obeh matričnih strukturah so s številnimi programirljivimi povezavami med sabo tudi univerzalno povezane (vse možne kombinacije). S pomočjo programiranja ima uporabnik možnost, da v programirljivem delu logičnega polja s pomočjo programatorja in ustrezne programske opreme vzpostavi oz. prekine potrebne povezave. Na ta način se nepotrebne oz. škodljive povezave prekinajo, ostanejo pa tiste, ki omogočajo realizacijo željenih logičnih funkcij. S takšnimi vezji je mogoče načrtovati zaključene sklope digitalnih vezij v enem samem integriranem vezju.

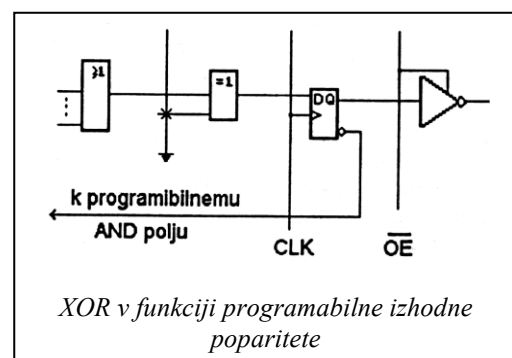
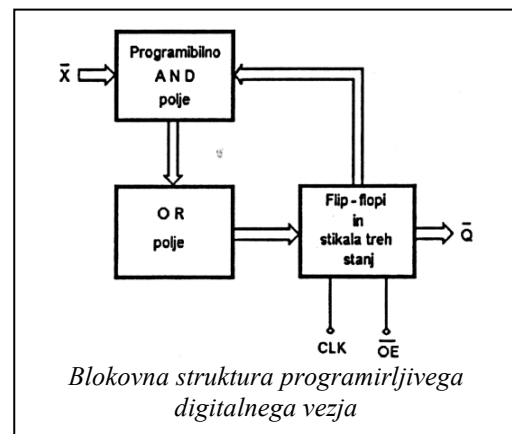
Glede na to, katera od obeh matrik je fiksna (uporabnik je ne more spreminjati) in katera je programirljiva ločimo: **PAL** (programirljivo polje IN, fiksno polje ALI), **PROM** (fiksno polje IN, programirljivo polje ALI) in **PLA** (programirljivo polje IN, programirljivo polje ALI). Vse tri vrste PROM, PAL in PLA so izvedene v bipolarni tehniki in za katere je značilno, da se pri postopku programiranja neželjene povezave prekinjajo. Vsaka povezava v matriki vsebuje tudi oslABLjeno točko, ki jo je mogoče pri postopku programiranja trajno prekiniti s povečanim tokom. Zaradi fizičnih prekinitev postopek seveda ni reverzibilen in je zato možno le enkratno programiranje pri katerem se sprošča tudi precej toplote. V elektronskih vezjih jih najdemo v obliki karakter generatorjev, kodnih pretvornikov, kodnih ključev ipd., vendar niso več primerna za novo vgradnjo. V novejšem času so jih izpodrinila sodobnejša in zmogljivejša programirljiva vezja tipa **GAL**.

GAL (*Generic Array Logic*) so programirljiva logična polja v MOS tehnologiji, za katere je značilno, da so za križne povezave v matričnem polju uporabljeni MOSFET transistorji, ki so normalno vsi v neprevodnem stanju. Glede na to, da lahko s pomočjo programiranja definiramo stanje prevodnosti MOSFET transistorja, je mogoče večkratno spreminjanje zakonitosti logičnih funkcij – reverzibilen proces. Poleg tega imajo GAL vezja vgrajeno na izhodu še makro celico, kateri je prav tako možno s programiranjem določiti način delovanja. Ker makro celice vsebujejo tudi flip-flope je možno z GAL vezji izvesti tudi različna sekvenčna vezja, poleg tega pa omogočajo, da lahko izhode uporabimo tudi kot vhode.

Arhitektura programirljivih vezij

Glede na to, da programirljiva vezja vsebujejo veliko število medsebojnih povezav, bi postalo vezje popolnoma nepregledno, če bi vrisali vse črte. Zato je v uporabi simboličen način ponazarjanja večjega števila povezav s skupnimi lastnostmi, vendar pa je možno preko zunanjih priključkov vsako od povezav enoumno nasloviti in jo programirati. Obstaja veliko različnih izvedb teh vezij, vse z namenom, da bi bila čim bolj univerzalno uporabljiva. Nekatera vezja omogočajo tudi notranje generiranje signalov kot npr. *output enable* (OE) ali urinih impulzov (CLK). Zelo uporabljiva lastnost je tudi programirljivost izhodne polaritete.

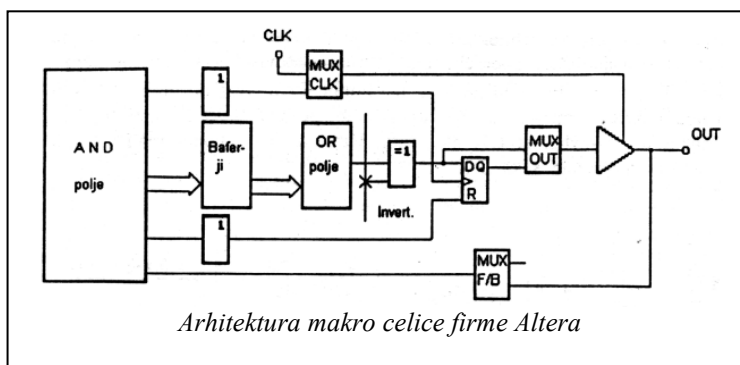
Slika prikazuje del programirljivega vezja, pri katerem je poleg ostalega programirljiv tudi en vhod XOR člena, kar omogoča negacijo. Ta vhod je normalno priključen na potencial mase in v tem primeru deluje XOR le kot vmesnik-buffer. V primeru programiranega stanja na drugem vhodu XOR v logično 1 (prekinjena povezava) pa postane XOR v funkciji negatorja vhodnega signala.



5.5.1 Programirljiva vezja tipa GAL

Za razliko od družine PAL vezij, ki so v bipolarni tehnologiji, so GAL vezja v CMOS tehnologiji, kar omogoča še večjo zmogljivost in imajo namesto navadnih spominskih celic tako imenovane makro celice. v makro celici jepoleg spominskih celic še nekaj programirljivih multipleksorjev, ki omogočajo spreminjanje konfiguracije makro celice, kar pomeni, da lahko uporabnik sam izbira arhitekturno zasnovo sekvenčnega dela vezja. Glede na proizvajalca obstajajo določene razlike v arhitekturni zasnovi makro celice.

Makro celica na sliki (Altera) ima vgrajene tri multipleksorje, ki omogočajo neodvisno programiranje izhodnih linij, povratnih zvez in taktnih impulzov za vsako celico posebej. Seleksijski vhodi multipleksorjev-MUX so krmiljeni z izhodi EEPROM vezja (na sliki niso prikazani).



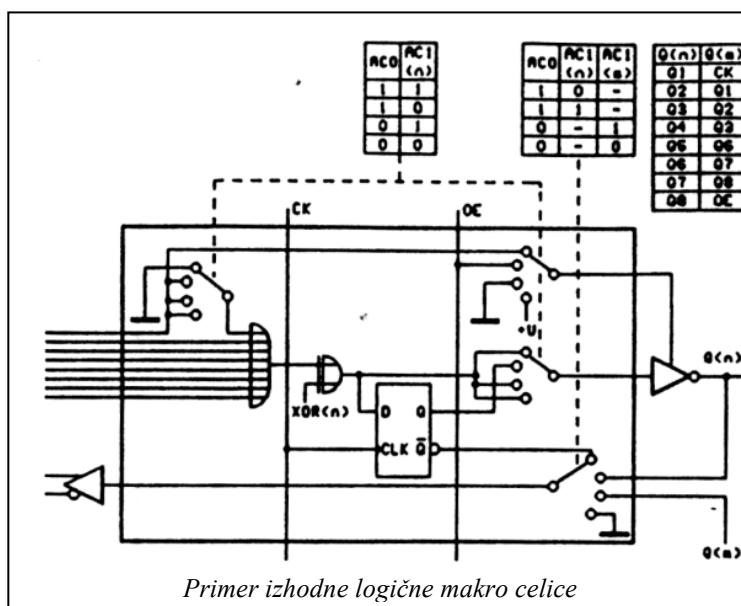
Izhodni MUX *OUT* določa ali bo izhod sekvenčen ali kombinacijski (kombinacijski bo takrat ko bo namesto izhoda izbran vhod v spominsko celico). MUX *F/B* v povratni vezavi odloča o tem ali bo vhod v AND polje priključen na izhod spominske celice ali pa na zunanji signal. Na ta način lahko programiramo zunanje priključke tako, da so vhodi ali pa izhodi in za vsako celico posebej.

Nekatere izvedbe imajo v celici dve povratni vezavi, kar omogoča, da lahko izkoristimo spominsko celico za notranje stanje, pripadajoč priključek (izhod) pa kot neodvisen vhod, kar bistveno poveča izkoriščenost vezja. MUX *CLK* omogoča izbiro urinega impulza med zunanjim ali notranjim - v makro celici generiranim signalu. Ker je drugi urin (taktni) vhod generiran z neko konjunkcijo, je takt lahko tudi kombinacija neodvisnih vhodov ali pa zunanjega taktnege signala.

Režimi delovanja makro celice

Celico programiramo s pomočjo bitov SYN, AC=, AC1(n) in XOR(n). Bit a SYN in AC= imata vpliv na vsa makro celice istočasno, medtem ko lahko bita AC1(n) in XOR(N) določimo za vsako celico posebej.

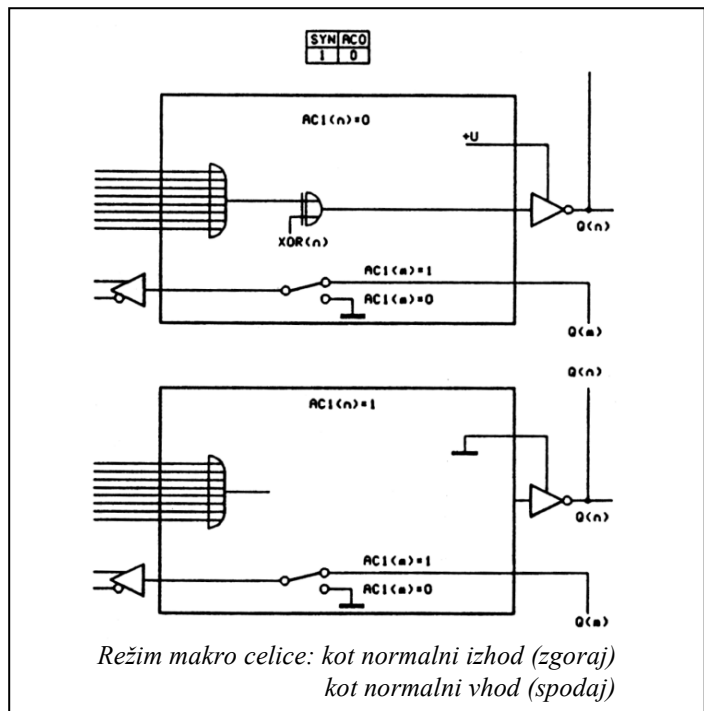
Izhodi AND vezij so priključeni na OR vezje z 8 vhodi. Eden od izhodov je lahko priključen tudi na trinivojski inverter na izhodu. Stanje bitov AC= in AC! vpliva na položaj »preklopnikov«. XOR bit vpliva na XOR vezje: 0 stanje prepušča, 1 pa invertira. SYN bit v stanju 0 omogoči povezave CK in OE. $Q_{(n)}$ predstavlja izhod makro celice, $Q_{(m)}$ pa je izhod sosednje makro celice (glej tabelo na sliki desno).



Režim: Normalni izhod ali vhod.

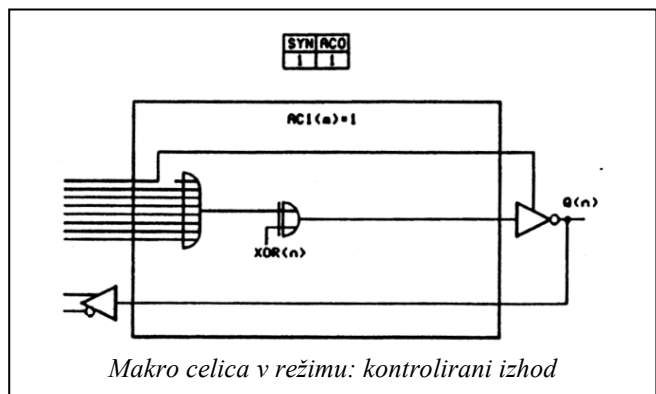
Pri tem načinu je stanje izhoda odvisno od stanja na vseh vhodih in na povratnih vezavah. Izhod pa je lahko tudi onemogočen, zato se v tem primeru izhodna sponka uporabi kot vhod in je priključena na vhod povratne vezave naslednje makro celice.

Bit SYN je na logični 1, bit AC= pa na logični 0. XOR bit invertira izhod OR vezja, če je na 1, sicer pa prepušča. Če je bit AC! na 0, je izhod omogočen, če pa je AC! na 1, je onemogočen in ga lahko uporabimo kot vhod. Stanje bita AC! sosednje celice določa povezavo vhoda povratne vezave na maso ali na izhod sosednje makro celice. Sosednja makro celica je zgornja za makrocelice 2,3 in 4, ter spodnja za celice 5,6 in 7. Vhod povratne vezave skrajnih makro celic je priključen na sponko CK ali OE. Za dodatne vhode uporabimo najprej zunanje makro celice.



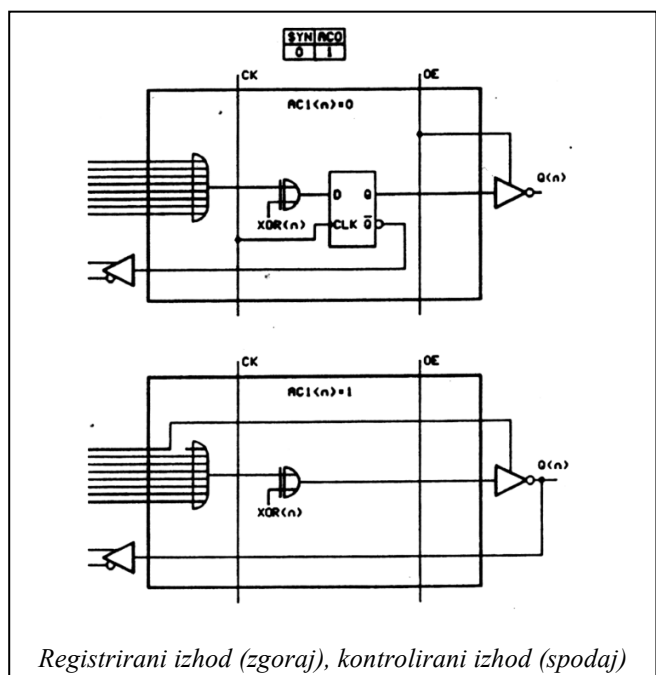
Režim: Kontrolirani izhod

V tem načinu je eden od vhodov OR vezja uporabljen za kontrolo izhoda (ali je izhod aktiven ali pa v stanju visoke impedance). Ostalih 7 vhodov OR vezja pa vpliva na logično stanje izhoda. Biti SYN, AC= in AC! so na logični 1. XOR bit invertira izhod OR vezja, če je na 1, sicer pa normalno prepušča. Izhodni inverter je priključen na vhod povratne vezave, razen pri skrajnih makro celicah, kjer je povratna vezava priključena na vhod CK oziroma OE.



Režim: Registrirani ali kontr. izhod

Pri registriranem izhodu se stanje izhoda spremeni pri prehodu vhoda CK iz 0 na 1 in če je izhod omogočen s pomočjo vhoda OE. Kontrolirani izhod pa deluje enako kot v prejšnjem primeru. Če je bit AC! v stanju 1, deluje izhod enako kot v prejšnjem primeru. Če pa je bit AC! na 0, je izhod registriran. To pomeni, da se informacija iz OR vezja in XOR vezja prenese v D flip-flop ob pozitivnem pragu na vhodu CK (clock), ter se ne spremeni do naslednje spremembe iz 0 na 1 na vhodu CK. Stanje D-flip fropa se prenese na izhod, če je signal OE na 1, oziroma če je pin 11 na 0. Sicer je izhod v stanju visoke impedance. Tudi v tem primeru je lahko XOR uporabljen za eventuelno potrebo po invertiranju.



5.5.2 Programiranje vezij tipa GAL

GAL vezja lahko programiramo s pomočjo ustreznega programatorja, katerega priključimo na računalnik. Na računalniku mora biti seveda naložena pripadajoča programska oprema. Programatorje in programsko opremo ponudniki programirljivih vezij neprestano posodablajo, kar omogoča uporabniku vedno lažje delo. V okviru postopka načrtovanja logičnega vezja v izvedbi z GALom moramo najprej glede na zahtevnost in obsežnost vezja izbrati ustrezen tip GALa. Nato s primernim programom v tekstovni datoteki definiramo razporeditev vhodov po priključkih in razporeditev izhodov. V nadaljevanju zapišemo za vse funkcije pripadajoče logične enačbe in ostale pogoje (npr. režim makro celic, uporaba flip flop-ov, pogojnega vhoda ENABLE, ...). Nato datoteko z ustreznim prevajalnikom prevedemo v strojno kodo- JEDEC datoteka, katero naložimo v programator in zaženemo postopek programiranja.

Primeri programov

1. Program za logično vezje z normalnimi izhodi

V tem primeru sta izhoda Q8 in Q7 (jih ne potrebujemo!) uporabljena kot vhoda I10 in I11, vendar zato v tem načinu niso možne povratne vezave iz teh izhodov.

```

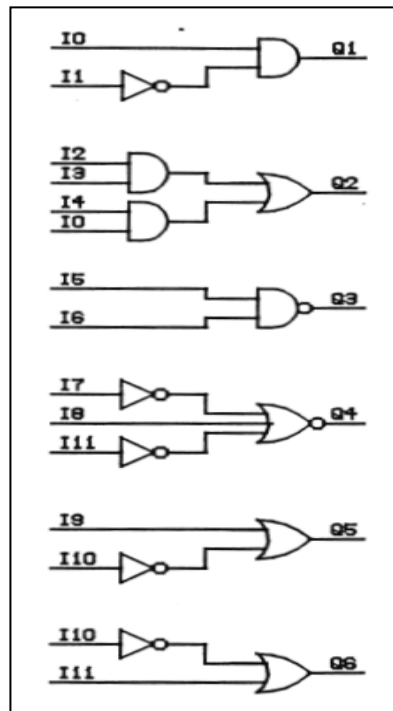
Normalni izhodi      ;Header programa
CHIP norm GAL16V8    ;Deklaracijski blok

;pin 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10
      I0 I1 I2 I3 I4 I5 I6 I7 I8 GND

;pin 11 12 13 14 15 16 17 18 19 20
      I9 I10 I11 Q6 Q5 Q4 Q3 Q2 Q1 VCC

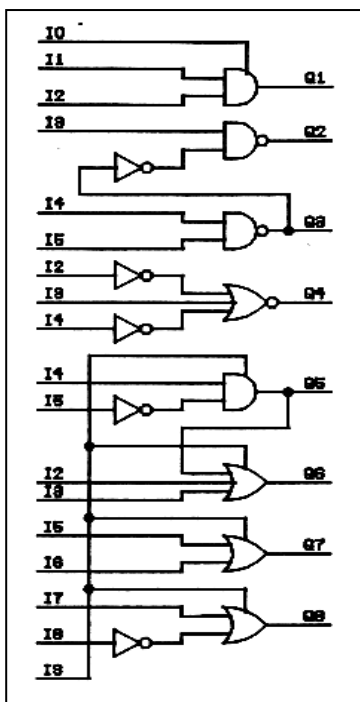
ŽUES NORMO194       ;user electronic signature

EQUATIONS            ;Funkcijski blok
Q1 = I0*/I1
Q2 = I2*I3 + I4*I0
/Q3 = I5 + I6
/Q4 = /I7 + I8 + /I11
Q5 = I9*/I10
Q6 = /I10 + I11
    
```



2. Program za logično vezje z kontroliranimi izhodi

V tem načinu so izhodi kontrolirani, kar pomeni, da so lahko v stanju visoke impedance. posamezen izhod je omogočen z programiranim vhodom (I0 in I9). V tem načinu lahko izhode uporabimo tudi za povratno vezavo.



```

Kontrolirani izhodi ;Header programa
CHIP kontr GAL16V8  ;Deklaracijski blok

;pin 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10
      I0 I1 I2 I3 I4 I5 I6 I7 I8 GND

;pin 11 12 13 14 15 16 17 18 19 20
      I9 Q8 Q7 Q6 Q5 Q4 Q3 Q2 Q1 VCC

ŽUES KONTO194      ;user electronic signature

EQUATIONS          ;Funkcijski blok
Q1 = I11 * I12
/Q2 = I13*/Q3
/Q3 = I14 * I15
/Q4 = /I12 + I13 + /I14
Q5 = I14*/I15
Q6 = I12 + I13*Q4
Q7 = I15 + I16
Q8 = I17 + /I18
Q1.OE = I0
Q5.OE = I9
Q6.OE = I9
Q7.OE = I9
Q8.OE = I9
    
```

2. Program za logično vezje z registriranimi izhodi

Pri registriranih izhodi se podatek vpiše v D-flip flop ob prehodu CK iz 0 v 1. Registrirane izhode omogočimo tako, da na vhod u OE logična 0. Priključek 1 (CK) je rezerviran za proženje kontroliranih izhodov, priključek 11 (OE) pa za omogočitev registriranih izhodov.

```

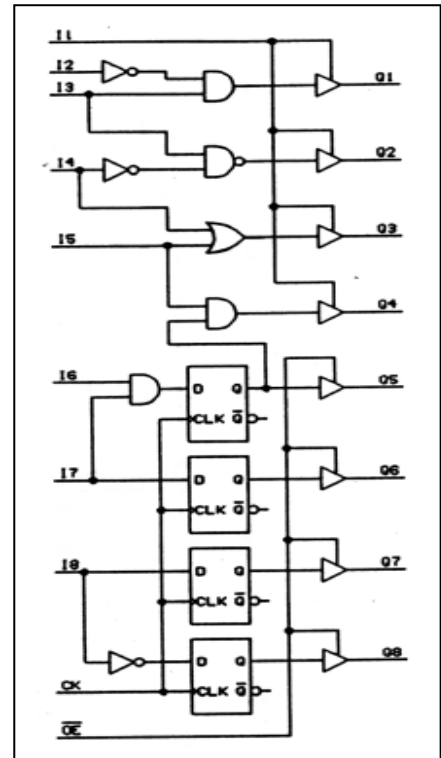
Registrirani izhodi      ;Header programa
CHIP reg GAL16V8        ;Deklaracijski blok

;pin 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10
    CK I1 I2 I3 I4 I5 I6 I7 I8 GND

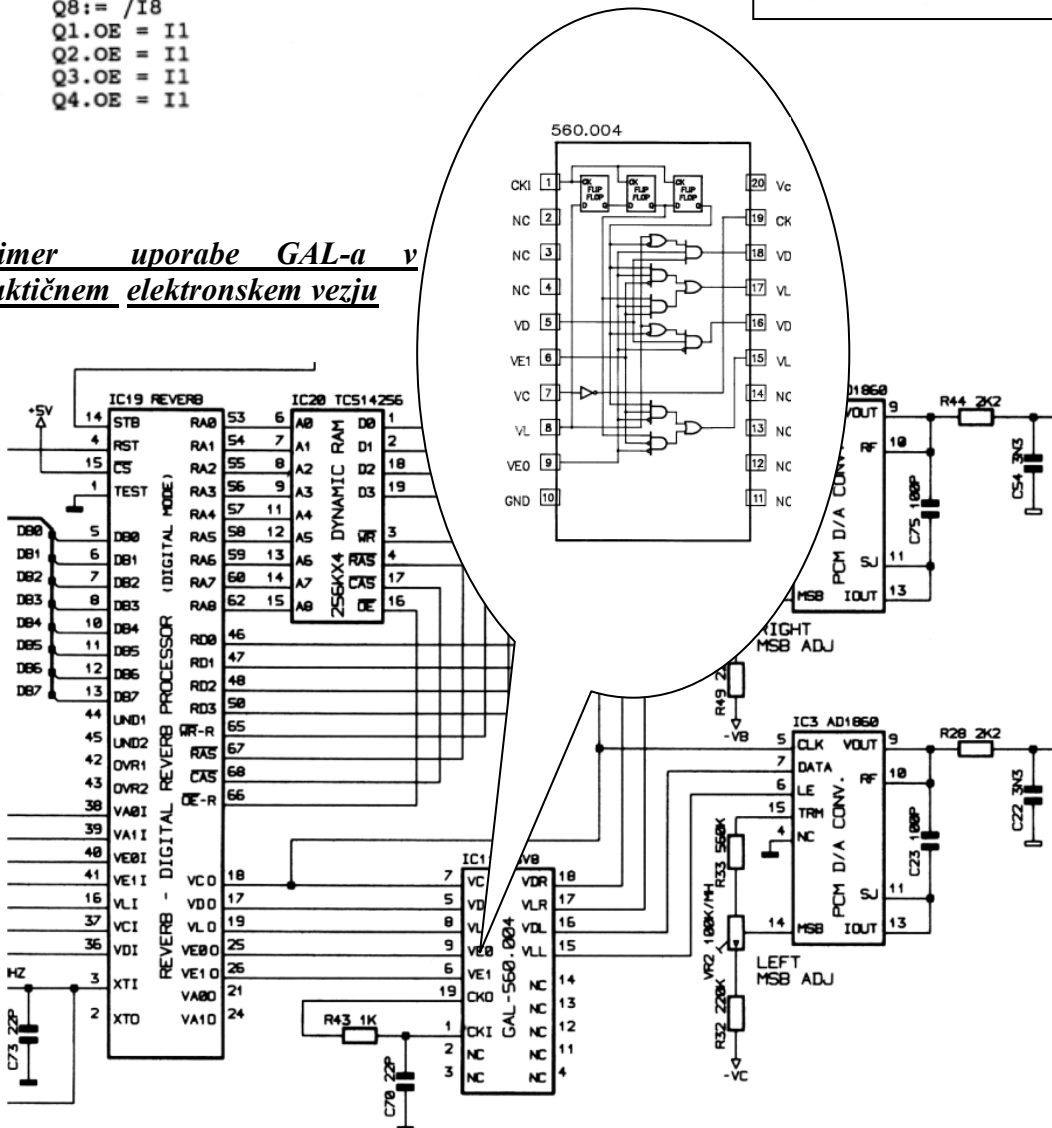
;pin 11 12 13 14 15 16 17 18 19 20
    /OE Q8 Q7 Q6 Q5 Q4 Q3 Q2 Q1 VCC

ŽUES REG0194           ;user electronic signature

EQUATIONS              ;Funkcijski blok
    Q1 = /I2 * I3
    /Q2 = I3*/I4
    Q3 = I4 + I5
    Q4 = I5*Q5
    Q5:= I6*I7
    Q6:= I7
    Q7:= I8
    Q8:= /I8
    Q1.OE = I1
    Q2.OE = I1
    Q3.OE = I1
    Q4.OE = I1
    
```



Primer uporabe GAL-a v praktičnem elektronskem vezju



5.6 KOMPLEKSNA PROGRAMIRLJIVA POLJA

Splošne značilnosti

Odvisno od zahtevnosti in števila logičnih funkcij, prostorskih omejitev, področja vgradnje ali drugih specifičnih zahtev izberemo primerno izvedbo (uporaba standardnih integriranih vezij, prostoprogramirljivega krmilnika, namensko integrirano vezje, mikrokontroler,...). Za najzahtevnejše logične in aritmetične operacije, procesiranje podatkov ali signalov, pa so primerna kompleksna programirljiva logična polja.

ASIC-vezje lahko načrtamo in izdelamo za točno določen namen (**ASIC- Application Specific Integrated Circuit**), kjer se vse operacije izvedejo v enem integriranem vezju. Takšno vezje vsebuje polje omejenega števila osnovnih digitalnih gradnikov (vrata, FF,...) poleg tega pa tudi določeno število transistorjev, diod, nizkoohmskih in visokoohmskih uporov, kondenzatorjev (z lebdečim potencialom), kateri so razmeščeni na obrobju substrata. V sredinskem polju je množica prekrizanih metaliziranih povezav, ki omogočajo kakršnokoli medsebojno povezavo vgrajenih komponent. Pri programiranju se enostavno spojijo s programom predvideni prekrizani spoji. Na ta način dosežemo najboljše delovanje vezja, vendar je takšen pristop časovno in finančno zahteven, saj sta za izvedbo potrebni veliko znanje in vrhunska (draga) polprevodniška tehnologija. Poleg tega je takšen ASIC neprilagodljiv za naknadne spremembe v vezju, kar vodi k ponovitvi postopka načrtovanja in izdelave. Vendar so se v novejšem času pojavile specializirane firme, ki imajo potrebno opremo in lahko naredijo že za relativno nizko ceno tudi pri malih serijah zelena vezja v ASIC izvedbi.

MIKROKONTROLERJI, katerih delovanje temelji na izvajanju napisanega programa, so v primerjavi z ASIC vezji izredno prilagodljivi na spremembe, ki jih lahko enostavno vnesemo s spremembo programa. Vendar je zaradi prilagodljivosti bistveno slabša zmogljivost digitalnega vezja, ker mora procesor vsak ukaz najprej prebrati iz pomnilnika, nato določiti njegov pomen in šele nato se lahko izvede. Slabost je tudi v omejenem naboru ukazov. V primeru, da za neko operacijo ne obstaja v naprej določen ukaz, moramo takšno operacijo izvesti z zaporedjem obstoječih ukazov, kar dodatno zmanjšuje zmogljivost.

CPLD, FPGA in TRAC spadajo med programirljiva vezja, ki združujejo prednosti obeh načinov in jih je možno programirati preko PC računalnika ob uporabi ustrezne programske opreme in posebej zato pripravljenega jezika za načrtovanje sodobnih digitalnih vezij (**VHDL- Very High Digital Language**). Programirljiva vezja se danes v industriji veliko uporabljajo za izdelavo digitalnih vezij - FPGA, pa tudi analognih – TRAC, predvsem tam, kjer za določeno funkcijo ne obstaja že narejeno integrirano vezje, mikrokontroler pa ni dovolj hiter za opravljanje takšnih funkcij. Nekaj let nazaj je veljalo pravilo, da je uporaba programirljivih vezij upravičena za izdelavo digitalnih vezij velikosti do 50.000 vrat, ki delujejo s frekvenco do 50MHz in za serije, ki ne presegajo 50.000 kosov. Kadar so zahteve večje velja razmisliti o izdelavi ASIC vezja.

FPGA-(Field Programable Logic Array) spadajo med električno programirljiva polja logičnih vrat in vsebujejo matrike programirljivih logičnih blokov, povezovalnih virov in vhodno izhodnih blokov. Značilnejši proizvajalci FPGA vezij so Xilinx, Altera, Atmel, Actel, za področje programske opreme pa firma Mentor Graphics. Primer načrtovanja bo predstavljen na osnovi vezij in programske opreme Xilinx.

5.6.1 Struktura in postopek programiranja FPGA vezij

Ta programirljiva vezja so sestavljena iz matrike konfiguracijskih logičnih blokov, ki so med seboj povezani s programirljivimi povezavami (slika 1). Z logičnimi bloki je možno realizirati logične funkcije, ki vključujejo tudi flip-flope.

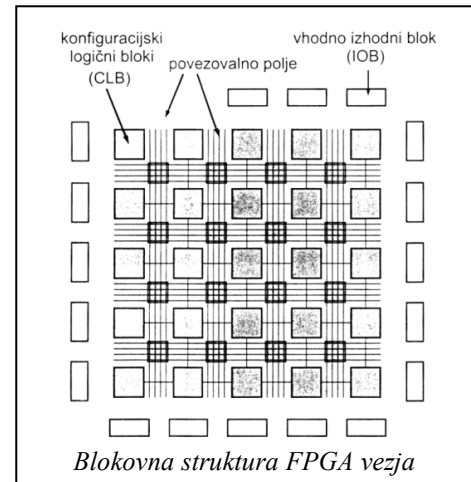
FPGA vezje je sestavljeno iz sledečih blokov:

- **konfiguracijski logični bloki** (CLB), ki so razporejeni v matriko,
- **programirljiva mreža** povezav med bloki,
- **vhodno/izhodni bloki** na zunanjem robu, na katere so vezani zunanji priključki.

Vsak konfiguracijski blok ima po dva 4-vhodna in en 3-vhodni funkcijski generator, s katerimi je možno narediti poljubno logično funkcijo štirih oz. treh vhodov (slika 2). Na vhodu sta dva generatorja prenosa, ki omogočata hitrejšo izvedbo seštevalnikov, števcov, ipd..

Vsak 4-vhodni funkcijski generator je možno uporabiti tudi kot mali pomnilnik (Select RAM) za 32x1 ali 16x2 bita.

Vsak konfiguracijski logični blok ima še dva flip-flopa s kontrolnimi signali za omogočanje takta in asinhrono nastavljanje izhoda. Vezja imajo glede na izvedbo od 20.000 do 1.000.000 logičnih vrat.



Postopek načrtovanja z FPGA vezjem

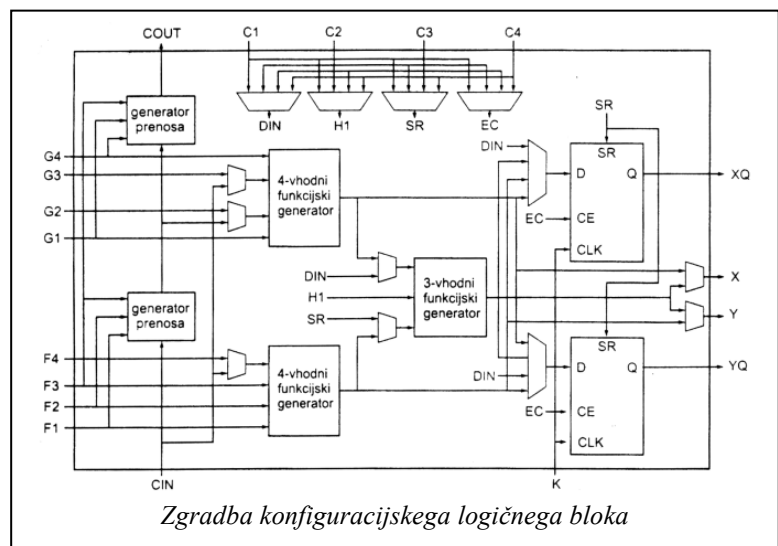
Klasični način načrtovanja (sinteze) digitalnih vezij poteka z risanjem sheme vezja na nivoju vrat, kompleksnejših komponent in celotnega sistema. Shema vezja zelo pregledno prikazuje relacije med posameznimi gradniki, vendar pa shematsko načrtovanje postane neprimerno pri zelo kompleksnih digitalnih vezjih, ki so sestavljena iz velikega števila gradnikov.

V tem primeru je primerna uporaba visokonivojskih jezikov, kot je npr. **VHDL**, s katerim opišemo delovanje vezja. Z **VHDL** jezikom lahko na hiter in pregleden način vnesemo zakonitost za želeno vezje in še opravimo simulacijo delovanja. Računalniški program za sintezo vezja, nam iz VHDL opisa vezja, generira vezje na nivoju logičnih vrat. Datoteka na nivoju logičnih vrat je osnova za izdelavo vezja v izbrani tehnologiji.

V jeziku VHDL je npr. dvovhodni multiplekser opisan s sledečim stavkom:

$$\text{Izhod} \leq \text{vhod } 0 \text{ when izbira} = '0' \text{ else vhod } 1;$$

Stavek pove, da bo izhodni signal enak signalu vhod0, kadar bo imel signal izbira vrednost 0, sicer pa bo na izhodu signal iz vhoda 1.



Signali so najosnovnejši gradniki jezika VHDL in predstavljajo vhodne in izhodne priključke ter notranje povezave v vezju. Vodila so opisana z vektorskimi signali, ki jim je pri deklaraciji določena velikost. Zapis dvovhodnega multipleksorja je enak za enobitno ali pa npr. za 8-bitno konfiguracijo, če so signali vhod0, vhod1 in izhod definirani kot 8-bitni vektorji.

To ponazarja moč VHDL jezika, s čimer lahko na precej enostaven način zapišemo dokaj kompleksne strukture. Načrtovanje kompleksnih vezij je zato precej hitrejše in učinkovitejše v primerjavi z risanjem sheme.

Postopek programiranja FPGA

Opis in simulacijo delovanja vezja v VHDL jeziku omogoča drugo programsko orodje *Active HDL*, ki ima zelo zmogljiv urejevalnik VHDL kode (z barvanjem sintakse, avtomatskim zamikanjem, dopolnjevanjem ključnih besed, ...). Simulacijo vezja izvedemo tako, da VHDL kodo prevedemo, nastavimo vhodne signale in poženemo simulator. Vhodni signali so lahko vnaprej definirane oblike signalov (npr. takt, števc, ...), konstantne vrednosti, ki jih lahko med simulacijo spreminjamo ali pa njihov časovni potek zapišemo s formulo.

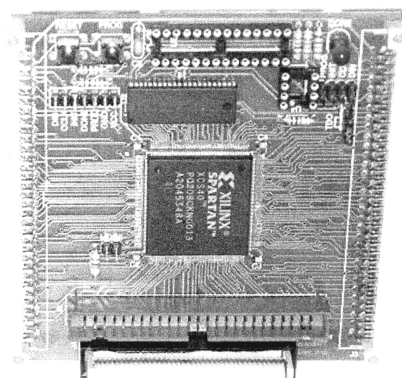
Za **Sintezo vezja** iz VHDL opisa uporabimo program *Synopsis FPGA Express*, ki naredi iz VHDL datoteke novo datoteko (netlisto) z vezjem na nivoju logičnih vrat, flip-flopov in ostalih struktur, ki so na voljo v izbrani tehnologiji.

Programiranje FPGA omogoča program *Xilinx Design Manager*, kamor uvozimo datoteko z vezjem in datoteko z uporabniškimi zahtevami (User Constraint File). V datoteki z uporabniškimi zahtevami določimo npr. tudi maksimalno frekvenco in razporeditev vhodnih oz. izhodnih signalov na zelene priključke FPGA. Postopek prevajanja je relativno obširen, saj poteka v šestih korakih.

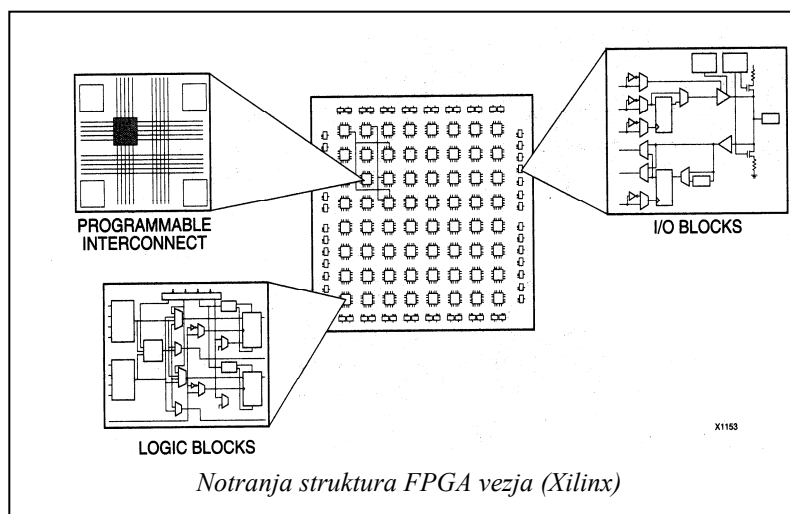
V prvem koraku prevajalnik zbere vse datoteke in opravi optimizacijo vezja. Nato sledi tehnološka preslikava v kateri se logična vrata preslikajo v funkcijske generatorje, ki bodo opravljali želeno funkcijo. V nadaljevanju program razmesti in poveže konfiguracijske logične bloke in opravi časovno analizo vezja, kjer se izračunajo zakasnitve vseh signalov znotraj FPGA. Zadnji korak je izdelava konfiguracijske datoteke s katero programiramo.

Med postopkom dobimo tudi informacijo o zasedenosti vezja in kot rezultat časovne analize še VHDL datoteko z modelom prevedenega vezja in datoteko z izračunanimi zakasnitvami. Obe datoteki lahko prenesemo nazaj v začetni programski paket *Active HDL* in opravimo simulacijo vezja z realnimi zakasnitvami. Proizvajalci teh vezij nudijo različno podporo, nekaj od tega je mogoče najti na sledečih spletnih straneh:

- <http://www.fpga-advantage.com>
- <http://www.altera.com/education/webcasts/wc-index.html>
- <http://www.xilinx.com>



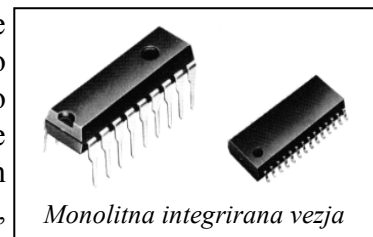
FPGA na razvojnem modulu



6 ANALOGNA ELEKTRONSKA VEZJA

Za linearna ali analogna vezja je značilno, da se izhodni signal spreminja po linearni ali katerikoli drugačni zvezni funkciji, sorazmerno glede na spremembo (napetosti, toka, frekvence, oblike,...) vhodnega signala. Pri linearnih vezjih se napetosti oz. signali povsod spreminjajo zvezno in lahko zavzamejo katerokoli vrednost v okviru pričakovanih omejitev (npr. glede na napajalno napetost od $+U_{cc}$ do $-U_{cc}$). Največkrat so osnovni gradniki linearnih vezij operacijski ojačevalniki, ki v najrazličnejših funkcijah in medsebojnih povezavah omogočajo željeno obdelavo vhodnih analognih signalov. V sodobnih analognih integriranih vezjih je zaradi kompleksnosti funkcij, pogostokrat zaslediti tudi komponente digitalnih vezij (vrata, flip-flopi,...), vendar ostaja osnovna funkcija zvezna-linearna. Glede na tehnologijo izdelave lahko ločimo tri skupine analognih vezij.

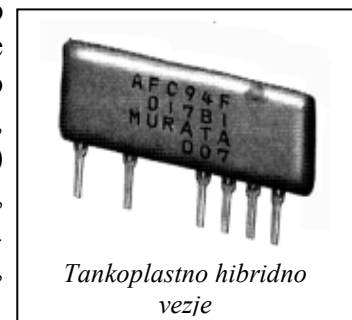
Monolitna analogna integrirana vezja so najpogosteje izdelana na podlagi iz čistega silicija (*substrat*) s pomočjo fotolitografije, mask, napreivanja in drugih postopkov po katerih so izdelane in povezane tudi posamezne komponente. Le nekatere komponente, ki jih ni možno izdelati na tako majem prostoru (npr. kondenzatorji večjih kapacitivnosti, tuljave, keramični filtri, močnostne komponente ..) je potrebno preko predvidenih priključkov povezati na integrirano vezje.



Monolitna integrirana vezja

Glede na tehnologijo osnovnih gradnikov (transistorjev), razlikujemo bipolarna in MOS vezja. Za bipolarna integrirana vezja je značilna velika hitrost in večja osnovna poraba (*supply current*), za MOS vezja pa majhna poraba, vendar pa je hitrost običajno nižja. MOS vezja so seveda izjemno občutljiva na elektrostatično napetost in zato imajo na občutljivih vseh vhodih večinoma tudi »zasilno« zaščito. Velja omeniti, da je dokazano, da se MOS gradniki po elektrostatičnem šoku, čeprav še delujejo, že deloma okvarijo kar kasneje posledično privede do napačnega delovanja ali uničenja.

Tankoplastna integrirana vezja, predstavljajo bistveno manjšo stopnjo integracije, vendar je potrebna tehnologija izdelave sorazmerno dostopnejša. Na keramično osnovo se s pomočjo napreivanja nanesejo povezave in uporabne strukture, polprevodniške komponente pa se že v obliki čipa (brez ohišja) ali v SMD ohišju namestijo na pripravljena mesta. Po montaži, nastavitvah (justiranju) se struktura prevleče še z zaščitno oblogo. Kot tankoplastna vezja so pogosto narejena vezja za senzorje, merilne pretvornike ali pa namenska vezja v majhnih serijah.



Tankoplastno hibridno vezje

Debeloplastna integrirana vezja (hibridna vezja), so podobna tankoplastnim, le z razliko, da so povezave, upori in blazinice izdelane z nanašanjem raznih past in s pomočjo ustreznih mask. Ostale komponente (transistorji, kondenzatorji,...) so v diskretni obliki, prilepljene na pripadajoče blazinice in s pomočjo spajkanja (*reflow*) povezane na ostalo vezje. Vezje je ponavadi zalito s primerno zalivno maso (npr. araldit, silikon,..) v primerno ohišje (npr. elektronski modul vrtalnega stroja, regulator napetosti pri avtomobilu,..).

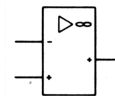


Debeloplastno hibridno vezje

Eden izmed glavnih gradnikov analognega elektronskega vezja je operacijski ojačevalnik, ki lahko s pomočjo ustreznih povratnih vezav izvaja različne matematične operacije, funkcije in druge zakonitosti, potrebne pri obdelavi signalov. Zato je razumevanje operacijskega ojačevalnika, kot tipičnega predstavnika linearnih vezij, bistvenega pomena za razumevanje ostalih analognih vezij.

6.1 OPERACIJSKI OJAČEVALNIK

Operacijski ojačevalniki predstavljajo osnovno linearno vezje, ki je lahko izvedeno v obliki posameznega integriranega vezja ali pa je vključeno v kompleksnejše integrirano obliko, kjer opravlja v naprej določeno funkcijo.



Operacijski ojačevalniki se razlikujejo glede na namen uporabe, vendar pa je vsem skupno, da imajo invertirajoči in neinvertirajoči vhod, ter eden izhod. Napajalni pogoji, kontrolni in pomožni vhodi, frekvenčna kompenzacija, ojačevalni faktor, SR faktor, vhodna in izhodna impedanca in drugi parametri so specifični glede na izvedbo in predviden namen uporabe.

V splošnem pa so za realne operacijske ojačevalnike skupne sledeče značilnosti:

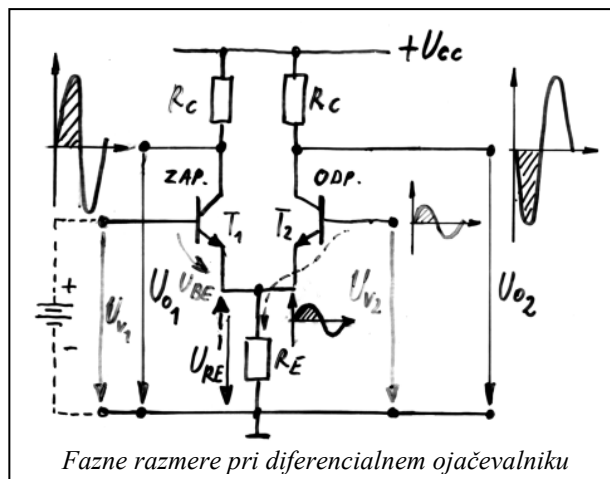
- ✓ Zelo veliko napetostno ojačanje diferencialnega signala ($A_0 > 100000$).
- ✓ Zelo malo ojačanje sofaznega signala.
- ✓ Zelo visoka vhodna upornost. (nekaj $M\Omega$)
- ✓ Zelo nizka izhodna upornost. (nekaj Ω)
- ✓ Ojačanje enosmernih in izmeničnih signalov.
- ✓ Invertiranje ali neinvertiranje vhodnega signala.
- ✓ Visoka tranzitna frekvenca
- ✓ Visok faktor rejekcije signalov CMRR (*Common Mode Rejection Ratio*)
- ✓ Visok faktor sledenja izhodne napetosti SR (*Slew Rate*)

$$CMRR = 20 \cdot \log \frac{A_D}{A_S}$$

Za doseganje teh zahtev ima bistveno vlogo na vhodu nameščen diferencialni ojačevalnik, kateri pa določa tudi vrsto vhodov. Glede na vrsto vhodnih tranzistorjev razlikujemo operacijske ojačevalnike z bipolarnimi, J-FET in MOSFET vhodi, kar posledično pomeni različne lastnosti vhodov. Izhodi so lahko v obliki Push-Pull vezja, z odprtim kolektorjem (OC), z vgrajeno pretokovno oz. kratkostično zaščito ali brez nje, lahko delujejo v impulznem režimu (npr. frekvenčni izhod, PWM izhod,...).

6.1.1 Diferencialni ojačevalnik

Diferencialni ojačevalnik sestavljata dva vzporedna NPN ali PNP tranzistorska tokokroga, ki sta v emitorskem delu povezana. Na ta način je doseženo, da povečanje toka (odpiranje tranzistorja) v eni veji, povzroči zmanjšanje toka (zapiranje nasprotnega tranzistorja) v nasprotni veji ob pogoju, da ima tranzistor v tej veji naspremenjen bazni tok- ojačanje diferencialnega signala je zelo veliko. V primeru sočasne in enake spremembe baznega toka tranzistorjev v obeh vejah, se za faktor β vendar enako v obeh vejah, spremenita tudi kolektorska tokova.



Fazne razmere pri diferencialnem ojačevalniku

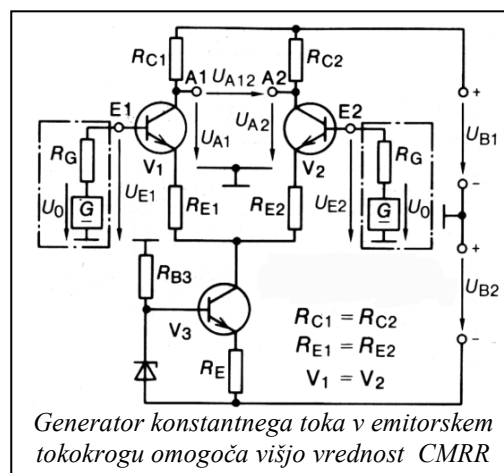
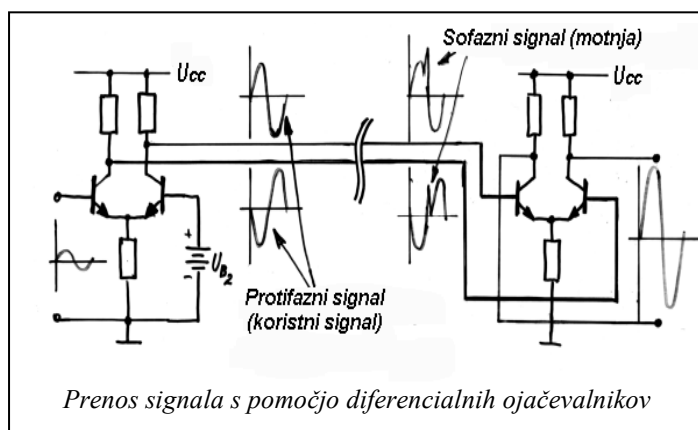
Posledica je, da v tem primeru ni spremembe (realno je minimalna) potencialne razlike med kolektorjema obeh tranzistorjev- ojačanje sofaznega signala je torej minimalno.

V praksi lahko rečemo, da predstavljajo temperaturne spremembe napetosti U_{BE} , nihanje napajalne napetosti (brum,..) ali enake motnje na obeh vhodih sofazni signal, ki ga diferencialni ojačevalnik skoraj ne ojačuje, medtem ko močno ojačuje koristni (diferenčni) signal. Zaradi potrebe po enakem iznosu sprememb v obeh vejah, morajo imeti tranzistorji v obeh vejah čimbolj izenačene karakteristike (uparjeni). Fino nastavitvev pa je mogoče doseči tudi s pripadajočim trimmerjem v emitorskem tokokrogu. Še boljše učinke dosežemo, če v emitorskem tokokrogu nadomestimo upor R_E s tokovnim generatorjem. V tem primeru je

ojačanje sofaznega signala odvisno le še od toleranc tranzistorjev, kar zviša razmerje med ojačanjem diferencialnega in sofaznega signala na 100dB.

Diferencialni ojačevalnik ima zaradi teh lastnosti veliko prednost, saj omogoča kljub prisotnosti motenj, ojačanje zelo šibkih signalov. V praksi je take vrste signal npr. signal iz dinamičnega mikrofona (nekaj mV), ki se mu v kablu pripojijo sofazne motnje, ki pa jih diferencialni ojačevalnik skorajda ne ojači.

Pogostokrat je prenos signalov izveden po diferencialnem načinu tudi zaradi enostavnejših povezav (npr. parice).



Delovanje operacijskega ojačevalnika

Za operacijski ojačevalnik lahko zapišemo dve pravili, s pomočjo katerih lahko vedno presojamo pravilnost delovanja. Pravili opisujeta osnovna dejstva, ki veljajo za katerokoli izmed številnih vezav, ki jih z operacijskimi ojačevalniki lahko realiziramo in sta pri analizi delovanja nujni. (<http://www.williamson-labs.com>)

Z E L O P O M E M B N O !

1. PRAVILO

Operacijski ojačevalnik bo **glede na razliko in polariteto** napetostnih potencialov na vseh, zavzel na izhodu tak napetostni potencial (pozitiven oz. negativen), da bo preko negativne povratne vezave vplival nazaj na invertirajoči (-) vhod, da se njegov potencial izenači s potencialom neinvertirajočega (+). To pomeni, da sta v »normalnih pogojih« delovanja oba vhoda na izenačenih potencialih. Napetostna razlika med vodomoma je v tem primeru minimalna in jo v praksi lahko večinoma zanemarimo.

V primeru, da doseženi potencial na izhodu (npr. omejitev zaradi prenizke napajalne napetosti) ne zadostuje za izenačitev obeh vhodnih potencialov, ostane med vodomoma sorazmerna (večja ali manjša) napetostna razlika. V takem slučaju zavzame izhod napetostni potencial, ki je v danih pogojih maksimalno mogoč. To je lahko katerikoli potencial med $-U_{nap} + U_{sat}$ do $+U_{nap} - U_{sat}$ (*rail to rail*), kar je odvisno od vrste operacijskega ojačevalnika. Vhodni tok je izjemno mali (npr. za LF411 je 0,2 nA) in ga pri izračunu vezja lahko večinoma zanemarimo.

http://www.ipes.ethz.ch/ipes/iPESelectronic/invopv/e_invopv.html

2. PRAVILO

Prvo pravilo ne velja, če sta vhoda zamenjana! To pomeni, da je povratna vezava pozitivna in bi lahko rekli, da operacijski ojačevalnik »izenačuje« vhodni potencial v »napačno smer«. V tem primeru **deluje operacijski ojačevalnik kot primerjalnik vhodnih potencialov** in na izhodu zavzame skrajni možen potencial, odvisen od polariteto napetostne razlike med vodomoma. Izhod torej zavzame eno od obeh skrajnih vrednosti (pozitivno: $+U_{nap} - U_{sat}$ oz. negativno: $-U_{nap} + U_{sat}$).

http://www.ipes.ethz.ch/ipes/iPESelectronic/posopv/e_posopv.html

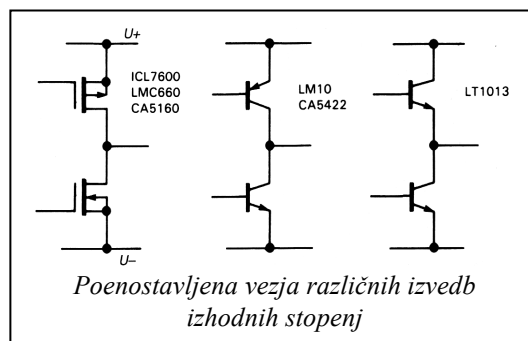
6.1.2 Napajanje operacijskega ojačevalnika

Simetrično napajanje (*offset napajanje*) s pozitivno in negativno napetostjo enake velikosti, zahteva velika večina standardnih operacijskih ojačevalnikov, kar pomeni, da je optimalna nastavitve delovne točke pri 0V (*referenčni potencial-masa*). Seveda je možna nastavitve delovne točke tudi pri katerem drugem referenčnem potencialu (odmik od referenčnega potenciala 0V), vendar je to odvisno od posameznega tipa operacijskega ojačevalnika. Za nekatere tipe (npr. LM741) to pomeni le nekaj voltov, za druge (npr. TLxxx serija) pa je nastavitve možna skoraj v celotnem obsegu napajalne napetosti. Večino teh operacijskih ojačevalnikov je možno priključiti tudi na enojno napajanje, pri čemer je potrebno poudariti, da je potem potencial delovne točke (referenčni potencial) običajno pri polovični vrednosti napajalne napetosti. To je potrebno dodatno zagotoviti, npr. z napetostnim delilnikom. Tega načina se zaradi dodatnih problemov in omejitev v praksi izogibamo, oz. v tem primeru je bolje izbrati operacijski ojačevalnik, ki je predviden za asimetrično napajanje.

Asimetrično napajanje (*single supply*) omogočajo le nekatere izvedbe operacijskih ojačevalnikov, ki so namenjene za razmere brez negativne napajalne napetosti (npr. baterijsko napajanje, napajanje elektronskega vezja v senzorjih, daljinsko napajanje,...). Tovrstni operacijski ojačevalniki imajo pogosto minimalno porabo energije, na izhodu pa tranzistor z odprtim kolektorjem.

Izhodna stopnja operacijskega ojačevalnika

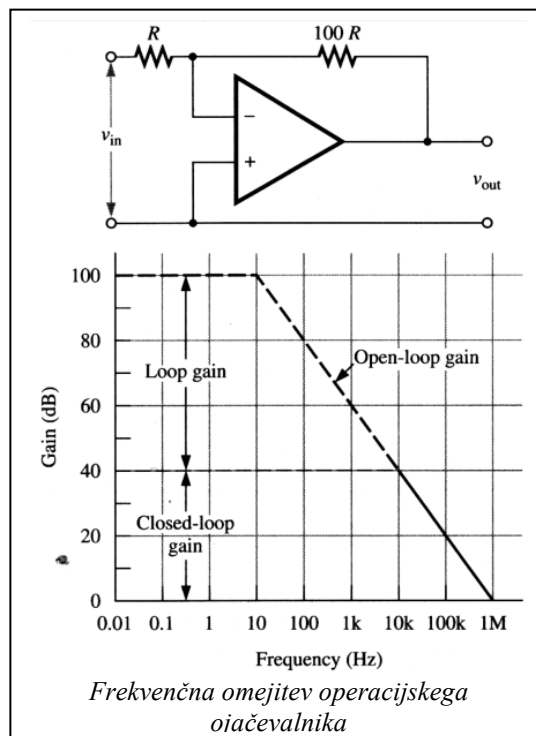
Glede na lastnosti (hitrost, obremenitev,...) imajo operacijski ojačevalniki različne izvedbe izhodne stopenj. Nekatere izhodne stopnje imajo vgrajeno tudi kratkostično zaščito, ki omejuje izhodni tok na še dovoljen nivo (npr. LM 741). V nekaterih primerih je na izhodu samo transistor z odprtim kolektorjem, ki omogoča različno napajanje operacijskega ojačevalnika in bremena.



6.1.3 Značilni parametri in karakteristike

Ojačanje realnega operacijskega ojačevalnika A_0 (brez povratne vezave) je zelo veliko (100 000 in več) vendar se pri ojačevalniških vezjih v praksi uporablja dosti manjše ojačanje, ker je s tem zagotovljena dosti višja frekvenčna meja. Za večino operacijskih ojačevalnikov velja, da je produkt ojačanja in pasovne širine (zgornja frekvenčna meja) konstantna vrednost ($gain \cdot bandwidth = GBW = konst.$).

Sorazmerno upadanju ojačanja se spreminjajo tudi fazne razmere med vhodno in izhodno napetostjo. Praviloma velja, da je pri mejni frekvenci (-3dB) tudi faza že spremenjena za 45° (glede na fazne razmere v izhodišču -najnižja frekvenca). Pri primerjalniku in podobnih vezjih, kjer je zahtevano zelo velik ojačevalni faktor, ojačanje ostane na nivoju A_0 ali pa ga s pozitivno povratno zvezo še povečamo, da je prehod izhodnega signala iz enega v drugo stabilno stanje čim hitrejši.



Izhodna impedanca

Klub temu, da je izhodna impedanca mala, vpliva na spremembo izhodne napetosti pri spremembi izhodnega toka (obremenitev). Odvisnost lahko zapišemo z izrazom:

$$\Delta V_{\text{out}} = \Delta I_{\text{out}} Z_{\text{out}}$$

Sprememba izhodne napetosti ΔV_{out} (zaradi izhodne impedance) pa vpliva tudi nazaj na vhod, kjer sorazmerno povečuje »potrebno« napetostno razliko med vhodoma. V primeru večjih izhodnih tokov ta razlika ni več zanemarljiva, temveč jo moramo pri natančnejšem izračunu upoštevati z izrazom:

$$\Delta V_S = -\Delta V_{\text{out}} / A$$

Glede na dejansko izhodno napetost V'_{out} lahko zapišemo izraz za izhodno impedanco ob upoštevanju vpliva povratne vezave:

$$Z_{\text{Cout.}} = \Delta V'_{\text{out}} / \Delta I_{\text{out}} = \Delta V_S / \Delta I_{\text{out}}$$

Če upoštevamo izraz za spremembo vhodne napetosti zaradi izhodne obremenitve in ga vstavimo v gornji izraz dobimo odvisnost izhodne impedance od ojačanja:

$$Z_{\text{Cout.}} = (\Delta V_{\text{out}} / A)(Z_{\text{out}} / \Delta V_{\text{out}}) = Z_{\text{out}} / A$$

To pomeni, da zmanjšanje ojačanja povzroči tudi sorazmerno znižanje izhodne impedance. Tipična vrednost Z_{out} (*Open Loop*) znaša nekaj k Ω , v primeru direktne povezave izhod/vhod (napetostni sledilnik) pa na 0.05 Ω . V primeru optimalne optimalne obremenitve (do 20mA) lahko izhodno impedanco zanemarimo, za večje izhodne tokove pa rabimo tokovni ojačevalnik.

Vhodna impedanca

Tudi vhodna impedanca je odvisna od ojačanja. Sprememba izhodne napetosti ΔV_{out} , povzroči spremembo napetosti v točki seštevanja vhodne in izhodne napetosti (npr. za napetostni sledilnik):

$$\Delta V_S = \Delta V_{\text{out}} / A = \Delta V_{\text{in}} / A_0$$

Sprememba napetosti na vhodu povzroči tudi spremembo toka na vhodu:

$$\Delta I_{\text{in}} = \Delta V_S / Z_{\text{in}} = \Delta V_{\text{in}} / A_0 Z_{\text{in}}$$

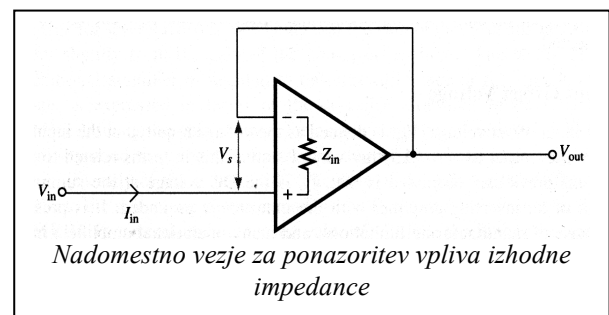
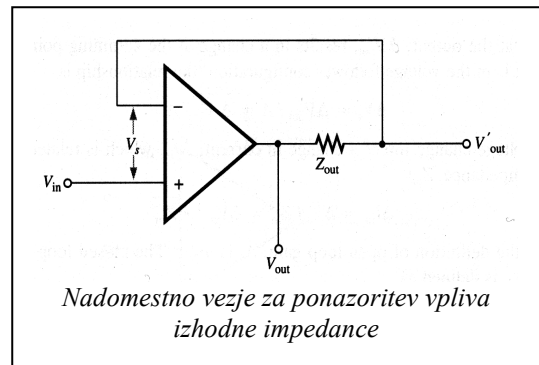
Impedanco »zaprte zanke« Z_{Cin} potem lahko izračunamo kot:

$$Z_{\text{Cin}} = \Delta V_{\text{in}} / \Delta I_{\text{in}}$$

in po vstavitvi izraza za spremembo toka dobimo: $Z_{\text{Cin}} = \Delta V_{\text{in}} A_0 / \Delta I_{\text{in}} Z_{\text{in}} / \Delta V_{\text{in}} = A_0 Z_{\text{in}}$

To pomeni, da je vhodna impedanca v primeru zaprte zanke večja za faktor ojačanja, v primerjavi z odprto zanko. V praksi ima bipolarni operacijski ojačevalnik v primeru odprte zanke Z_{in} okrog 50M Ω . Pri ojačanju 100000 (100dB) v tem primeru Z_{in} naraste kar na 10¹² Ω , pri operacijskem ojačevalniku s FET vhodi pa še več. Pogosto je ta impedanca dosti višja od zunanjih upornosti, zato pri izračunu zanemarimo vhodni tok in smatramo, da sta oba vhoda na istem potencialu.

Vhodna impedanca napetostnega sledilnika je najvišja med vsemi vezavami, za napetostni inverter pa velja, da je enaka kar nadomestni upornosti na invertiranem vhodu.

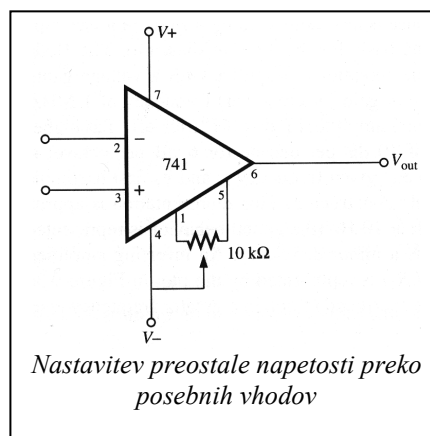


Vhodni tokovi (Input Bias, Offset current)

Kljub velikim vhodnim upornostim pa moramo v zahtevnejših primerih posvetiti tudi pozornost vhodnim tokovom I_b (*bias*) in toku med obema vhodoma I_{offset} . Tok I_b je definiran kot maksimalni tok, ki je potreben na vsakem od vhodov, da zavzame izhod v tem primeru napetostni potencial 0V. Pogosto se ta tokova podajata kot povprečni tok za invertirani in neinvertirani vhod. Tipične vrednosti so od nekaj nA do nekaj pA, vendar jih moramo upoštevati le v primeru nizkih tokovnih oz. napetostnih signalov na vhodu. Pri novejših operacijskih ojačevalnikih jih lahko večinoma zanemarimo (npr. serija TLxxx).

Preostala napetost vhoda (Input Offset voltage)

Preostala napetost V_{OS} je definirana kot tista napetost, ki je dodatno potrebna med obema vhodoma, da potencial na izhodu izenačimo s potencialom na »referenčnem« vходу (npr. 0V) seveda ob pogoju, da ni nobenega zunanjšega signala. To pomeni »fino nastavitve« izhodišnega potenciala na izhodu. Nekateri operacijski ojačevalniki imajo predvidene posebne vhode za zunanjo kompenzacijo preostale napetosti kar je potrebno npr. pri ojačevalnikih enosmerne napetosti. Pri operacijskih ojačevalnikih, ki teh vhodov nimajo, pa je možna kompenzacija s pomočjo dodatne enosmerne prednapetosti na inv. oz. neinvertiranem vhodu.



CMRR (Common Mode Rejection ratio)

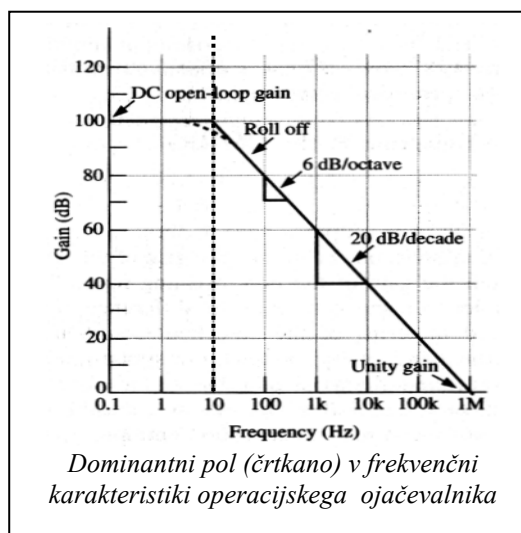
Razmerje med ojačanjem diferenčnega in ojačanjem sofaznega signala podaja faktor CMRR v dB. V idealnem slučaju želimo, da se napetost na izhodu ne bo spremenila (npr. 0V), če se bo potencial na obeh vhodih spreminjal enako in istočasno. Vendar se pri realnih operacijskih ojačevalnikih sofazno ojačanje lahko spreminja glede na nivo vhodne napetosti, kar moramo v nekaterih primerih upoštevati (npr. merilni ojačevalniki za enosmerne napetosti, regulatorji,...). Običajno je sofazno ojačanje 1, kar pomeni, da izhod zavzame isti potencial kot je trenutno na obeh vhodih (brez diferenčnega signala).

Hitrost sledenja izhodne napetosti (Slew Rate)

Podatek *Slew Rate* (v nadaljevanju *SR*) je merilo za hitrost sledenja izhodne napetosti spremembam napetosti na vhodu in se podaja v $V/\mu s$. V vezjih, kjer so zahteve po veliki hitrosti (pravokotni impulzi, digitalni signali,...) je potrebno uporabiti operacijske ojačevalnike z dovolj visoko vrednostjo *SR*. Za navadne operacijske ojačevalnike je *SR* med $5 V/\mu s$ (LM741) in $20 V/\mu s$ (TL 081), pri hitrejših znaša $100 V/\mu s$, specialne izvedbe pa dosežejo tudi $6000 V/\mu s$ (LH0063C).

Frekvenčna karakteristika

Višji *SR* omogoča praviloma tudi večji frekvenčni razpon operacijskega ojačevalnika. Frekvenčni razpon je definiran kot območje konstantnega ojačanja pri čemer smatramo, da je frekvenčna meja tam, kjer pade ojačanje za $-3dB$ ($0.707 \cdot A_U \rightarrow$ takrat pade moč na polovično vrednost). Zaradi enosmernih povezav omejitve spodnje frekvenčne meje seveda ni, zgornja frekvenčna meja je odvisna od velikosti ojačanja in vrste operacijskega ojačevalnika.



Razlikujemo nekompenzirane operacijske ojačevalnike in tiste z vgrajeno frekvenčno kompenzacijo (npr. LM 741). Nekompenzirani imajo praviloma višji frekvenčni razpon, katerega pa lahko znižamo z zunanjo negativno frekvenčno odvisno povratno vezavo (npr. LF355). Najnižjo frekvenco, pri kateri **ojačanje A_0** že upade za -3dB, imenujemo **dominantni pol** (prekinjena črta na levi sliki).

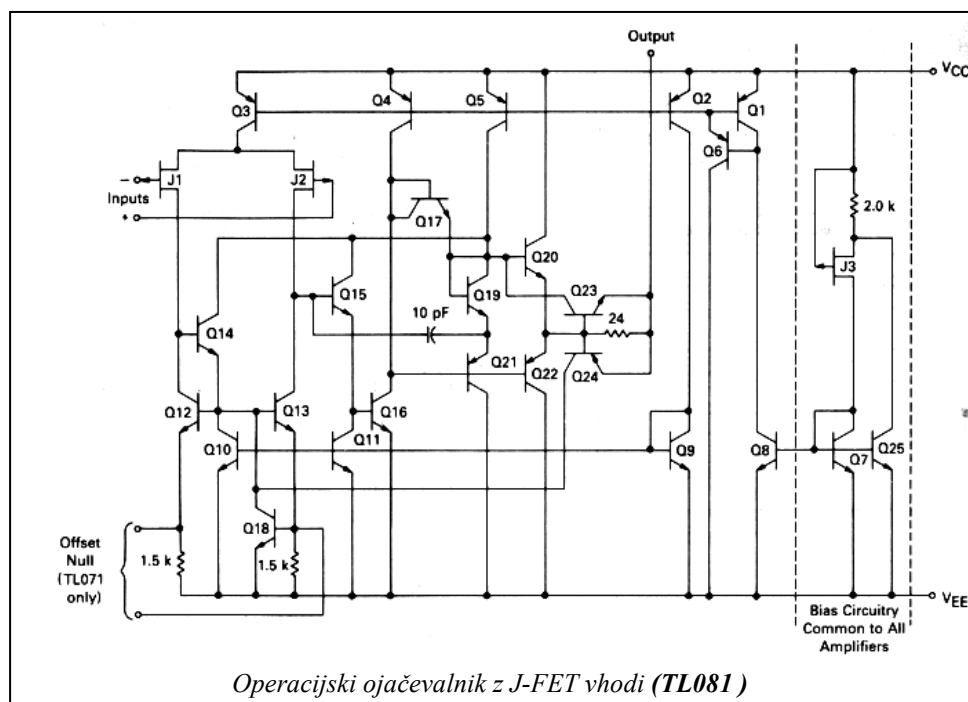
Višje od frekvence dominantnega pola ojačanje upada s tipično vrednostjo **20dB/dekado**, kar pomeni isto strmino kot **6 dB/oktavo**. Iz frekvenčnega diagrama lahko enostavno razberemo frekvenčno mejo ob izbranem ojačanju, vendar je karakteristika zanimiva samo do točke, kjer je **tranzitna frekvenca – unity gain** ($A_U = 0\text{dB}$), kajti višje je samo še slabljenje vhodnega signala.

Drift

Drift pomeni spreminjanje napetosti in tokov na izhodu zaradi temperaturnih sprememb. Pri operacijskih ojačevalnikih znaša $1\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ oz. $1\text{nA}/^\circ\text{C}$ ali manj, kar je potrebno upoštevati pri ojačevalnikih za enosmerne napetosti oz. izbrati primerne operacijske ojačevalnike z minimalnim drift-om. Pojav je npr. pogostokrat opažen pri vhodnih ojačevalnikih osciloskopov, kjer se nivo žarka odmika od nastavljenega dokler ni doseženo temperaturno ravnovesje

6.1.4 Notranja zgradba

Iz sheme notranjih povezav operacijskega ojačevalnika, ki je vzeta za primer je razviden diferencialni ojačevalnik (J_1, J_2, Q_3) z vhodi za kompenzacijo preostale napetosti (offset null). Izhodna stopnja je opremljena s kratkostično zaščito, ki jo predstavljata Q_{23}, Q_{24} , katera zasledujeta padec napetosti na upor R_{24} .



6.2 ZNAČILNEJŠA VEZJA Z OPERACIJSKIM OJAČEVALNIKOM

6.2.1 Invertirajoči ojačevalnik

Operacijskega ojačevalnika zaradi ekstremno visokega ojačevalnega faktorja (npr. $10\mu\text{V}$ povzroči na izhodu spremembo 10V) ne moremo krmiliti neposredno na vhodu, temveč preko vhodnega upora in ustrezne negativne povratne vezave, ki omogoča izenačitev potenciala s potencialom na referenčnem vhodu. Sorazmerno z višanjem frekvence pa se spreminja tudi faza, ki pri mejni frekvenci doseže že $180^\circ + 45^\circ = 225^\circ$.

V grobem lahko rečemo, da sta (v primeru da izhodni v zasičenju!) vhoda »1« in »2« na istem potencialu (v tem primeru 0V) in to smatramo kot virtualno maso in iz česar sledi:

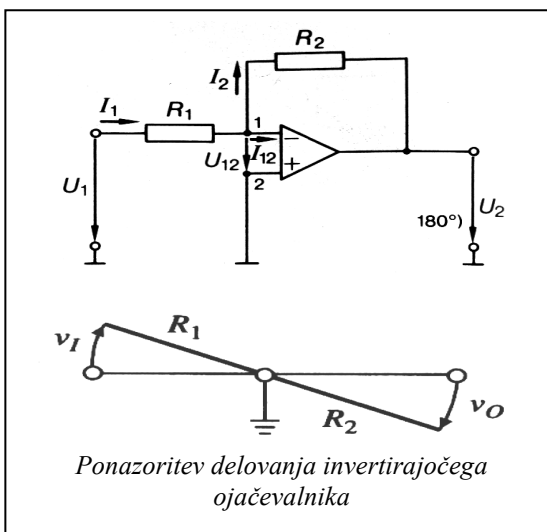
$$I_1 - I_{12} = I_2; I_{12} \rightarrow 0 \Rightarrow I_1 = I_2$$

$$I_1 = U_1 / R_1$$

$$I_2 = U_2 / R_2$$

$$\left. \begin{array}{l} I_1 = U_1 / R_1 \\ I_2 = U_2 / R_2 \end{array} \right\} \text{zaključimo: } U_2 = -U_1 \cdot \frac{R_2}{R_1} = -U_1 \cdot A$$

$$A_u = -\frac{R_2}{R_1}$$

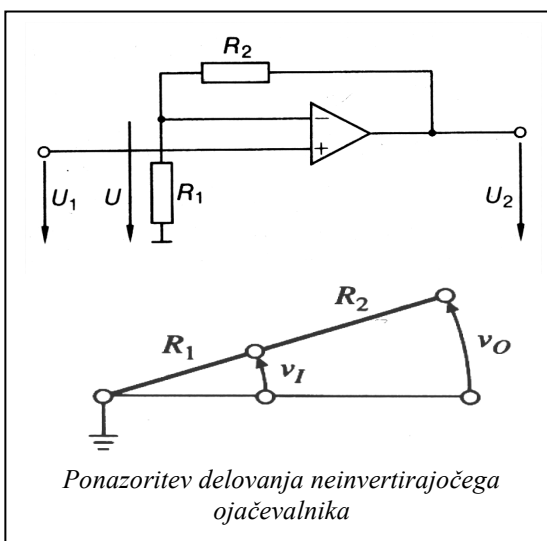


6.2.2 Neinvertirajoči ojačevalnik

V primeru, da vhodni signal krmili neinvertirani vhod in je upor R_1 vezan na referenčni potencial je izhodni signal v sofazi z vhodnim. Z višanjem frekvence vhodnega signala se faza podobno kot pri invertirajočem spreminja in doseže pri mejni frekvenci 45° (izhodišče je 0°). Napetostno ojačanje lahko v tem primeru izračunamo na podoben način

$$\frac{U}{U_2} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}; \Rightarrow A_0 = \frac{U_2}{U_1 - U} \quad \frac{U_2}{U_1} = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

$$A_u = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

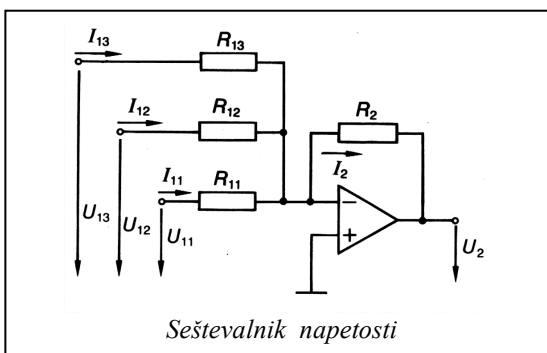


6.2.3 Seštevalnik napetosti

V merilni tehniki, in na področju NF-signalov je pogostokrat potreba po seštevanju več napetosti. Pri seštevalniku posamezne vhodne napetosti preko pripadajočih uporov, prispevajo sorazmerne tokovne deleže, katerih vsota teče skozi R_2 na izhod. Glede na navidezno ničelno točko (invertiran vhod) lahko zapišemo sledeče:

$$I_{11} + I_{12} + I_{13} = I_2; I_2 = -U_2 / R_2$$

in za U_2 :



$$-U_2 = U_{11} \frac{R_2}{R_{11}} + U_{12} \frac{R_2}{R_{12}} + U_{13} \frac{R_2}{R_{13}}$$

6.2.4 Odštevalnik napetosti

Pri regulacijah, kjer se dejanska vrednost regulirane veličine primerja z želeno vrednostjo, je potreben odštevalnik napetosti, da ustvari razliko- regulacijski odstopek. Operacijski ojačevalnik, ki ima na oba vhoda priključeni zunanji napetosti, ob ustreznih pogojih ustvarja na izhodu razliko obeh vhodnih napetosti. Na podlagi vezave lahko zapišemo izraz za izračun izhodne napetosti:

$$-U_2 = A_{inv.} \bullet U_{11} - A_{neinv.} \bullet U_{12}$$

pri čemer je ojačanje za :

Za invertirajoči del velja:

$$A_{inv.} = \frac{R_2}{R_1}$$

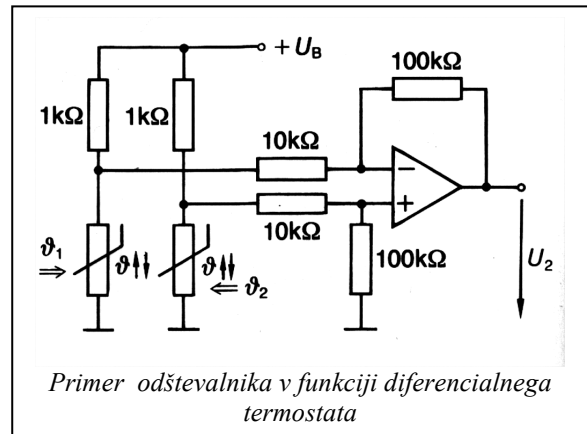
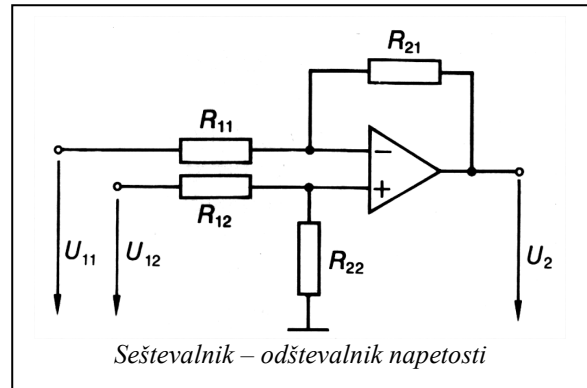
Za neinvertirajoči del velja:

$$A_{neinv.} = \frac{R_{11} + R_{21}}{R_{11}} \bullet \frac{R_{22}}{R_{12} + R_{22}}$$

Če izenačimo prva dva upora: $R_{11}=R_{12} = R_1$ in druga dva upora $R_{21}=R_{22} = R_2$ lahko zapišemo izraz za napetost na izhodu:

$$-U_2 = (U_{11} - U_{12}) \frac{R_2}{R_1}$$

Pri izenačitvi vseh uporov ($R_1=R_2$) dobimo na izhodu napetost, ki predstavlja razliko vhodnih napetosti: $U_2 = U_{12} - U_{11}$



6.2.5 Instrumentacijski ojačevalnik

V zahtevnejših primerih uporabe kot so npr.: natančni merilni pretvorniki, zajem električnih signalov pri meritvah najrazličnejših fizikalnih veličin, medicinskih napravah,..., za ojačanje potrebujemo *instrumentacijski ojačevalnik*. Ta omogoča visoko vhodno upornost, bistveno manjši vpliv ničelne napetosti tudi pri velikem ojačanju, kar je zelo pomembno pri šibkih enosmernih signalih. Sestavimo ga lahko iz treh operacijskih ojačevalnikov (npr. TL serija, LM358,...), vendar se v praksi raje poslužujemo profesionalnih izvedb, ki so nekoliko dražje ampak imajo zagotovljene deklarirane lastnosti (npr. AD524).

Ob upoštevanju pravil za operacijski ojačevalnik, lahko napišemo izraz za tok skozi R_1 , R_G in R_2 :

$$I = U_{RG} / R_2 = (U_2 - U_1) / R_2$$

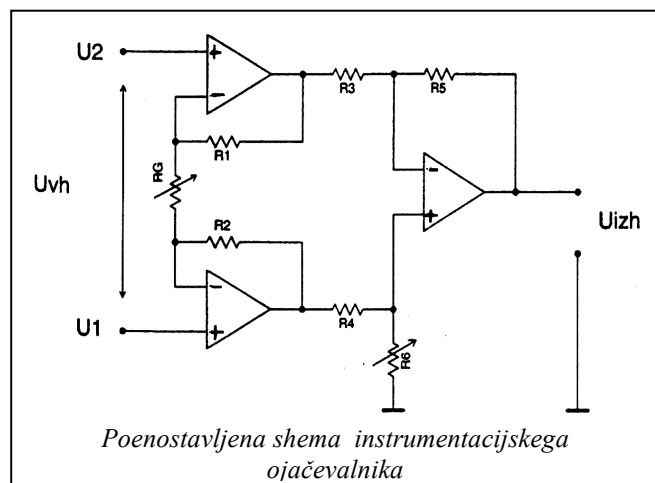
Za izhodni potencial prvih dveh operacijskih ojačevalnikov lahko zapišemo:

$$U_{izh2} = U_2 + I \bullet R_1; \quad U_{izh1} = U_1 - I \bullet R_1$$

Pri tretjem ojačevalniku izenačimo upore zaradi enakovrednosti signalov:

$$R_3 = R_4; \quad R_5 = R_6$$

in sledi: $U_{izh} = (U_{izh1} - U_{izh2}) \bullet R_5 / R_3$



$$U_{izh} = R_5 / R_3 \bullet [U_1 - U_2 - 2(U_2 - U_1) \bullet R_1 / R_G]$$

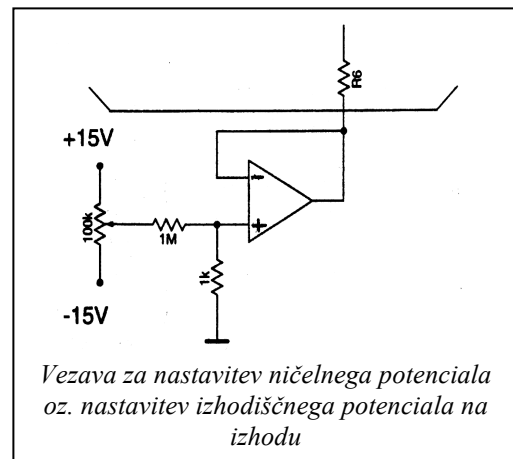
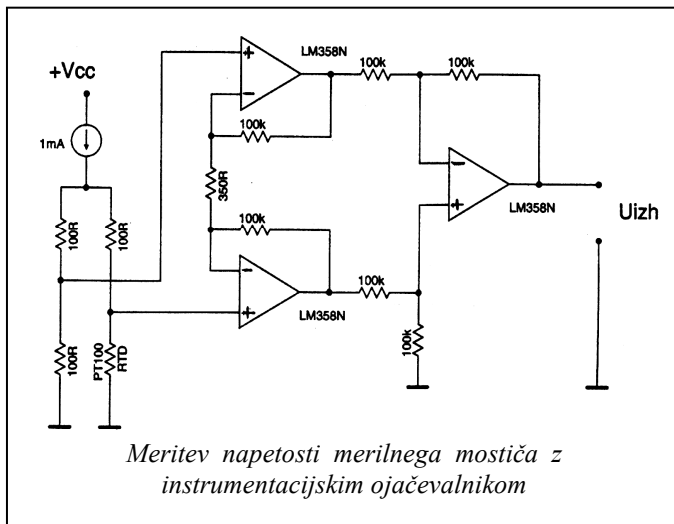
PRI IZBIRI: $R_G = 2R_1 = 2R_2$ dobimo končni izraz za izhodno napetost :

$$U_{izh} = \frac{2 \cdot R_5}{R_3} \cdot (U_1 - U_2)$$

Ničelni potencial na izhodu je možno nastaviti s pomočjo upora R_6 , kateri je večinoma kombinacija fiksne in spremenljivega upora. Za nastavitve drugačne izhodiščne napetosti na izhodu, je potrebno upor R_6 namesto na ničelni potencial, vezati na ustrezno vezje, ki omogoča drugačen referenčni potencial \pm (slika spodaj).

Nasvet!

Za hitro analizo in razumevanje delovanja instrumentacijskega ojačevalnika, si lahko zamislimo celoštevilčne vrednosti napetosti na obeh vloh in izračunamo potenciale na posameznih izhodih.

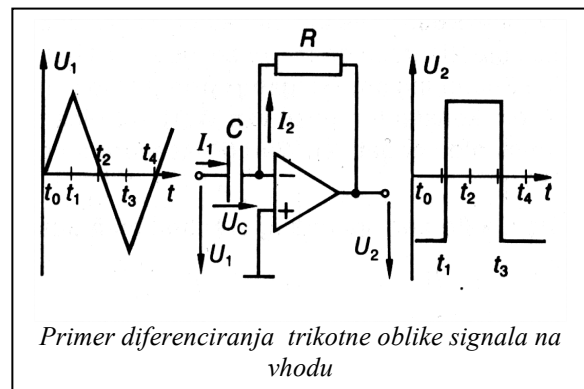


6.2.6 Diferenciator napetosti

Napetost na izhodu se spreminja glede na hitrost in smer spremembe vhodne napetosti. Pri spreminjanju napetosti na vhodu, operacijski ojačevalnik spreminja napetost na izhodu tako, da ostane potencial invertirajočega vhoda na navideznem potencialu 0V.

Za tok kondenzatorja velja izraz:

$$I_c = C \frac{\Delta U_c}{\Delta t}$$



Glede na to, da sta oba vhoda operacijskega ojačevalnika približno na potencialu 0V, lahko izračunamo napetost na izhodu kot: $U_2 = I_2 \cdot R$ in ker velja: $I_2 = I_C = I_1$ lahko zapišemo končni izraz:

$$-U_2 = \frac{R \cdot C \cdot \Delta U_1}{\Delta t}$$

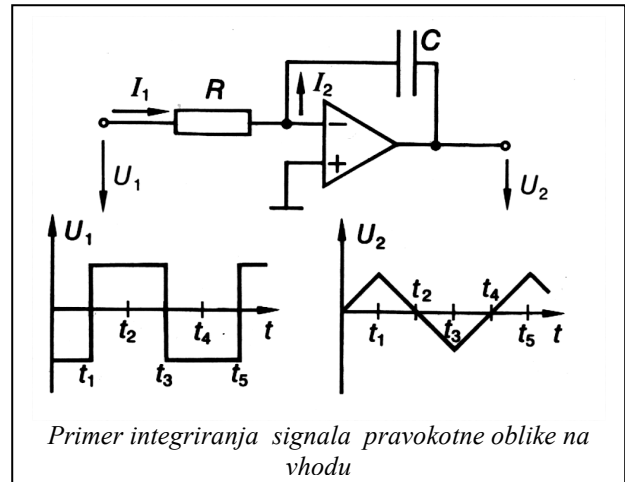
6.2.7 Integrator napetosti

Pri integratorju je hitrost in smer spremembe izhodne napetosti odvisna od velikosti in polaritete vhodne napetosti. Pri konstantni vhodni napetosti se kondenzator polni s konstantnim tokom, ker »vzdržuje« operacijski ojačevalnik na invertirajočem vhodu potencial navidezne mase. Izhodna napetost se zato linearno spreminja glede na polnjenje oz. praznjenje kondenzatorja.

$$I_C = I_2 = I_1;$$

$$I_1 = \frac{U_1}{R}$$

$$\frac{\Delta U_2}{\Delta t} = \frac{U_1}{R \cdot C}$$



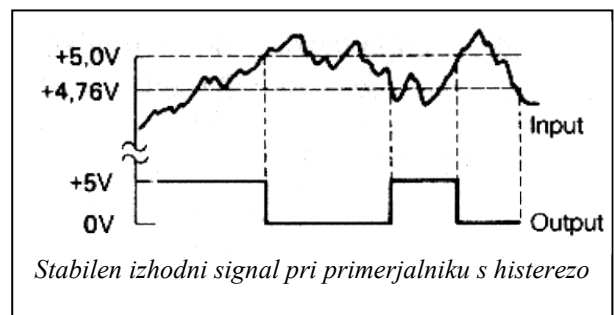
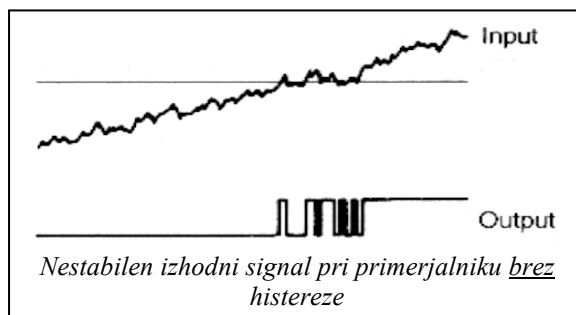
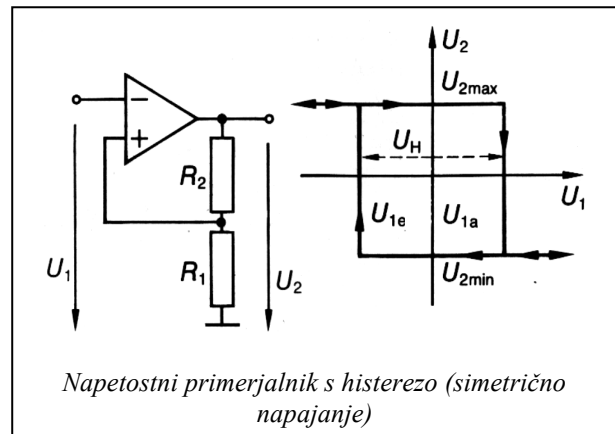
6.2.8 Primerjalnik napetosti

Enonivojski primerjalnik s histerezo

Kadar operacijski ojačevalnik nima zunanje negativne povratne vezave in je eden izmed vhodov na referenčnem potencialu deluje, kot analogni primerjalnik. Referenčna napetost je lahko na poljubnem napetostnem nivoju v okviru napajalne napetosti*.

V primeru, da je potencial neinvertirajočega (+) vhoda višji od potenciala invertirajočega (-), zavzame izhod skrajni možni pozitivni napetostni nivo (+ $U_{cc} - U_{sat}$).

V nasprotnem slučaju zavzame izhod skrajni najnižji nivo (- $U_{cc} + U_{sat}$).



V primeru, da komparator nima zunanje pozitivne povratne vezave, odziv izhoda skoraj nima histereze (razen lastne). Vendar je ta v praksi zaradi motenj v signalu in stabilnega prehoda izhodnega signala večinoma potrebna. Velikost histereze določimo s velikostjo upora v poz. povratni vezavi. Čim nižja je vrednost upora, tem večja je histereza.

Referenčne nivoje s vplivom upora za histerezo lahko izračunamo (primer za simetrično napajanje):

$$U_{1a} = + \frac{U_{cc} - U_{sat}}{R_1 + R_2} \cdot R_1$$

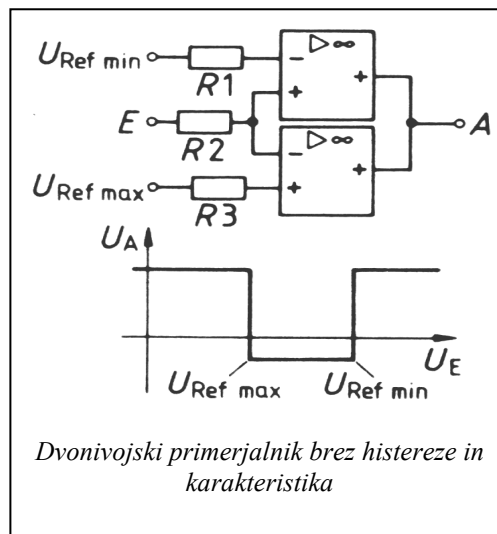
$$U_{1e} = - \frac{U_{cc} - U_{sat}}{R_1 + R_2} \cdot R_1$$

Dvonivojski primerjalnik (window comparator)

Omogoča nadzor vhodne napetosti (signal) med dvema mejnima nivojema (npr. med minimalno in maksimalno vrednostjo napetosti).

Glede na to, da je sestavljen iz dveh operacijskih ojačevalnikov, je mogoče za vsak nivo z upori v povratni zvezi zagotoviti ustrezno histerezo. Seveda lahko na podoben način sestavimo večnivojski primerjalnik z ustreznim številom izhodov (npr. za »bar graph« LED prikazovalnik, hitri A/D pretvornik- flash,...).

Nekateri standardni operacijski ojačevalniki so posebej namenjeni in izdelani za primerjalnike in jih imenujemo komparatorji (npr. LM393, LM339, LM311,...). Medtem ko so klasični operacijski ojačevalniki prirejeni za zvezno spreminjanje izhodne napetosti, je za komparatorje značilna odločitvena funkcija, diskretni izhodni signal in večinoma izhod z odprtim kolektorjem.



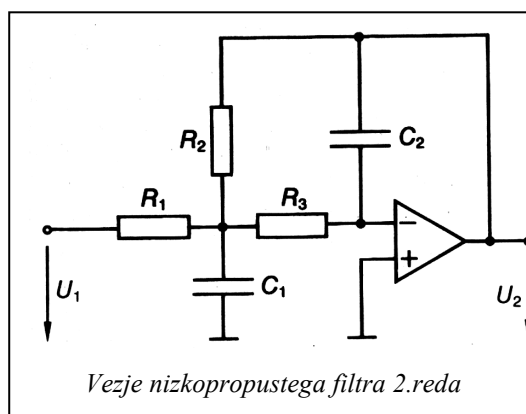
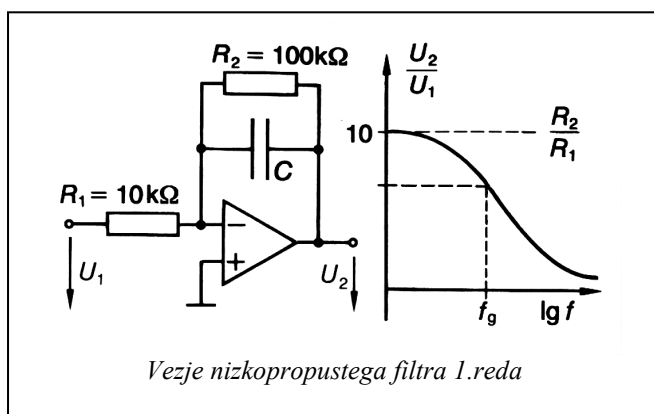
* *Pri enojnem napajanju se referenčna napetost lahko nahaja v območju med minimalnim in maksimalnim pozitivnim nivojem. Ta nivoja sta odvisna od tipa operacijskega ojačevalnika oz. komparatorja in seveda od velikosti napetosti napajanja. Pri dvojnem napajanju se območje referenčne napetosti zrcalno razširi tudi v področje negativne napajalne napetosti.*

6.3 AKTIVNI FITRI V IZVEDBI Z OPERACIJSKIM OJAČEVALNIKOM

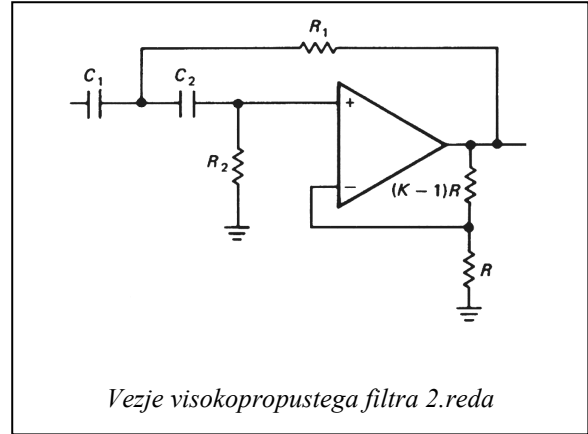
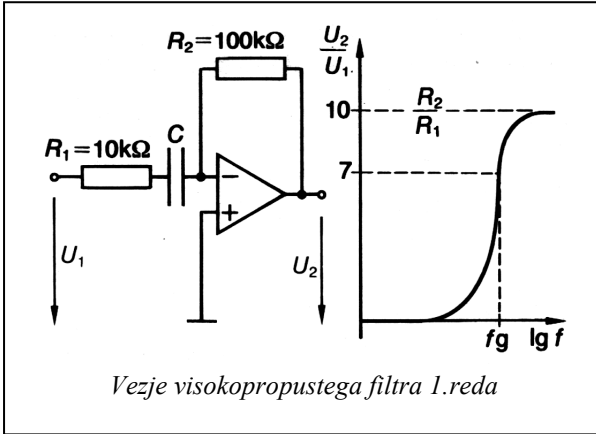
S pomočjo frekvenčno odvisnih komponent na vhodu in v povratni vezavi, lahko bistveno vplivamo na frekvenčni potek ojačanja vhodnega signala. Zaradi relativno velikih dimenzij in izgub se tuljav v teh filtrih če se le da izogibamo. Enak učinek lahko dosežemo z ustreznimi RC vezavami. Glede na frekvenčno področje lahko v grobem ločimo nizkopasovne, pasovno prepustne, pasovno zaporne (notch filter) in visokoprepustne filtre. Seveda pa se frekvenčni filtri nadalje razlikujejo glede na strmino pri frekvenčni meji, glede na specifično karakteristiko (npr. RIAA), tipizirano obliko (Bessel-ov, Buttherword-ov, Chebish-ev, eliptični,...), stopnjo,... itd.

Nekaj značilnejših filtrov

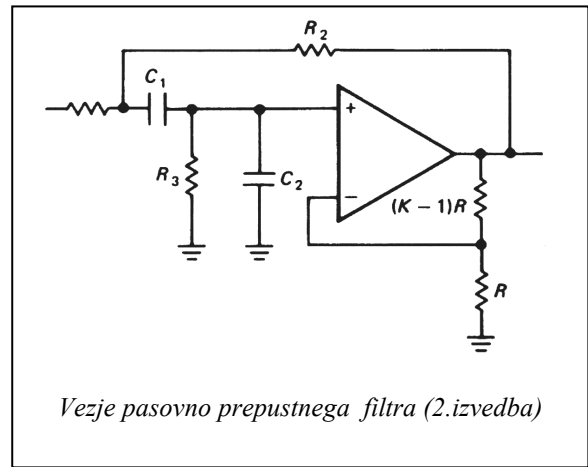
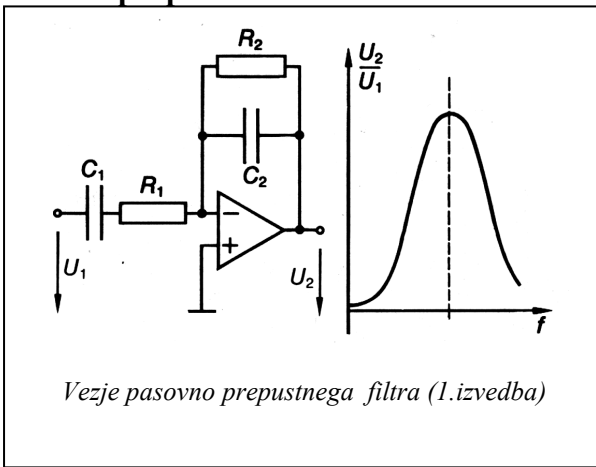
Nizkopropustni filtri



Visokopropustni filtri



Pasovnopropustni filtri



6.4 OPERACIJSKI OJAČEVALNIK V DRUGIH INTEGRIRANIH VEZJIH

Primer : Analiza vloge operacijskih ojačevalnikov v PWM krmilniku

