



ELEKTRONSKI ELEMENTI IN VEZJA

ELEKTRONSKI

Robert Lorencon

ELEKTRONSKI
ELEMENTI
IN
VEZJA

Robert Lorencon

**ELEKTRONSKI ELEMENTI
IN VEZJA**



Mnenja, predloge, namige... sporočite na naslov:

MAYA STUDIO, d.o.o., Zihherlova 38, Ljubljana
Tel.: (01) 42 95 255, Tel. & Fax: (01) 28 39 617
<http://www.maya-studio.com>
info@maya-studio.com

Lektorirala: Iva Sivec

Oblikovanje in stavek: Robert Lorencon

Naslovnica: MAYA STUDIO

CIP - Kataložni zapis o publikaciji
Narodna in univerzitetna knjižnica, Ljubljana

621.382(075.3)
372.862.138.2(075.3)

LORENCON, Robert
Elektronski elementi in vezja / [[besedilo in] risbe] Lorencon
Robert. - Ljubljana : Studio Maya, 1996

ISBN 961-221-010-1

62311168

© 1996, 2003 Robert Lorencon, STUDIO MAYA

Vse pravice pridržane. Noben del te izdaje ne sme biti reproduciran, shranjen ali prepisan v katerikoli obliki oz. na katerikoli način, bodisi elektronsko, mehansko, s fotokopiranjem, snemanjem ali kako drugače, brez predhodnega pisnega privoljenja lastnika avtorskih pravic (copyrighta).

KAZALO

1. UVOD	1
1.1. ELEMENTI.....	1
1.2. VEZJA	2
1.2.1. Generatorji.....	2
1.2.2. Osnovna pravila vezij.....	3
1.2.3. Četveropoli.....	11
1.2.4. Linearizacija.....	12
VPRAŠANJA	13
NALOGE	13
2. POLPREVODNIKI	15
2.1. PREVODNOST MATERIALOV	16
2.2. POLPREVODNIKI.....	17
2.2.1. Elektroni in vrzeli	18
2.2.2. Polprevodnik s primesmi.....	19
2.2.3. N-tip polprevodnika	19
2.2.4. P-tip polprevodnika	20
2.2.5. Večinski in manjšinski nosilci elektrine	21
2.3. PN SPOJ.....	21
VPRAŠANJA	24

3.1. DELOVANJE DIODE	26
3.1.1. Zaporna smer diode	26
3.1.2. Tok nasičenja diode.....	26
3.1.3. Prevodna smer diode.....	27
3.1.4. Napetost kolena.....	28
3.2. LASTNOSTI DIOD.....	29
3.2.1. Električni preboj diode	29
3.2.2. Diferencialna upornost diode.....	30
3.2.3. Kapacitivnost diode	33
3.2.4. Preklopne lastnosti diod.....	34
3.2.5. Trošenje moči diode in odvajanje toplote	35
3.3. USMERNIKI.....	36
3.3.1. Polvalni usmernik	37
3.3.2. Polnovalni usmernik s sredinskim odcepom	39
3.3.3. Mostični polnovalni usmernik	42
3.3.4. Usmerniki za trofazni napetostni sistem	44
3.3.5. Množilniki napetosti.....	44
3.3.6. Zaporedna in vzporedna vezava diod	46
3.3.7. Valovitost in glajenje napetosti	47
3.3.8. Diode pri omejevanju napetosti	52
3.3.9. Dioda kot analogno stikalo.....	53
3.4. POSEBNE VRSTE DIOD	55
3.4.1. Prebojna dioda.....	55
3.4.2. Kapacitivna (varicap) dioda.....	58
3.4.3. PIN dioda	59
3.4.4. Tunelska dioda.....	60
3.4.5. Schottkyjeva dioda.....	61
3.4.6. Svetleča dioda (LED).....	62
3.4.7. Fotodioda in sončna celica.....	63
3.4.8. Laserska dioda	64
VPRAŠANJA	66
NALOGE	67

4.1. SIMBOL IN ZGRADBA	69
4.2. DELOVANJE BIPOLARNEGA TRANZISTORJA.....	71
4.2.1. Analiza tokov v tranzistorju.....	72
4.2.2. Različne orientacije tranzistorja.....	76
4.2.3. Nadomestno vezje bipolarnega tranzistorja	77
4.2.4. Vhodna in izhodna karakteristika bipolarnega tranzistorja.....	81
4.2.5. Tokovno in napetostno ojačenje	83
4.2.6. Breme, delovna premica in delovna točka.....	84
4.3. NASTAVITEV DELOVNE TOČKE	87
4.3.1. Nastavitev delovne točke z uporom na bazi	89
4.3.2. Nastavitev delovne točke z delilnikom napetosti.....	90
4.4. STABILIZACIJA DELOVNE TOČKE.....	92
4.4.1. Stabilizacija delovne točke z emitorskim uporom	92
4.4.2. Stabilizacija delovne točke z diodo	96
4.4.3. Stabilizacija delovne točke z napetostno povratno zanko	97
4.5. OJAČEVALNIKI PRI NIZKIH FREKVENCAH	98
4.5.1. Tranzistor v orientaciji s skupnim emitorjem.....	98
4.5.2. Tranzistor v orientaciji s skupnim kolektorjem.....	100
4.5.3. Tranzistor v orientaciji s skupno bazo	103
4.5.4. Napetostni sledilnik.....	105
4.5.5. Diferencialni ojačevalnik	106
4.6. VEČSTOPENJSKI OJAČEVALNIKI	111
4.6.1. Skupno ojačenje.....	111
4.6.2. Prilagoditev ojačevalnih stopenj.....	112
4.6.3. Frekvenčna propustnost.....	115
4.6.4. Enosmerna povezava ojačevalnikov.....	115
4.6.5. RC povezava ojačevalnikov	120
4.6.6. LC povezava ojačevalnikov.....	124
4.6.7. Transformatorska povezava ojačevalnikov.....	125
4.6.8. Povezava ojačevalnikov s selektivnim transformatorjem	126
4.6.9. Decibeli.....	127
4.6.10. Šum ojačevalnika	128

4.7.1. Kapacitivnost baza-emitor	130
4.7.2. Kapacitivnost kolektor-baza	131
4.7.3. Vpliv kapacitivnosti na ojačenje	131
4.7.4. Kaskadni ojačevalnik	137
4.8. MOČNOSTNI OJAČEVALNIKI	138
4.8.1. Izkoristek ojačenja moči	138
4.8.2. Popačenje	139
4.8.3. A razred ojačevalnika	140
4.8.4. B razred ojačevalnika	142
4.8.5. AB razred ojačevalnika	144
4.8.6. C razred ojačevalnika	146
4.9. PREKLOPNE LASTNOSTI TRANZISTORJA	147
4.9.1. Preklopni časi	149
4.9.2. Induktivno breme	150
4.9.3. Kapacitivno breme	151
VPRAŠANJA	155
NALOGE	156

5. UNIPOLARNI TRANZISTORJI 159

5.1. JFET	160
5.1.1. Delovanje JFET	161
5.1.2. Karakteristika JFET	163
5.1.3. Nadomestno vezje JFET	165
5.1.4. Nastavitev in stabilizacija delovne točke JFET	166
5.1.5. Orientacije JFET	169
5.1.6. Vezja z JFET in bipolarnim tranzistorjem	170
5.1.7. JFET kot upor	171
5.1.8. JFET kot dioda	173
5.1.9. MESFET	173
5.1.10. HFET	174

5.2.1. MOSFET z induciranim kanalom	175
5.2.2. MOSFET z vgrajenim kanalom.....	177
5.2.3. Nastavitev delovne točke MOSFET	178
5.2.4. MOSFET z dvoje vrati	178
5.2.5. Močnostni MOSFET.....	179
5.2.6. CMOS tranzistorja	181
5.2.7. FAMOS tranzistor.....	182
5.2.8. Tranzistor z izoliranimi vrati ali IGBT	183
VPRAŠANJA	184
NALOGE	185

6. KRMILNI POLPREVODNIŠKI ELEMENTI 187

6.1. ENOSPOJNI TRANZISTOR ALI UJT.....	187
6.2. ENOSPOJNI TRANZISTOR Z MOŽNOSTJO PROGRAMIRANJA ALI PUT	190
6.3. DVOSMERNNA DIODA	191
6.4. DIODNI TIRISTOR	192
6.5. DVOSMERNI DIODNI TIRISTOR ALI DIAC.....	193
6.6. TIRISTOR	195
6.6.1. Zaporno neprevodni tiristor ali SCR.....	195
6.6.2. Tiristor z možnostjo ugašanja ali GTO.....	197
6.6.3. Tetrodni tiristor ali SCS.....	197
6.6.4. Zaporno prevodni tiristor ali RCT.....	198
6.7. TRIAC.....	198
6.8. NAČIN UPORABE TIRISTORJA IN TRIACA.....	199
VPRAŠANJA	203

7.1. OPERACIJSKI OJAČEVALNIK.....	207
7.1.1. Lastnosti operacijskega ojačevalnika	207
7.1.2. Invertirajoči ojačevalnik.....	208
7.1.3. Neinvertirajoči ojačevalnik	209
7.1.4. Seštevalnik in odštevalnik	211
7.1.5. Sprememba koeficienta ojačenja.....	211
7.1.6. Mostični ojačevalnik.....	212
7.1.7. Primerjalnik.....	212
7.1.8. Primerjalnik s histerezo.....	214
7.1.9. Napetostno-tokovni pretvornik	216
7.1.10. Napetostni in tokovni izvor.....	216
7.1.11. Izvor simetrične napetosti.....	217
7.1.12. Okenski diskriminator.....	218
7.1.13. Integrator	218
7.1.14. Diferencialor	219
7.1.15. Značilni podatki operacijskega ojačevalnika.....	219
7.1.16. Operacijski ojačevalnik z enojnim napajanjem	221
7.1.17. Kompenzacija operacijskega ojačevalnika	222
7.2. MOČNOSTNI INTEGRIRANI OJAČEVALNIKI.....	225
7.3. NAPETOSTNI REGULATORJI	229
7.4. TEHNOLOGIJA MONOLITNIH INTEGRIRANIH VEZIJEV	231
7.4.1. Difuzija primesi.....	233
7.4.2. Oksidacija	234
7.4.3. Fotolitografija	234
7.4.4. Epitaksija.....	235
7.4.5. Metalizacija	235
VPRAŠANJA	235
NALOGE	236

8.1. VAKUUMSKI ELEMENTI	240
8.1.1. Termična emisija elektronov	240
8.1.2. Vakuumska dioda	241
8.1.3. Vakuumaska trioda	242
8.1.4. Vakuumaska tetroda	244
8.1.5. Vakuumska pentoda.....	245
8.1.6. Ojačevalniki z vakuumskimi elementi.....	246
8.1.7. Katodna ali žarkovna cev	250
8.2. PLINSKI ELEMENTI	253
8.2.1. Tlivka	253
8.2.2. Tiratron	254
8.2.3. Ignitron.....	255
VPRAŠANJA	256
NALOGE	256

9. DODATEK 257

9.1. TERMOELEKTRIČNI PRETVORNIKI.....	257
9.1.1. Termistorji.....	258
9.1.2. Polprevodniška dioda in tranzistor	259
9.1.3. Termočlen	259
9.1.4. Monolitni termoelektrični pretvorniki.....	259
9.2. OPTOELEKTRIČNI PRETVORNIKI.....	260
9.2.1. Fotoupor.....	260
9.2.2. Fotodioda	260
9.2.3. Fototranzistor	260
9.2.4. Fototiristor ali LASCR	261
9.2.5. Optični spojniki.....	261
9.3. PIEZOELEKTRIČNI PRETVORNIK.....	262
9.4. HALLOVA SONDA	263

9.5.1. LED prikazovalniki	264
9.5.2. Prikazovalniki s tekočimi kristali ali LCD	264
9.5.3. Vakuumski fluorescenčni prikazovalniki	266
9.5.4. Plazma prikazovalniki	266
9.6. CCD	267
VPRAŠANJA	268
10. TABELE	269
10.1. USMERNIKI	270
10.2. ORIENTACIJE BIPOLARNEGA TRANZISTORJA	271
10.3. ORIENTACIJE UNIPOLARNEGA TRANZISTORJA	272
10.4. ORIENTACIJE VAKUUMSKE TRIODE	273
10.5. POGOSTO UPORABLJENE ENAČBE	274
10.5.1. Diode	274
10.5.2. Usmerniki	274
10.5.3. Bipolarni tranzistor	275
10.5.4. Unipolarni tranzistorji	275
10.5.5. Operacijski ojačevalnik	276
10.5.6. Vakuumske elektronke	276
10.6. ENAČBE ZNAČILNIH VEZIJ	277
10.6.1. Polnovalni usmernik s sredinskim odcepom	277
10.6.2. Polnovalni mostični usmernik	277
10.6.3. Ojačevalnik z bipolarnim npn tranzistorjem	278
10.6.4. Ojačevalnik z JFET	279
10.6.5. Operacijski ojačevalnik	279
10.6.6. Vakuumska trioda	281
10.7. SIMBOLI	282
10.8. PREDPONE	284
INDEKSNO KAZALO	285

UVOD

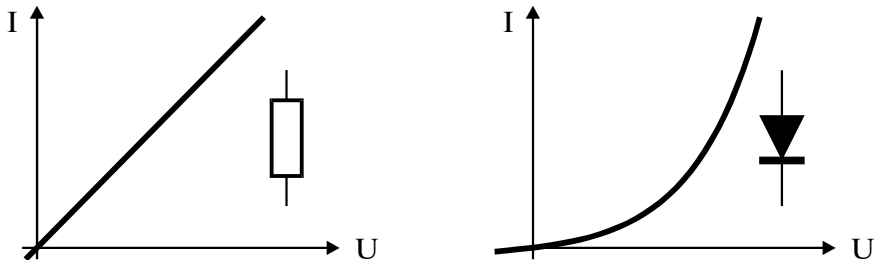
Preden začnemo spoznavati elektronske elemente in vezja, je prav, da se za trenutek ustavimo pri nekaterih osnovnih pravilih vezij – z njimi se bomo pogosto srečevali skozi vso knjigo.

1.1. ELEMENTI

Elektronski elementi so osnovni gradniki vsakega vezja. Imajo bodisi dva, tri ali več priključkov. Zaprti so v kovinska, plastična ali keramična ohišja, na katerih so osnovne označbe elementa, podane z znaki ali barvami.

Elementi, ki sestavljajo vezje, so lahko **pasivni** ali **aktivni**. Pasivni elementi električno energijo le porabijo (upor, dioda) ali jo akumulirajo (kondenzator, tuljava). Vezje, sestavljeno iz pasivnih elementov, lahko signale le preoblikuje, ne more pa jih ojačati ali generirati – to nalogo opravljajo aktivni elementi (tranzistorji).

Elementi so lahko **linearni** ali **nelinearni**, časovno **spremenljivi** ali **nespremenljivi**. Nelinearni elementi so tisti, ki imajo nelinearno povezavo med tokom in napetostjo (slika 1.1), kot npr. dioda in tranzistor.



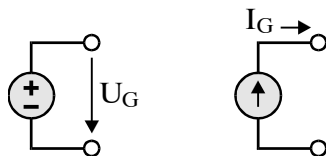
Slika 1.1. Linearna karakteristika upora ter nelinearna karakteristika diode.

1.2. VEZJA

Električna vezja so sestavne enote električnih naprav. Te imajo lahko različne funkcije (ojačevalniki, preoblikovalniki, generatorji, ...). Vezje mora biti načrtovano in izdelano tako, da bo v danem okolju opravljalo predpisano funkcijo. Pri tem moramo upoštevati tudi vse zunanje vplive, ki jim je vezje izpostavljeno (temperatura, vlaga, sevanje, tresljaji, plini, ...).

1.2.1. Generatorji

Pogosto si izračun zapletenega vezja poenostavimo tako, da ga za določeno delovno območje nadomestimo s preprostejšim, nadomestnim vezjem. V nadomestnih vezjih srečamo naslednje elemente: upore, kondenzatorje, tuljave in generatorje.



Slika 1.2. Napetostni in tokovni generator.

Najpogosteje uporabimo idealne napetostne in tokovne generatorje. Idealen pomeni, da se napetost pri napetostnem generatorju ali tok pri tokovnem generatorju ne spreminja, ne glede na velikost bremena. Poznamo tudi krmljeni generator. Izhodno veličino krmljenega generatorja lahko spreminjamo s pomočjo izbrane napetosti ali toka.

1.2.2. Osnovna pravila vezij

Če želimo izračunati elemente v vezju, moramo poznati osnovna pravila in teoreme vezij. Oglejmo si nekaj najvažnejših:

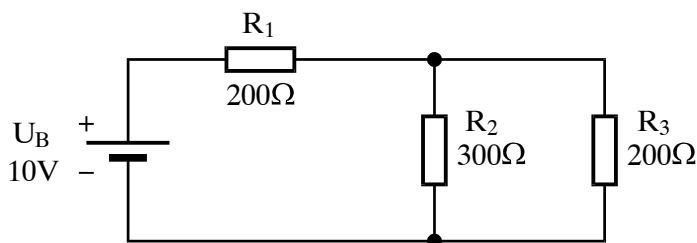
Ohmov zakon pravi, da je električni tok, ki teče skozi nek element, sorazmeren padcu napetosti na tem elementu in obratno sorazmeren upornosti elementa. Ali z enačbo:

$$I = \frac{U}{R} \quad \text{Ohmov zakon}$$

Prvi Kirchhoffov* zakon: V vsakem vozlišču vezja je vsota pritekajočih tokov enaka vsoti odtekajočih tokov. To je tudi logično, saj se električni tok ne more nabirati v vozlišču ali pa v njem nastajati. Pri izračunu moramo paziti na izbrane smeri tokov.

Drugi Kirchhoffov zakon: V vsakem zaključenem tokokrogu (zanki) je vsota pritisnjenih napetosti po velikosti enaka vsoti vseh padcev napetosti v tem tokokrogu. Ali drugače: ob upoštevanju smeri padcev napetosti je vsota vseh padcev napetosti v **zaključeni** zanki enaka nič.

Prvi primer

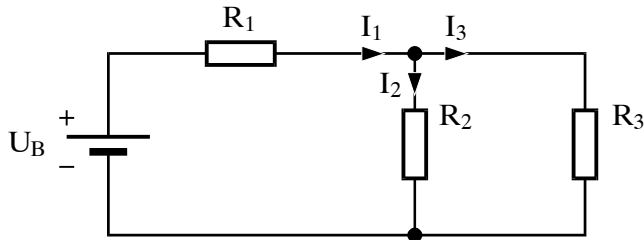


Izračunajmo tokove vezja s pomočjo prvega in drugega Kirchhoffovega zakona!

* izg. kirhof

Postopek za izračun vezja je naslednji:

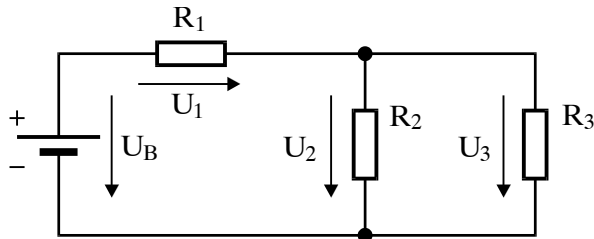
Najprej v vezje vrišemo smeri tokov. Smeri izberemo poljubno oz. predpostavimo, v katero smer bodo tekli. Ko bomo posamezni tok izračunali, nam bo predznak povedal, ali je bila naša predpostavka pravilna (pozitivni predznak) ali pa teče tok v nasprotni smeri (negativni predznak).



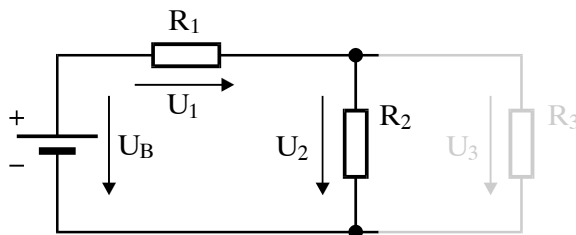
Izračunati moramo vse tri tokove: I_1 , I_2 in I_3 , zato potrebujemo tri neodvisne enačbe. Po prvem Kirchoffovem zakonu dobimo enačbo za vozlišče:

$$I_1 = I_2 + I_3$$

Sedaj v vezje vrišemo še padce napetosti na vseh elementih. Smer padca napetosti mora biti na porabnikih ista kot (predpostavljena) smer toka, na virih (generatorjih) pa nasprotna.

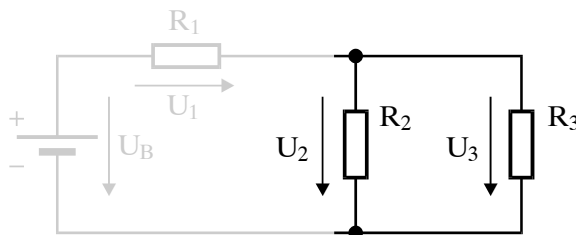


Nato poiščemo enačbe v zaključenih zankah. Vezje jih ima tri, zato jih lahko po drugem Kirchoffovem zakonu napišemo:



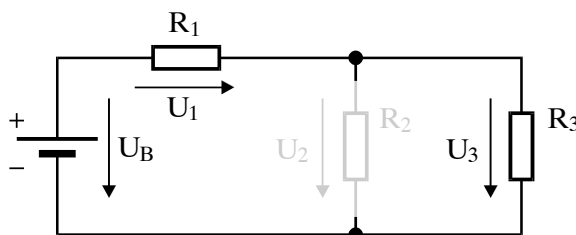
Prva zanka:

$$U_B = U_1 + U_2 = I_1 \cdot R_1 + I_2 \cdot R_2$$



Druga zanka:

$$U_2 = U_3 \Rightarrow I_2 \cdot R_2 = I_3 \cdot R_3$$



Tretja zanka:

$$U_B = U_1 + U_3 = I_1 \cdot R_1 + I_3 \cdot R_3$$

Uporabimo samo prvi dve enačbi in skupaj z vozliščno rešimo vezje:

$I_3 = I_1 - I_2$ vstavimo v enačbo $I_2 \cdot R_2 = I_3 \cdot R_3$ in dobimo:

$$I_2 \cdot R_2 = (I_1 - I_2) \cdot R_3 \Rightarrow I_2 = I_1 \cdot \frac{R_3}{R_2 + R_3}, \text{ to pa vstavimo v enačbo:}$$

$$U_B = I_1 \cdot R_1 + I_2 \cdot R_2 \text{ in dobimo: } U_B = I_1 \cdot R_1 + I_1 \cdot \frac{R_2 \cdot R_3}{R_2 + R_3}$$

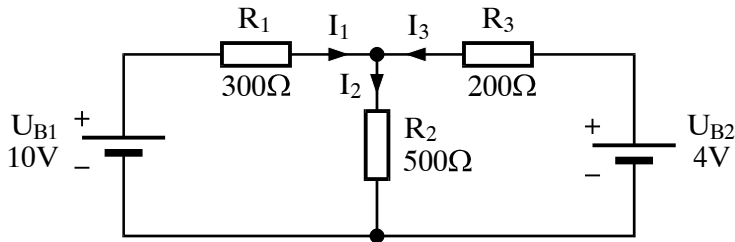
Tako, dobili smo rešitev za tok I_1 , ki ga izračunamo iz zadnje enačbe:

$$I_1 = \frac{U_B}{R_1 + \frac{R_2 \cdot R_3}{R_2 + R_3}} = \underline{31,25\text{mA}}$$

Preostala dva tokova znašata: $I_2 = 12,5\text{mA}$ ter $I_3 = 18,75\text{mA}$.

Drugi primer

Sedaj poskušajmo rešiti nekoliko težji primer, ki vsebuje dva vira napetosti. Ponovno moramo izračunati vse tri tokove v vezju.



Najprej si moramo označiti smeri tokov in padce napetosti. Nato postavimo vozliščne ter zanke enačbe, kot je narisano na sliki.

$$\begin{aligned} I_1 - I_2 + I_3 &= 0 \\ -U_{B1} + U_{R1} + U_{R2} &= 0 \\ -U_{R2} - U_{R3} + U_{B2} &= 0 \end{aligned}$$

Če ne vemo, ali se padci napetosti v enačbi seštevajo ali odštevajo, potem naredimo po vrsti naslednje:

1. v vezje vrišemo vse padce napetosti in jih označimo ($U_{B1}, U_{R1} \dots$),
2. v zaključeni zanki, kjer bomo seštevali padce napetosti, si izberimo smer seštevanja (poljubno – v smeri urinih kazalcev ali nasprotno),
3. seštejmo padce napetosti in sicer tako, da pri tistih vrisanih padcih napetosti, ki so nasprotni naši smeri seštevanja, uporabimo negativni predznak, pri isto usmerjenih pa pozitivnega,
4. vsota je enaka nič.

Tako smo dobili tri neodvisne enačbe za tri neznane tokove:

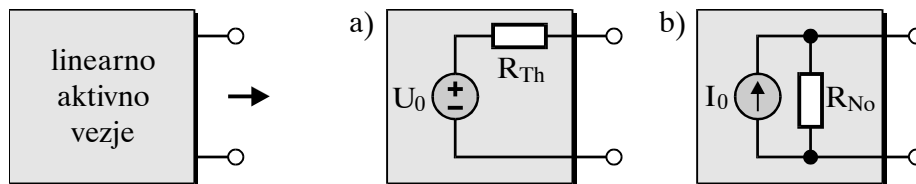
$$\begin{aligned} I_2 &= I_1 + I_3 \\ U_{B1} &= I_1 \cdot R_1 + I_2 \cdot R_2 \\ U_{B2} &= I_2 \cdot R_2 + I_3 \cdot R_3 \end{aligned}$$

Rešitev naloge je: $I_1=16,13\text{mA}$, $I_2=10,32\text{mA}$ in $I_3=-5,8\text{mA}$. Negativni predznak pred tokom I_3 pomeni, da le-ta v resnici teče v nasprotno smer, kot smo si jo izbrali.

Tellegenov teorem združuje oba Kirchhoffova zakona in pravi, da je v vsakem vezju vsota vseh moči enaka nič. Za primer na strani 3 lahko napišemo enačbo:

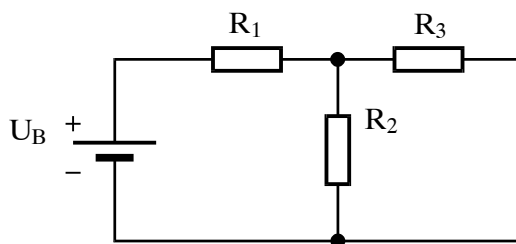
$$(-U_B + U_{R1}) \cdot I_1 + U_{R2} \cdot I_2 + U_{R3} \cdot I_3 = 0$$

Theveninov in Nortonov teorem veljata le za linearna vezja. Prvi pravi, da lahko vsako poljubno linearno vezje spremenimo v vezje, ki vsebuje en sam napetostni vir in eno samo zaporedno vezano upornost. Nortonov teorem pa pravi, da lahko vsako poljubno linearno vezje spremenimo v vezje, ki vsebuje en sam tokovni vir in eno samo vzporedno vezano upornost.



Slika 1.3. Nadomestno vezje po Theveninu ter Nortonu.

Primer



Iz danega vezja izpeljimo nadomestno vezje po Theveninu in Nortonu!

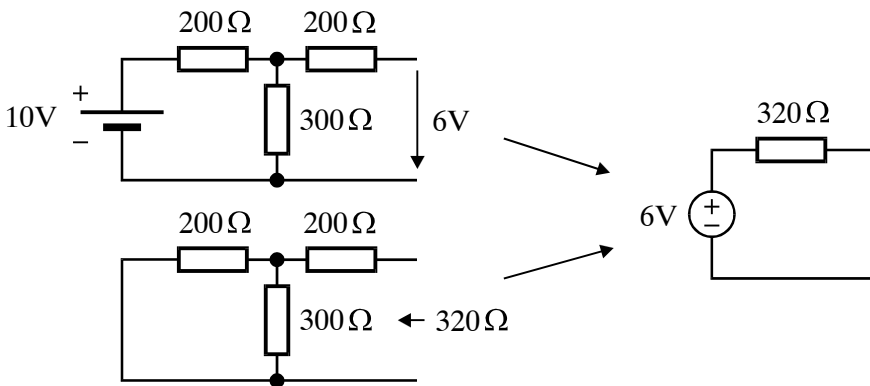
Theveninovo vezje: Najprej izračunajmo napetost, ki ga bo imel Theveninov napetostni vir. Izračunamo ga na izhodu vezja, ko so izhodne sponke odprte. (Na upor R_3 v tem primeru ni padca napetosti, saj skozenj ne teče tok!):

$$U_0 = U_B \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 10\text{V} \cdot \frac{300\Omega}{200\Omega + 300\Omega} = \underline{6\text{V}}$$

Sedaj izračunajmo še zaporedno upornost R_{Th} . Dobimo jo tako, da izmerimo upornost vezja na izhodnih sponkah. Napetostni vir, ki je v našem primeru idealen, ima upornost 0, zato lahko namesto njega narišemo kratek spoj (nasprotno pa ima idealen tokovni generator upornost neskončno veliko). Upornost znaša:

$$R_{Th} = R_3 + R_1 \parallel R_2 = 200\Omega + \frac{200\Omega \cdot 300\Omega}{200\Omega + 300\Omega} = \underline{320\Omega}$$

Dvojna vzporedna črta v enačbi pomeni, da računamo upora po vzporedni vezavi.

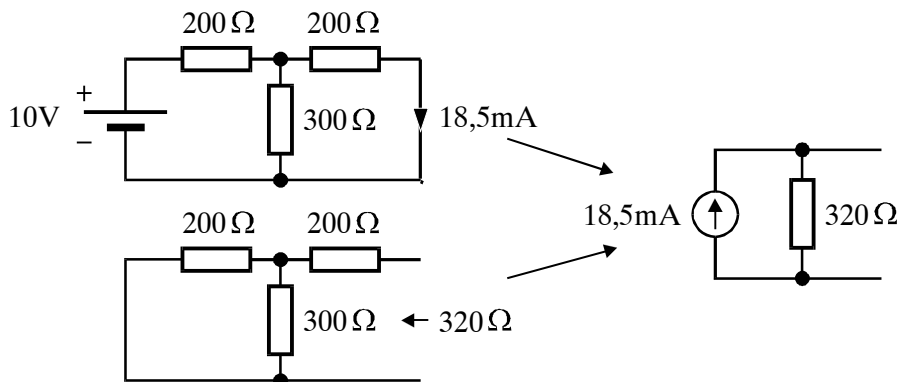


Nortonovo vezje: Najprej izračunamo tok, ki ga bo imel Nortonov tokovni vir. Izhod vezja kratko sklenemo in izračunamo tok:

$$I_1 = \frac{U_B}{R_N} = \frac{10\text{V}}{320\Omega} = 31,25\text{mA}$$

$$I_0 = I_3 = \frac{U_B - I_1 \cdot R_1}{R_3} = \underline{18,75\text{mA}}$$

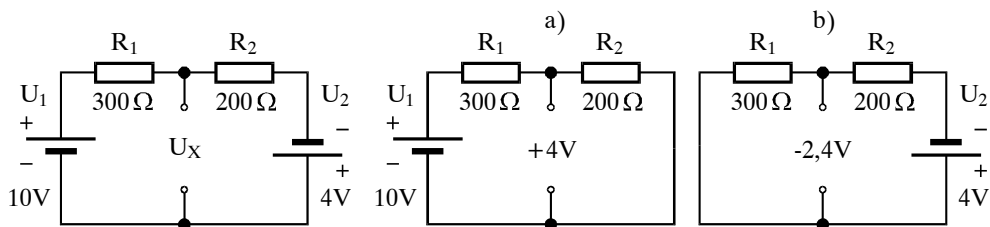
Upornost R_{No} izračunamo enako kot upornost R_{Th} .



Teorem o superpoziciji pravi, da je v vsakem linearnem vezju, ki ga vzbujamo sočasno z več signali, odziv kjerkoli v vezju enak vsoti odzivov, ki jih dobimo pri posameznem vzbujanju. To pride prav, ko preračunavamo vezja, ki vsebujejo več virov.

Primer

Izračunajmo napetost U_X iz vezja na sliki s pomočjo superpozicije!



Najprej izračunamo napetost U_X , ko je priključen samo prvi vir. Drugi napetostni vir zanemarimo (ker ima upornost 0, narišemo kratek spoj):

$$U_{X1} = U_1 \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 10\text{V} \cdot \frac{200\Omega}{300\Omega + 200\Omega} = 4\text{V}$$

Sedaj izračunajmo še drugo napetost tako, da zanemarimo prvi vir:

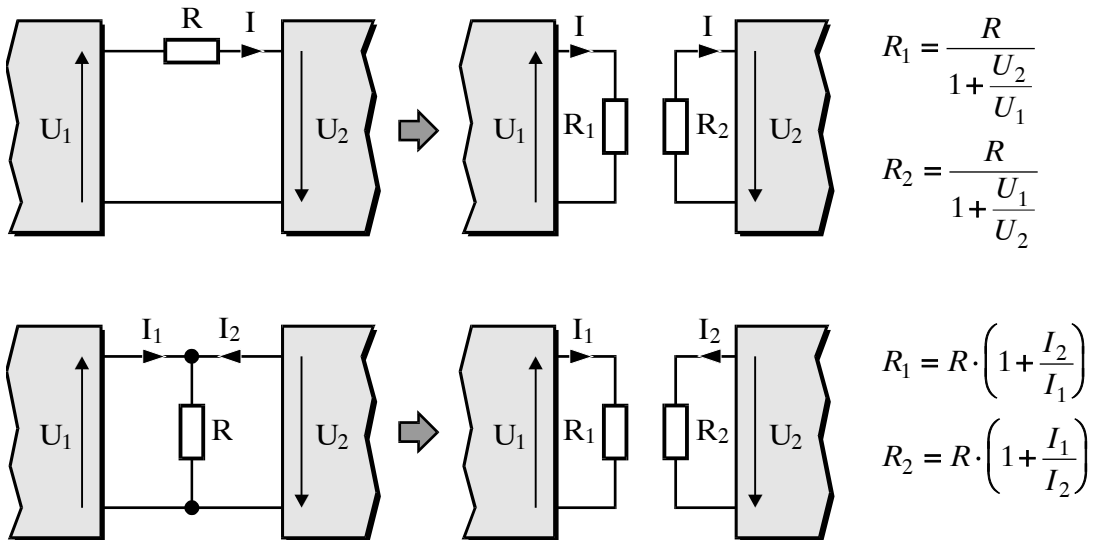
$$U_{X2} = U_2 \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} = -4V \cdot \frac{300\Omega}{300\Omega + 200\Omega} = -2,4V$$

Po teoremu o superpoziciji lahko obe napetosti seštejemo in dobimo:

$$U_X = U_{X1} + U_{X2} = 4V - 2,4V = \underline{1,6V}$$

Substitucijski teorem: Vsak element vezja smemo nadomestiti s primerno izbranim virom in obratno, ne da bi spremenili napetost ali tok v obravnavani veji.

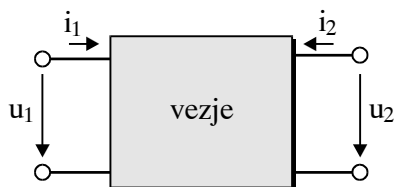
Millerjev teorem: Z njim si lahko poenostavimo vezja. Pravi, da lahko impedanco Z izločimo iz vezja in nastali vezi ločimo, tako da velja (impedanco Z smo zaradi poenostavitve nadomestil z upornostjo R):



Slika 1.4. Pretvorba po Millerjevem teoremu.

1.2.3. Četveropoli

Pri vezjih imamo največkrat opravka s četveropoli. Le-ti imajo en par vhodnih in en par izhodnih sponk. Lastnosti četveropola so podane z medsebojnimi odvisnostmi štirih spremenljivk: u_1 , i_1 , u_2 in i_2 . Dve sta odvisni, ostali dve pa neodvisni. Odvisnosti podajajo štirje četveropolni parametri. Glede na to, kako izberemo enačbe, govorimo o impedančnih, admitančnih, verižnih ali hibridnih parametrih. Seveda lahko vedno iz enega tipa parametrov preračunamo parametre drugega tipa.



Slika 1.5. Smeri tokov in napetosti na sponkah četveropola.

<i>tip četveropola</i>	<i>četveropolni enačbi</i>
impedančni	$u_1 = z_{11} \cdot i_1 + z_{12} \cdot i_2$ $u_2 = z_{21} \cdot i_1 + z_{22} \cdot i_2$
admitančni	$i_1 = y_{11} \cdot u_1 + y_{12} \cdot u_2$ $i_2 = y_{21} \cdot u_1 + y_{22} \cdot u_2$
verižni	$u_1 = A \cdot u_2 - B \cdot i_2$ $i_1 = C \cdot u_2 - D \cdot i_2$
hibridni g	$i_1 = g_{11} \cdot u_1 + g_{12} \cdot i_2$ $u_2 = g_{21} \cdot u_1 + g_{22} \cdot i_2$
hibridni h	$u_1 = h_{11} \cdot i_1 + h_{12} \cdot u_2$ $i_2 = h_{21} \cdot i_1 + h_{22} \cdot u_2$

Posamezni parameter je lahko vhodni (povezuje vhodni veličini), izhodni (povezuje izhodni veličini) ter prenosni (povezuje vhodno in izhodno veličino). Če želimo na primer izraziti vhodno impedanco četveropola z_{11} iz četveropolne enačbe: $u_1 = z_{11} \cdot i_1 + z_{12} \cdot i_2$, se enačba glasi:

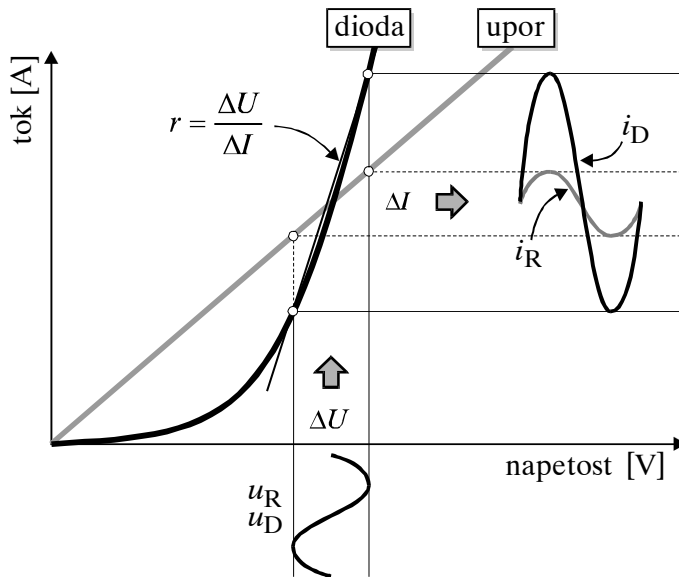
$$z_{11} = \left. \frac{u_1}{i_1} \right|_{i_2 = 0} = 0$$

Vrednost parametra dobimo tako, da pripišemo drugemu členu enačbe vrednost 0 – v našem primeru mora biti izhodni tok $i_2 = 0$. Z drugimi besedami to pomeni, da so izhodne sponke odprte. Kjer bomo srečali $u = 0$, bo to pomenilo kratko sklenjene sponke.

1.2.4. Linearizacija

Pri nelinearnih elementih je odvisnost med tokom in napetostjo, kot že ime pove, nelinearna. Odvisnost običajno podaja zapletena enačba. Kadar tak element vzbujamo s spremenljivo napetostjo (na primer sinusno), ima tok, ki teče skozi element, ustrezno popačeno (spremenjeno) obliko. Če nelinearni element vzbujamo z dovolj majhnim signalom, je sprememba oblike mnogo manjša. Za majhne signale lahko kratek odsek U-I karakteristike nelinearnega elementa lineariziramo oziroma nadomestimo s premico. Njen nagib znaša:

$$r = \frac{\Delta U}{\Delta I} \quad \text{diferencialna upornost}$$



Slika 1.6. Odsek karakteristike, ki smo ga linearizirali.

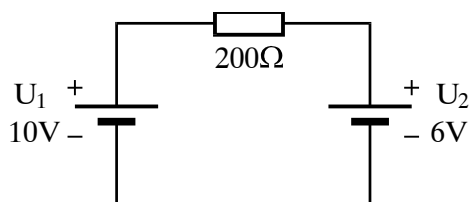
Če si na krivulji izberemo točko (t.i. mirovno delovno točko), lahko skoznjo narišemo tangento, ki sedaj predstavlja linearizirano karakteristiko elementa. Postopek linearizacije pogosto uporabljamo, ko preračunavamo vezja s polprevodniškimi elementi (diodo, tranzistorjem, MOS tranzistorjem...), ki jih krmilimo z majhnimi signali. Enačbe s tem močno poenostavimo.

VPRAŠANJA

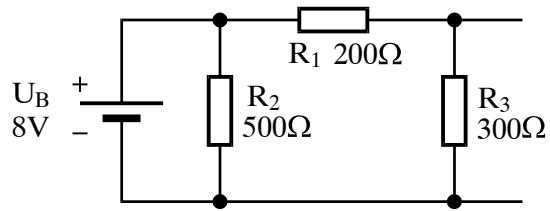
1. Ali je upor pasiven ali aktiven element? Zakaj?
2. Kakšna je razlika med linearnimi in nelinearnimi elementi?
3. Kaj je »idealni« generator? Ali ga lahko naredimo?
4. Kaj nam povesta prvi in drugi Kirchhoffov zakon o vezjih?
5. Kakšna je smer padca napetosti na virih in kakšna na upornostih glede na izbrano smer toka?
6. Ali si lahko poljubno linearno vezje predstavimo kot generator in upornost? Kateri teorem govori o tokovnem generatorju? Kako je pri tem vezana upornost: zaporedno ali vzporedno?
7. Kaj je četveropol? Kako določimo parameter h_{12} ?
8. Koliko neodvisnih enačb in koliko parametrov potrebujemo za opis četveropola?
9. Kaj je linearizacija? Kakšen je pogoj, da lahko karakteristiko elementa lineariziramo?
10. Kaj je diferencialna upornost? V katerem primeru se razlikuje od statične upornosti?

NALOGE

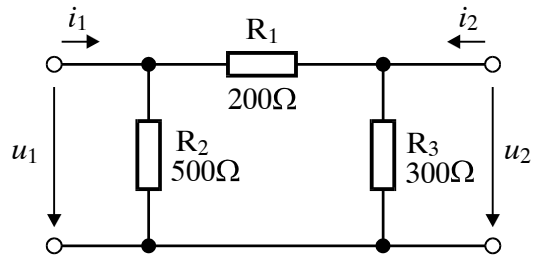
1. Ugotovite smer toka skozi upor v vezju in izračunajte velikost toka! (Odg.: 20mA)



2. Izračunajte vrednost napetostnega vira in upornost upora za Theveninovo ter vrednost tokovnega vira in upornost upora za Nortonovo vezje! (Odg.: 4,8V, 120Ω, 40mA, 120Ω)



3. Za naslednje vezje izračunaj četveropolna parametra z_{11} in z_{22} ! (Odg.: 250Ω, 210Ω)



POLPREVODNIKI

Leta 1911 je britanski fizik Ernest Rutherford ugotovil, da je atom sestavljen iz pozitivno nabitega jedra, ki vsebuje praktično vso maso atoma, ter negativno nabitih delcev, elektronov, ki krožijo okrog njega. Jedro sestavljajo protoni (pozitivno nabiti delci), in nevtroni, ki nimajo naboja. Število pozitivnih protonov v jedru je enako številu negativnih elektronov, ki krožijo okrog jedra. Tako je atom navzven električno nevtralen. Elektroni krožijo okoli jedra na različnih, natanko določenih orbitah. Natančneje je kroženje okrog jedra opisal danski fizik Niels Bohr leta 1913. Ugotovil je, da imajo elektroni lahko le točno določene diskretne energije; elektron, ki bi imel neko vmesno energijo, ne obstaja.

Energijo merimo v eV (elektron voltih); 1eV je potreben, da premaknemo en elektron za napetostni potencial enega volta. Govorimo lahko le o razlikah energij med elektroni v atomu, ne pa o njihovih absolutnih vrednostih. Nično energijo pripišemo mirujočemu elektronu, ki ni vezan na jedro. Tako imajo

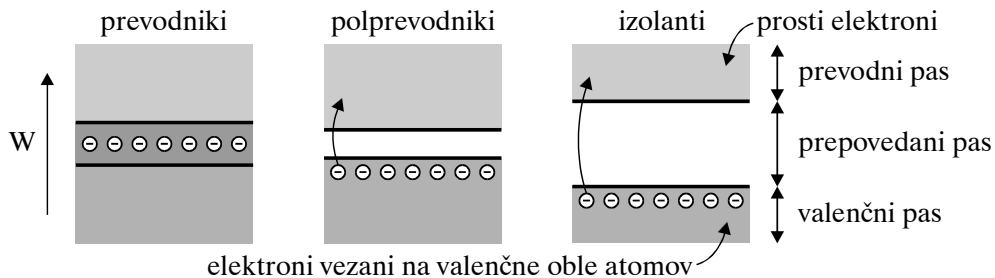
elektroni, ki so vezani v atomu, negativno energijo. Ko atomu dovedemo energijo, preskočijo elektroni v stanja z višjo energijo – pravimo, da je atom vzbujen. Ko npr. elektron vodikovega atoma preskoči iz prvega vzbujenega stanja zopet v normalno stanje, odda foton valovne dolžine 1,216 angstroma (10^{-10} m, področje ultravijolične svetlobe).

2.1. PREVODNOST MATERIALOV

Prevodnost materialov je odvisna od števila prostih elektrin, ki se lahko po materialu prostorsko gibljejo. Atomi dobrih prevodnikov ionizirajo že pri zelo nizkih temperaturah, kar pomeni, da kroži po materialu veliko število prostih elektronov. Ko na prevodni material priključimo napetost, začnejo elektroni zaradi električne sile potovati. Ker imajo negativni naboj, se gibljejo od negativnega proti pozitivnemu potencialu. Tako steče električni tok.

Nasprotno pa so v izolantih valenčni elektroni trdneje vezani na jedro atoma. Zaradi tega je v materialu le minimalno število prostih elektronov, prevodnost teh materialov izredno nizka.

Dogajanje lahko opišemo z energijami. Zunanjo oblo, kjer v atomu krožijo elektroni, imenujemo valenčna obla. Pravimo, da se elektroni, ki krožijo na tej zunanji obli, energijsko nahajajo v valenčnem pasu. To tudi pomeni, da imajo premalo energije, da bi lahko zapustili atom. Če želimo, da elektron zapusti atom, mora imeti vsaj toliko energije, da preskoči iz valenčnega v prevodni energijski pas. Med valenčnim in prevodnim energijskim pasom je t.i. prepovedani pas, ki je zelo pomemben za določanje električnih lastnosti materialov.



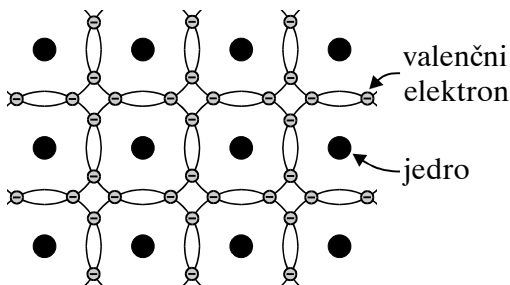
Slika 2.1. Razpored energijskih pasov.

Na sliki 2.1 vidimo energijske pasove za prevodnik, polprevodnik in izolant. Čim širši je prepovedani pas, tem večjo energijo moramo dovesti atomu, da elektron preskoči iz valenčnega v prevodni pas. Razlika med prevodniki, polprevodniki in izolanti je prav v velikosti energije, ki je potrebna, da atom ioniziramo ter pridobimo prosti elektron.

2.2. POLPREVODNIKI

Atomi polprevodniških materialov imajo **štiri** elektrone na zunanji obli, zato pravimo, da so štirivalenčni. V prostoru se atomi razporedijo simetrično v monokristalno mrežo, kjer vzpostavijo med seboj posebne vezi, ki jim pravimo **kovalentne** vezi. Vsak od atomov prispeva vsakemu sosedu po en elektron iz zunanje oble. Ker ima vsak atom po štiri sosede, to pomeni, da krožijo na zunanji obli poleg njegovih štirih še štirje sosedovi elektroni. Skupaj torej osem. Na ta način so zunanje oble atomov izpolnjene.

Čisti polprevodnik ima pri nizkih dovedenih energijah lastnost izolanta, pri dovolj veliki dovedeni energiji pa se obnaša kot slab prevodnik. To lastnost imajo štirivalenčni elementi silicij, germanij in ogljik ter nekatere kemične spojine elementov med II. in VI. skupino periodičnega sistema, kot so na primer GaAs, GaN, GaP, InSb, CdO, CdS ter ZnSe.



Slika 2.2. Zgradba polprevodniškega materiala.

Polprevodniki so materiali, ki imajo posebne električne lastnosti. Pri zelo nizki temperaturi so izolanti, pri višji temperaturi pa se obnašajo kot slabi prevodniki. V elektronski industriji je kot polprevodnik najpogosteje uporabljen silicij.

2.2.1. Elektroni in vrzeli

Povedali smo že, da pri primerno veliki dovedeni energiji (dovolj je že sobna temperatura) določeno število atomov v polprevodniku ionizira. To pomeni, da imajo elektroni dovolj energije, da zapustijo svoj atom in postanejo prosti. Pobegli elektron pusti za seboj v atomu praznino, torej primanjkljaj enega elektrona, ki ji pravimo vrzel. Atom postane pozitiven ion, toda že pri nizkih energijah se zgodi, da v to praznino vskoči elektron iz sosednjega atoma. V tega sedaj vskoči elektron iz naslednjega sosedu in tako naprej. Vrzel se tako prosto premika iz atoma na atom in prispeva k prevodnosti materiala. Zato si lahko vrzel predstavljamo kot pozitiven gibljiv delec, ki ima naboj po vrednosti enak elektronu.

Iz vsakega ioniziranega atoma dobimo par: prosti elektron in vrzel. Tako kot nastajajo oziroma se generirajo, tudi izginjajo. Temu pojavu pravimo **rekombinacija**, ki se zgodi vsakič, ko elektron izgubi toliko energije, da pade v valenčni pas. Pri tem izgine elektron v prevodnem in vrzel v valenčnem pasu.

Generacija in rekombinacija je lahko neposredna ali posredna. Pri neposredni rekombinaciji se elektron iz prevodnega pasu rekombinira z vrzeljo v valenčnem pasu. Razliko energije odda kot foton. Pri posredni rekombinaciji pa se elektron ali vrzel ujameta v energijskem pasu, ki leži med prevodnim in valenčnim, nastane pa zaradi nečistoč v polprevodniku – takim mestom pravimo pasti ali rekombinacijski centri. Tu ostaneta ujeta določen čas, dokler se ne srečata in dejansko rekombinirata. Do prave rekombinacije torej pride z določeno zamudo.

V električnem polju potujejo prosti elektroni k pozitivnejšemu potencialu, vrzeli pa k negativnejšemu. Tej šibki prevodnosti, ki jo ima čisti polprevodnik, pravimo intrinzična prevodnost. Če se temperatura polprevodnika poveča, se v njem tvori večje število prostih elektronov in vrzeli, zato se prevodnost poveča.

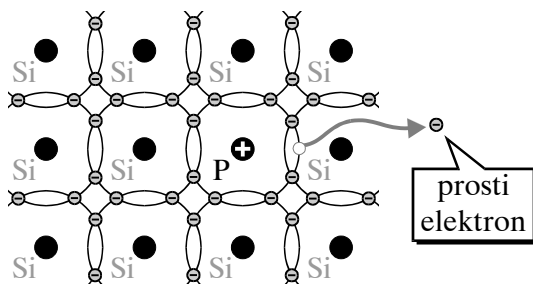
Prevodnost polprevodnika je odvisna od števila prostih elektronov in vrzeli. Ko elektron zapusti atom polprevodnika, pusti za sabo vrzel, ki prav tako prispeva k prevodnosti polprevodnika.

2.2.2. Polprevodnik s primesmi

Pomembno spremembo v električni lastnosti polprevodnika dosežemo s tako imenovanim dopiranjem. Pri tem postopku v strukturo polprevodnika dodajamo primesi – atome tujih elementov –, ki zaradi različnega valenčnega števila močno izboljšajo prevodnost. Take primesi so lahko petvalenčne ali pa trivalenčne. Poglejmo si lastnosti polprevodnika za oba primeri.

2.2.3. N-tip polprevodnika

Ko se ustvarja kristal polprevodnika, se lahko na različna mesta v njegovi strukturi namesto atomov polprevodnika vselijo atomi tuje primesi. Če to mesto zasede petvalenčni atom (atom, ki ima pet elektronov na zunanji obli), se štirje valenčni elektroni spojijo v kovalentne vezi s silicijevimi atomi, peti valenčni elektron pa ne. Ta elektron ima tako majhno vezalno energijo (to je energija, s katero je elektron vezan na atom), da se že pri nizki dovedeni energiji odtrga od atoma. Za sabo pusti nepremičen pozitiven ion, sam pa se lahko prosto giblje po materialu.

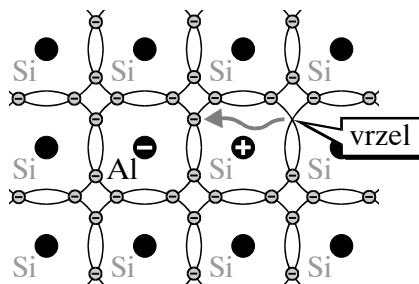


Slika 2.3. Petvalenčna primes v polprevodniku.

Večje število primesi povzroči povečanje števila prostih elektronov, ki občutno povečajo prevodnost polprevodnika. Petvalenčne primesi, kot so fosfor, arzen in antimon, dajo svoj elektron, zato jih imenujemo **donorji**. Čim več jih je, boljša je prevodnost polprevodnika. Ker prevladujejo kot nosilci električnega toka negativni elektroni, se tak polprevodnik imenuje **n-tip** polprevodnika.

2.2.4. P-tip polprevodnika

Če se v štirivalenčni polprevodnik vselijo trivalenčni atomi primesi (atomi, ki imajo tri elektrone na zunanji obli), se vsi trije elektroni spojijo v valenčne vezi z obkrožajočimi silicijevimi atomi. Četrta kovalentna vez ostane prazna, kar povzroči, da že pri sobni temperaturi prileti vanjo elektron iz okolice. Ta pa pusti za seboj gibljivo vrzel. Atom primesi se tedaj spremeni v nepremičen negativen ion z enim elektronom več v valenčni obli. Ker so ionizacijske energije teh primesi zelo majhne, so vsi atomi pri normalnih temperaturah ionizirani. To pomeni, da so v polprevodniku sedaj gibljive vrzeli, ki omogočajo prevodnost.



Slika 2.4. Trivalenčna primes v polprevodniku.

Trivalenčne primesi, kot so bor, aluminij, galij in indij, »jemljejo« elektrone (in ustvarijo gibljive vrzeli), zato jim pravimo **akceptorji**. Ker prevladujejo kot nosilci električnega toka pozitivne vrzeli, se tak polprevodnik imenuje **p-tip** polprevodnika.

Če polprevodniku dodajamo primesi petvalenčnih atomov, se v polprevodniku poveča število prostih elektronov. Če pa dodajamo primesi trivalenčnih atomov, se poveča število vrzeli. Tako dobljena polprevodnika imenujemo polprevodnik **n-tipa** oz. polprevodnik **p-tipa**.

2.2.5. Večinski in manjšinski nosilci elektrine

Poleg prostih elektronov, ki jih v n -tipu polprevodnika ustvarijo primesi (v p -tipu vrzeli), ne smemo zanemariti – četudi majhnega – deleža elektronov in vrzeli, ki se ustvarijo v polprevodniku zaradi dovedene energije. Rojevanje teh nabojev je odvisno od temperature, zato se večini polprevodniških elementov karakteristike s temperaturo spreminjajo. Ker se število prostih elektrin v polprevodniku s temperaturo večja, se istočasno večja tudi prevodnost.

Elektrine, ki jih polprevodnik pridobi zaradi primesi, so v veliki večini, zato jim rečemo **večinski** nosilci elektrine. To so elektroni v n -tipu ter vrzeli v p -tipu polprevodnika, njihovo število pa ni odvisno od temperature. Prevodnosti zaradi teh elektrin pravimo ekstrinzična prevodnost.

V polprevodniku pa se rojevajo tudi pari elektron-vrzel, ki jih je manj kot večinskih nosilcev elektrine, njihovo število pa je odvisno od **temperature**. Elektrinam, ki so v polprevodniku v manjšini, rečemo, da so **manjšinski** nosilci elektrine. V n -tipu so to vrzeli, v p -tipu pa elektroni.

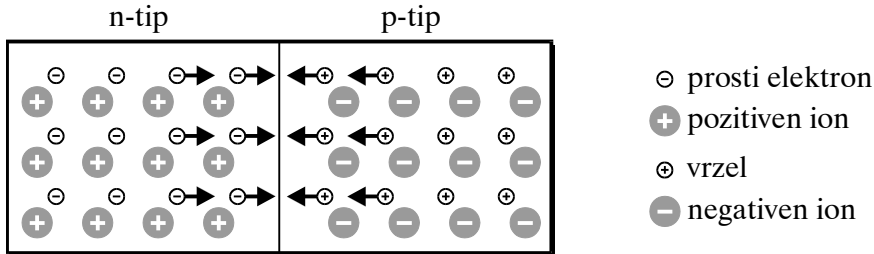
V n -tipu polprevodnika so elektroni večinski, vrzeli pa manjšinski nosilci elektrine. Nasprotno so v p -tipu polprevodnika vrzeli večinski, elektroni pa manjšinski nosilci elektrine.

2.3. PN SPOJ

Ko v polprevodniku ustvarimo področja z različnimi koncentracijami primesi donorjev in akceptorjev, se meja, ki loči z donorni bogatejše področje od področja, bogatejšega z akceptorji, imenuje **pn spoj**.

Zamislimo si, da spojimo skupaj dva polprevodnika, prvi je n -tip, drugi pa p -tip. Ko sta daleč narazen, je v n -tipu enakomerna koncentracija prostih elektronov, v p -tipu pa vrzeli. V trenutku spojitve pa različna koncentracija elektronov in vrzeli v obeh tipih povzroči difuzijski tok: prosti elektroni namreč iz n -tipa odtekajo v p -tip polprevodnika, ker jih je tam manj. Tako pustijo za sabo pozitivne ione, ki so nepomični in zato ostanejo v n -tipu. Enako se zgodi z vrzelmi, ki odtekajo iz p -tipa v n -tip, ker jih je tam manj. Za njimi ostanejo v p -tipu polprevodnika negativni ioni, ki so nepomični. Difuzijski tok

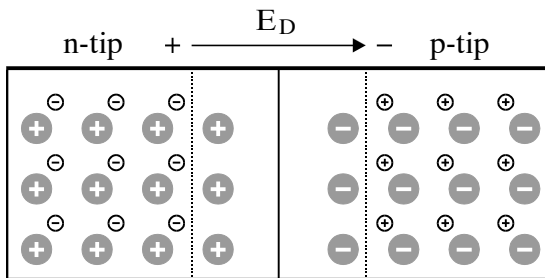
je torej tok, ki ga povzroči neenakomerna koncentracija prostorskega naboja. Elektrine odteka iz področja, kjer jih je več, v področje, kjer jih je manj.



Slika 2.5. Difuzijski tok skozi *pn* spoj.

Elektroni, ki zapustijo *N*-tip polprevodnika, pustijo za seboj pozitivne ione; podobno vrzeli iz *p*-tipa pustijo za seboj negativne ione. Prostorski naboj je sedaj neenakomerno razporejen, posledica tega pa je električno polje, ki ima smer od pozitivnega naboja (zaradi pozitivnih ionov) v *n*-tipu proti negativnemu naboju (zaradi negativnih ionov) v *p*-tipu polprevodnika.

Električna poljska jakost tega polja je tem večja, čim več elektrin preide iz enega v drugi tip. Po smeri pa nastalo električno polje deluje na proste elektrine zaviralno, tako da pri določeni vrednosti zaustavi odtekanje. Vzpostavi se ravnovesno stanje.



Slika 2.6. Električno polje v zaporni plasti.

Električna nevtralnost se poruši le v ozkem predelu med *n* in *p*-tipom polprevodnika, ki ji pravimo **zaporna plast** oz. **prehodno ali osiromašeno področje**

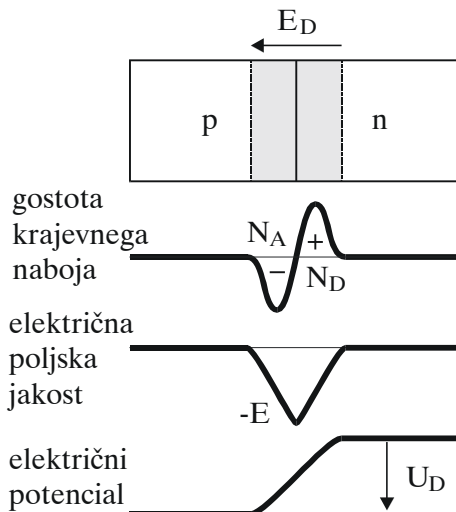
(angl. depletion layer). Osiromašeno zato, ker se v njem ne zadržujejo proste elektrine. To področje je širše tam, kjer je koncentracija primesi manjša.

Električna poljska jakost v zaporni plasti povzroča spremembo električnega potenciala, ki raste v smeri iz p -tipa k n -tipu polprevodnika. Tej potencialni razliki pravimo difuzijska napetost ali kontaktna napetost in je odvisna predvsem od materiala, ki ga uporabimo za polprevodnik ter od koncentracij primesi v p in n -tipu polprevodnika:

$$U_D = \frac{k \cdot T}{q} \cdot \ln \frac{N_A \cdot N_D}{n_i^2},$$

kjer je:

U_D	difuzijska napetost,
k	Boltzmannova konstanta ($1.38 \cdot 10^{-23}$ Ws/K),
T	absolutna temperatura v K,
q	absolutna vrednost naboja elektrona ($1.6 \cdot 10^{-19}$ As),
N_A	koncentracija akceptorjev v p -tipu ($1/\text{cm}^3$),
N_D	koncentracija donorjev v n -tipu ($1/\text{cm}^3$),
n_i	koncentracija prostih elektrin v 1 cm^3 čistega polprevodnika.



Slika 2.7. Potek gostote prostorskega naboja, električne poljske jakosti in potenciala.

Ko v polprevodniku ustvarimo pn spoj, stečejo elektroni iz n v p -tip (ker jih je tam manj) ter vrzeli iz p v n -tip polprevodnika. Ker se zaradi tega poruši električna nevtralnost, se v prehodnem področju med n in p -tipom ustvari električno polje. Temu področju pravimo zaporna plast ali osiromašeno področje.

VPRAŠANJA

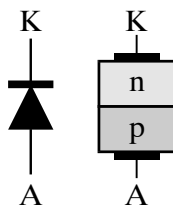
1. Kaj pomenita valenčni in prevodni pas? Kdaj so elektroni v prvem, kdaj pa v drugem?
2. Kako sta povezani med seboj prevodnost materialov in širina prepovedanega pasu?
3. Kdaj lahko preskoči elektron iz valenčnega v prevodni pas? Kaj se zgodi, ko se vrne nazaj?
4. Naštej nekaj polprevodnikov!
5. Kaj je rekombinacija?
6. Kaj je vrzel?
7. Kaj se zgodi, ko polprevodniku dodamo 3 ali 5-valentne primesi? Kaj pomeni izraz »3-valentni«?
8. Kaj so donatorji in kaj akceptorji?
9. Opiši razliko med n -tipom in p -tipom polprevodnika!
10. Kaj so manjšinski nosilci elektrine in kaj večinski?
11. Kaj se zgodi v trenutku, ko ustvarimo pn spoj?
12. Zakaj nastane med p in n polprevodnikom električno polje? V katero smer je usmerjeno? Zakaj?
13. Kaj je difuzijski tok?
14. Kaj je zaporna plast?

DIODE

Polprevodniška dioda je najstarejši polprevodniški element. Narejena je kot spoj p in n -tipa polprevodnika. Priključka diode imenujemo anoda in katoda.

Prve diode so izdelovali kot t.i. točkaste diode. Kovinsko žico so zavarili na površino polprevodnika n -tipa. Pri zvaru so atomi iz žice zaradi visoke temperature prodrli nekoliko v polprevodnik in ustvarili p -tip.

Najpogosteje srečamo usmerniške diode, vendar pa poznamo še veliko drugih vrst diod.



Slika 3.1. Simbol in zgradba diode.

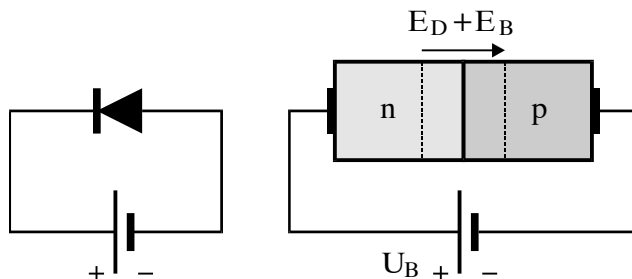
3.1. DELOVANJE DIODE

Nastanek *pn* spoja smo si ogledali že v predhodnem poglavju. Diodo si lahko predstavimo kot ventil, ki prepušča električni tok samo v eno smer. Zato lahko na diodo priključimo napetost v prevodno ali pa v zaporno smer.

3.1.1. Zaporna smer diode

Povedali smo že, da je v okolici *pn* spoja področje brez prostih nosilcev elektronov, ki se imenuje zaporna plast, in da tam vlada električno polje. Elektron, ki bi hotel iz *n*-tipa v *p*-tip, bi na svoji poti zašel v omenjeno električno polje, kjer bi ga električna sila potegnila zopet v *n*-tip. Enako bi se zgodilo z vrzeljo, ki bi potovala iz *p*-tipa polprevodnika.

Če na diodo priključimo električni vir tako, da je katoda na pozitivnem, anoda pa na negativnem potencialu (slika 3.2), bo ta napetost še povečala električno polje v *pn* spoju in tako še bolj preprečila potovanje elektronov proti pozitivnemu polu ter vrzeli proti negativnemu polu vira. Tok skozi diodo ne bi stekel.

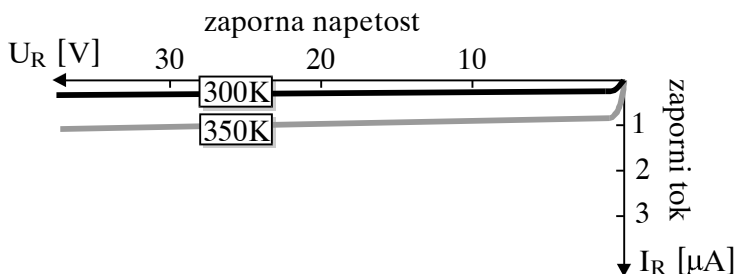


Slika 3.2. Zaporna smer diode.

3.1.2. Tok nasičenja diode

Pri zaporni priključeni napetosti vseeno teče skozi diodo majhen tok. Povzročijo ga predvsem generacije nosilcev naboja v zaporni plasti ter manjšinski nosilci naboja, ki difundirajo skozi zaporno plast. Oba tokova sta zelo majhna (nekaj nA za silicij in nekaj μ A za germanij) in se s spremembo zaporno

priključene napetosti le malo spreminjata. Oba toka običajno obravnavamo skupaj – govorimo o toku nasičenja diode. Ker je tak tok odvisen od rojevanja elektronov (parov elektron-vrzel) v zaporni plasti, se s povečanjem temperature zvišuje tudi tok nasičenja. Ta narašča eksponentno s temperaturo: pri silicijevi diodi se podvoji že, če povišamo temperaturo za 7K.

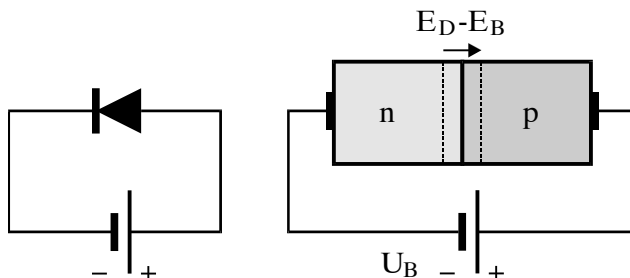


Slika 3.3. Tok nasičenja diode.

Pri delovanju elektronskih elementov je tok nasičenja nezaželen, saj pomeni spreminjanje tokov v vezju s temperaturo. Uporaben pa je lahko za merjenje temperature ali osvetlitve.

3.1.3. Prevodna smer diode

Če anodo priključimo na pozitivni pol vira, katodo pa na negativni, smo diodo priključili v prevodno smer. Tako priključena napetost se odšteva od difuzijske napetosti, ki vlada na pn spoju: $U_D - U_{BAT}$.

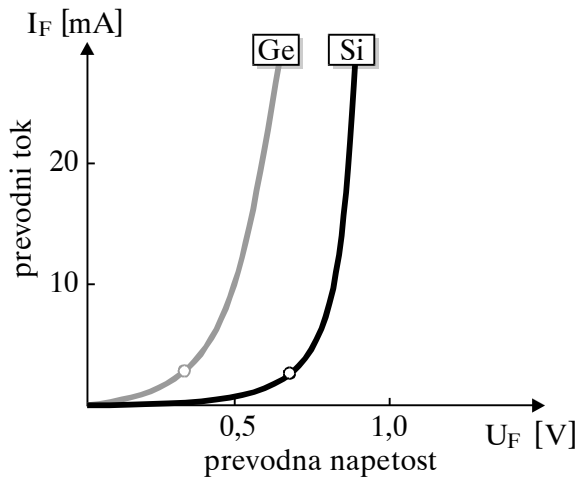


Slika 3.4. Prevodna smer diode.

Ker se zmanjša napetost preko zaporne plasti, se zmanjša tudi zaviralno električno polje. Čim večja je napetost vira, tem manjše je zaviralno električno polje in vse več je elektronov in vrzeli, ki sedaj prehajajo iz enega v drugi tip polprevodnika. Ko zunanja napetost povsem nevtralizira notranjo difuzijsko napetost, zaporne plasti ni več in tok skozi diodo naglo narašča.

3.1.4. Napetost kolena

Zaradi električnega polja v pn spoju sta p in n plast na različnih električnih potencialih. Razliki potencialov preko zaporne plasti pravimo potencialni prag. Od njega je odvisna višina napetosti, ki jo moramo priključiti na pn spoj, da bo dioda prevajala. Napetosti, kjer začne tok v prevodni smeri strmo naraščati, pravimo napetost kolena. Odvisna je predvsem od materiala polprevodnika ter od števila primesi in je za germanij (Ge) približno 0,3V, za silicij (Si) 0,7V in za galijev arzenid (GaAs) 1,2V.



Slika 3.5. Napetost kolena germanijeve in silicijeve diode.

Ko prekoračimo napetost kolena, začne tok skozi diodo strmo naraščati. Dioda postaja vse prevodnejša, kar tudi pomeni, da lahko prevelik tok uniči spoje znotraj diode, ki bo zato nehala prevajati.

Dioda je sestavljena iz *pn* spoja polprevodnika in dveh priključkov: anode in katode. V prevodni smeri prevaja šele pri napetosti kolena, v zaporni pa teče skozi diodo le zelo majhen tok.

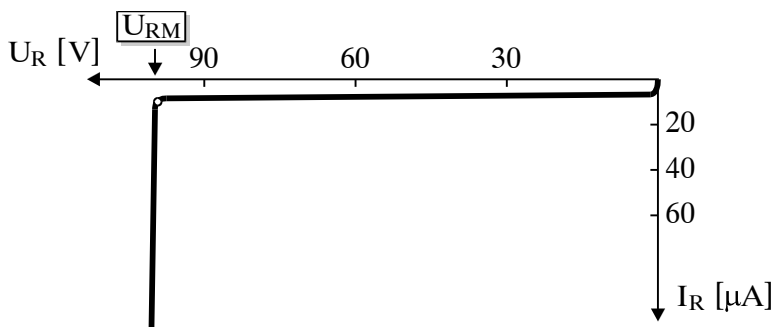
3.2. LASTNOSTI DIOD

Spoznali bomo nekaj značilnih lastnosti polprevodniških diod, kot so prebojna napetost, kapacitivnost in podobno.

3.2.1. Električni preboj diode

Dioda v zaporni smeri ne prevaja električnega toka. Tok, ki teče skozi zaporno plast, je zanemarljivo majhen. Ko pa je priključena napetost diode velika, dioda prebije in zaporni tok strmo naraste. Če tega toka ne omejimo, diodo uničimo. Dopustna temenska vrednost zapornega toka je mnogo manjša od prevodne temenske vrednosti.

Zaporna plast diode, v kateri vlada električno polje, je zelo tanka. Zato prebojne napetosti niso nujno visoke; podatke najdemo v katalogih.



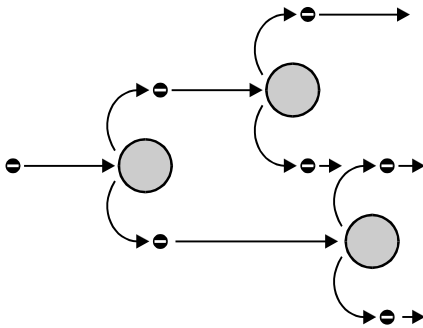
Slika 3.6. Električni preboj diode v zaporni smeri.

Električni preboj nastane zaradi dveh vzrokov:

Zenerjev preboj: Ko napetost večamo, se večja tudi električno polje v *pn* spoju. Z njim postaja tudi sila na elektrone vse večja. Pri določeni zaporni napetosti, ko je sila na atome v zaporni plasti že dovolj velika, se pričnejo

elektroni trgati iz valenčnih obel atomov in stečejo proti n -tipu. Atomi, ki tako ionizirajo, močno povečajo koncentracijo elektrin v zaporni plasti in s tem tok v zaporno smer diode. Do izrazitega zenerjevega pojava pride, če ima polprevodnik veliko primesi in zato zelo ozko zaporno plast.

Plazovita ionizacija: Pri dovolj veliki zaporni napetosti imajo elektrine, ki potujejo skozi prehodno področje pn spoja, velike kinetične energije. Ko se elektron zaleti v atom, lahko atom zaradi trka in predane energije ionizira. Trk elektrona izbije iz valenčne oble atoma nov elektron. Tako nastane v prehodnem področju novi par elektron-vrzel. Ko postane električno polje v prehodnem področju dovolj močno, lahko en sam elektron sproži plaz novih elektronov: vsak novo pridobljeni elektron v električnem polju močno pospeši in ob trku ionizira nov atom. Pojavu pravimo plazovita ionizacija (angl. avalanche breakdown), tok v zaporni smeri diode pa se naglo poveča.



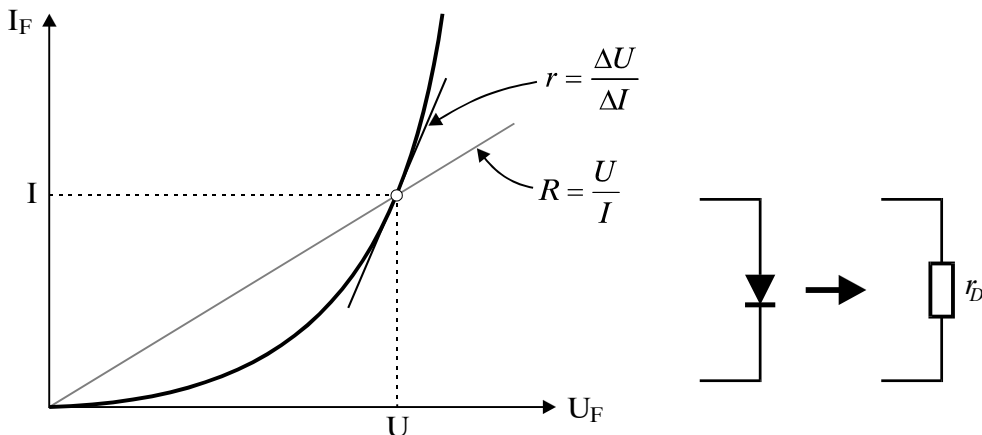
Slika 3.7. Plazovita ionizacija.

Ko z zaporno priključeno napetostjo dosežemo mejno vrednost diode, le-ta prebije. Če toka skozi diodo ne omejimo, jo uničimo. Dioda lahko prebije zaradi Zenerjevega efekta ali plazovite ionizacije.

3.2.2. Diferencialna upornost diode

Dioda je nelinearen element, zato je lahko izračun v vezjih zapleten. Če pa so signali, s katerimi krmilimo diodo, dovolj majhni, lahko upornost diode lineariziramo. To pomeni, da si za majhen signal predstavljamo diodo kot ohmski upor. Najprej si oglejmo razliko med statično in dinamično upornostjo diode.

Statična upornost je razmerje med priključeno enosmerno napetostjo in enosmernim tokom, ki teče skozi element ali vezje: $R=U/I$. **Dinamična** upornost pa je razmerje med priključeno izmenično napetostjo in izmeničnim tokom, ki teče skozi element ali vezje: $r=u/i$. Enačba velja le za majhne spremembe napetosti in toka, ko lahko kratek odsek krivulje nadomestimo z odsekom premice – uporabimo linearizacijo.



Slika 3.8. Statična in dinamična upornost na nelinearnem elementu.

Pri ohmskem uporju sta obe upornosti enaki, medtem ko pri nelinearnem elementu ne. Majhna izmenična napetost povzroči na bolj strmi krivulji nelinearnega elementa večjo spremembo toka (in s tem manjšo dinamično upornost), kot bi jo sicer ohmski upor (glej sliko 3.8). Pri nizkih frekvencah je napetostno tokovna karakteristika diode opisana z enačbo:

$$I_D = I_S \cdot \left(e^{\frac{q \cdot U}{k \cdot T}} - 1 \right),$$

kjer je:	I_S	tok nasičenja diode,
	q	absolutna vrednost naboja elektrona ($1.6 \cdot 10^{-19}$ As),
	k	Boltzmannova konstanta ($1.38 \cdot 10^{-23}$ Ws/K),
	T	absolutna temperatura v K.

Če iz enačbe izpeljemo diferencialno upornost $r=u/i$ za prevodno smer diode, potem dobimo:

$$r = \frac{k \cdot T}{q \cdot (I_D + I_S)}$$

Če je tok diode I_D dovolj velik, je v primerjavi z njim tok nasičenja I_S zelo majhen, zato ga lahko zanemarimo. Definiramo lahko tudi napetostni ekvivalent U_T , ki ima pri sobni temperaturi vrednost okrog 25 mV.

$$U_T = \frac{k \cdot T}{q}$$

Končno dobimo enačbo za diferencialno upornost diode:

$$r \cong \frac{U_T}{I_D} = \frac{25\text{mV}}{I_D}$$

V zaporni smeri teče le tok nasičenja I_S , ki se z zaporno napetostjo le malo zveča. Zato je diferencialna upornost v tej smeri navadno zelo velika in je v večini vezij njen vpliv zanemarljiv.

Primer

Izračunajmo diferencialno upornost diode v prevodni smeri pri toku $I_D=0,2\text{A}$!

$$r = \frac{25\text{mV}}{I_D} = \frac{25\text{mV}}{0,2\text{A}} = \underline{0,125\Omega}$$

3.2.3. Kapacitivnost diode

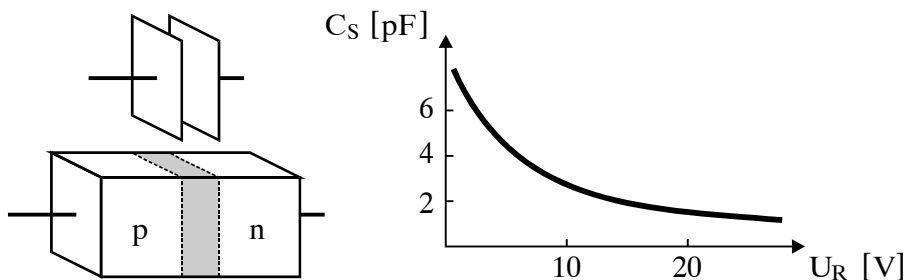
Pri višjih frekvencah ter pri hitrih preklonih se moramo soočiti tudi s kapacitivnostjo, ki jo ima dioda. Kapacitivnost diode v prevodni smeri se po vrednosti razlikuje od kapacitivnosti v neprevodni smeri. Poznamo dve kapacitivnosti:

Difuzijska kapacitivnost: Dioda ima v prevodni smeri zaradi kopičenja elektronov kapacitivnost, ki ji pravimo difuzijska kapacitivnost. Enačba za difuzijsko kapacitivnost se glasi:

$$C_D = \frac{q \cdot I_D}{k \cdot T} \cdot \frac{\tau}{2} = \frac{1}{r} \cdot \frac{\tau}{2}$$

Odvisna je od diferencialne upornosti r ter od življenjske dobe (τ) manjšinskih nosilcev elektrone, ki podaja povprečni čas trajanja manjšinskih elektronov – od njihovega nastanka pa do rekombinacije. Manjšinske elektrone so tisti elektroni ali vrzeli, ki so v danem tipu polprevodnika v manjšini (na primer v n -tipu prevladujejo prosti elektroni, zato so vrzeli manjšinski nosilci elektrone). Zmanjšanju τ pripomorejo dodatki atomov zlata, ki delujejo kot rekombinacijski centri ali pasti. Difuzijska kapacitivnost znaša nekaj nF (nano faradov).

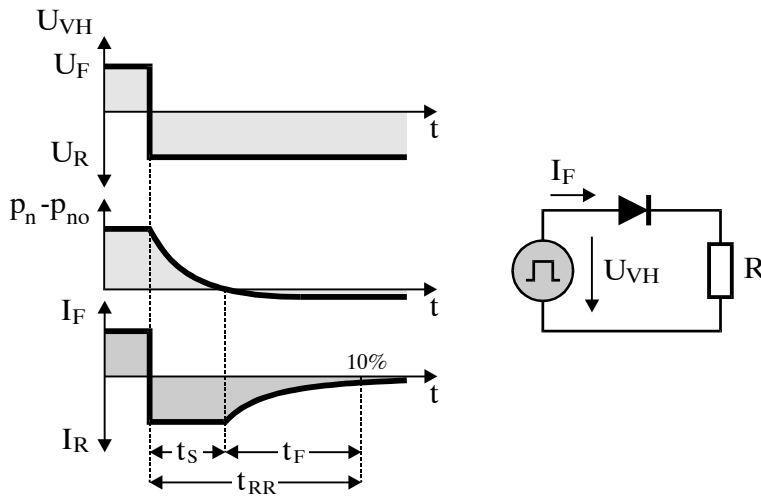
Spojna kapacitivnost: V zaporni smeri deluje zaporna plast diode kot dielektrik pri kondenzatorju. Kapacitivnosti, ki jo tako povzroči prehodno področje, pravimo spojna kapacitivnost. Ker sprememba zaporne napetosti vpliva na debelino zaporne plasti, se z napetostjo spremeni tudi spojna kapacitivnost. Čim večja je zaporna napetost na diodi, tem širša je zaporna plast in manjša je spojna kapacitivnost. Spojna kapacitivnost znaša nekaj pF (piko faradov).



Slika 3.9. Vpliv zaporne napetosti na spojno kapacitivnost.

3.2.4. Preklopne lastnosti diod

Pri vzburjanjih z impulzi deluje dioda kot stikalo: v prevodno smer prevaja, v zaporno pa je njen tok zanemarljivo majhen. Ko diodo krmilimo z impulzi pravokotne oblike, opazimo, da tok skozi diodo ne sledi popolnoma željeni obliki. Tok steče za kratek trenutek tudi v zaporno smer diode. Razlog je v nakopičenih elektrinah, ki so se v diodi nabrali med tem, ko je bila priključena v prevodni smeri.



Slika 3.10. Razmere pri preklopu iz prevodne v zaporno smer diode.

Ko se napetost generatorja nenadoma spremeni tako, da je dioda priključena v zaporno smer, se obrne tudi tok v zanki (slika 3.10). V trenutku preklopa je v n -tipu veliko vrzeli, v p -tipu pa veliko elektronov, ki so se tam nakopičili v času, ko je dioda prevajala. Ker ta presežek koncentracije iz prehodnega področja ne izgine takoj, teče tok v zaporno smer diode še nekaj časa. Proizvajalec daje naslednje podatke: čas kopičenja t_S , čas upadanja t_F ter vsoto obeh – čas preklopa t_{RR} (angl. reverse recovery time). Dioda, ki so posebej narejene za hitre preklopne čase, so SRD (angl. step-recovery-diodes).

Dioda ima tako v zaporni kot tudi v prevodni smeri kapacitivnost, ki je v prevodni smeri neprimerno večja. Ko diodo preklopimo iz prevodne v zaporno smer, se zaradi nakopičenih elektrin ne zapre takoj.

3.2.5. Trošenje moči diode in odvajanje toplote

Delovna temperatura je temperatura okolice, v kateri dioda obratuje. Če skozi diodo teče tok I_D , potem se v spoju troši moč $P=I_D \cdot U_D$. Ta povzroči segrevanje spoja, ki ga lahko previsoka temperatura uniči. Zaradi tega postane pomembni sposobnost odvajanja toplote in delovna temperatura. Celotna izgubna moč je dana z enačbo:

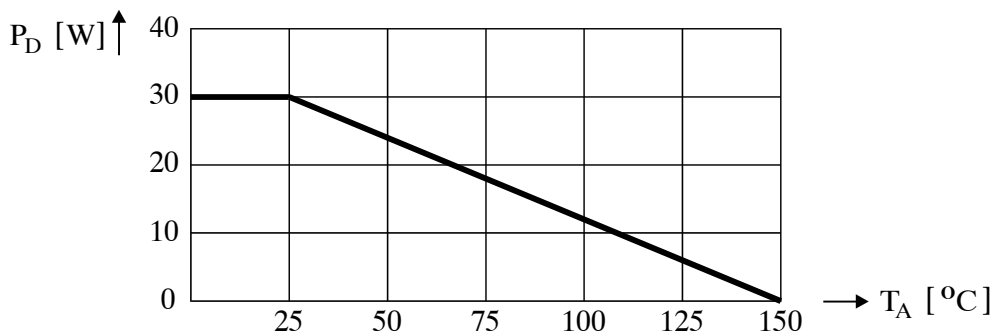
$$P_{TOT} = \frac{T_J - T_A}{\Theta_{TOT}} \quad \text{izgubna moč na diodi,}$$

kjer je:

T_A	temperatura okolice,
T_J	dopustna maksimalna temperatura spoja, ki je za Ge največ 90 °C, za Si pa največ 150 °C,
Θ_{TOT}	totalna toplotna (termična) upornost, izražena v °C/W,
P_D	izgubna moč na diodi (srednja moč).

S pomočjo totalne toplotne upornosti izvemo, s kolikšno močjo smemo diodo obremeniti pri dani temperaturi okolice, da ne presežemo dopustne temperature spoja ($T_J = T_A + P_{TOT} \cdot \Theta_{TOT}$). To upornost izdatno znižajo hladilna telesa.

Iz enačbe je razvidno, da se dioda pregreje tudi zaradi dviga temperature okolice. Da do tega ne bi prišlo, moramo pri višji temperaturi okolice znižati izgubno moč na diodi. Proizvajalci navadno podajajo karakteristiko, ki prikaže povezavo med temperaturo okolice in dopustno izgubno močjo (slika 3.11).



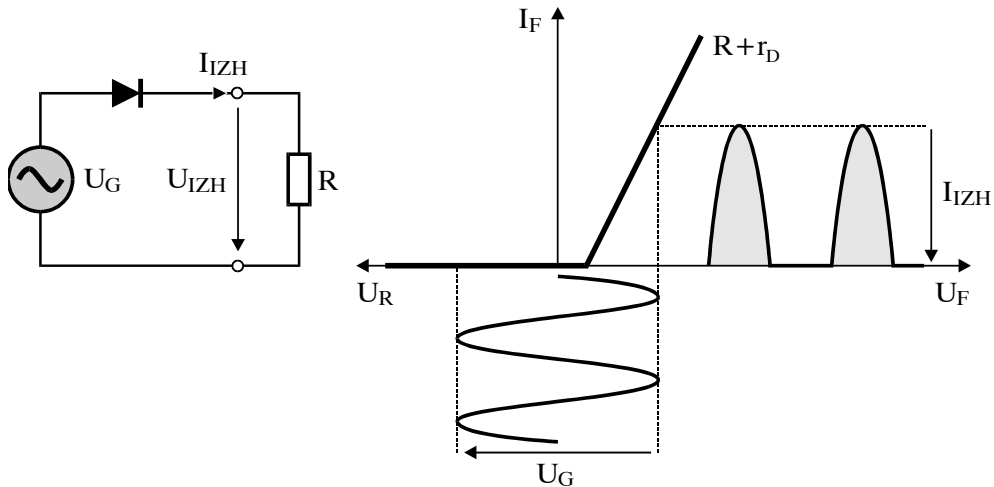
Slika 3.11. Odvisnost dopustne moči od temperature okolice.

Za konec še pregled nekaj karakterističnih parametrov diode:

U_{RRM}	največja trenutna ponovljiva zaporna napetost
U_{RSM}	največja trenutna neponovljiva zaporna napetost
U_{RWM}	največja trenutna periodična zaporna napetost pri sinusni obliki napetosti frekvence 50 ali 60 Hz
I_{FAV}	srednja vrednost najvišjega trajno dovoljenega toka v prevodni smeri
I_{FRMS}	največji trenutni ponovljiv tok v prevodni smeri
I_{FSM}	največji trenutni neponovljiv tok v prevodni smeri
T_J	maksimalna temperatura spoja
Θ_{JA}	termična upornost med spojem in ohišjem
t_{RR}	čas preklopa diode

3.3. USMERNIKI

Dioda je kot nalašč za usmerniška vezja, saj je njena poglobitna lastnost, da prevaja električni tok samo v eno smer. Usmerniško vezje pretvarja izmenični tok (angl. alternate current, AC) v enosmerne (angl. direct current, DC).



Slika 3.12. Polvalni usmernik z diodo.

Diodam, ki so narejene za usmernike, pravimo **usmerniške diode**. Pri usmerniku na sliki 3.12 teče v pozitivni polperiodi tok skozi diodo in breme R . Dioda ima v prevodni smeri zelo majhno upornost, zato največkrat upoštevamo samo upornost bremena. Dioda bo začela prevajati pri napetosti, ki je višja od napetosti kolena. Pri silicijevi diodi znaša kolenska napetost okrog 0,7V.

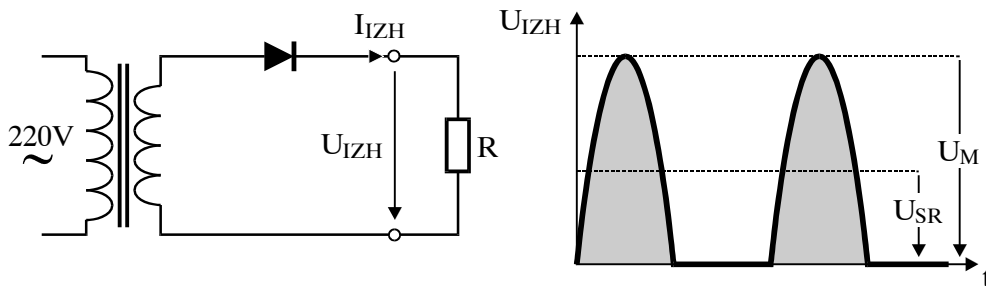
V negativni polperiodi dioda ne prevaja, tok skozi njo je zanemarljivo majhen. Oblika toka skozi porabnik je zato enaka samo pozitivni polovici sinusne napetosti na vходу vezja.

Ker usmernik prevaja samo v pozitivni polperiodi, mu pravimo **polvalni usmernik**. Poznamo pa tudi usmernike, ki usmerijo obe polperiodi. Tem pravimo **polnovalni usmerniki**.

3.3.1. Polvalni usmernik

Ker dioda prepušča tok samo v pozitivni polperiodi, smo izmenični tok na izhodu usmerili. Toda enosmerni tok iz usmernika ni enakomeren, temveč močno utripa, zato tak način usmerjanja ni posebno uporaben.

V pozitivni polperiodi steče električni tok iz transformatorja skozi diodo in breme. Na bremenu ustvari padec napetosti v obliki sinusne polperiode. V negativni polperiodi dioda ne prevaja, zato toka v breme ni. Vsa napetost transformatorja je sedaj na diodi v zaporni smeri.



Slika 3.13. Polvalno usmerniško vezje s porabnikom.

Pri izmeničnih signalih imamo največkrat podatke o efektivnih vrednostih napetosti in toka (angl. root-mean-square, RMS), predvsem to velja pri omrežni napetosti.

Efektivna vrednost napetosti in toka izhajata iz opravljenega dela: efektivna vrednost izmeničnega toka je tista velikost enosmernega toka, ki bi dal pri enakih pogojih in v enakem času enako toploto. Za signal sinusne oblike velja:

$$U_{EF} = \frac{U_M}{\sqrt{2}} \text{ efektivna vrednost napetosti, kjer je } U_M \text{ temenska napetost.}$$

$$I_{EF} = \frac{I_M}{\sqrt{2}} \text{ efektivna vrednost toka, kjer je } I_M \text{ temenski tok.}$$

Pri usmerjenem toku pa nas zanima predvsem srednja vrednost napetosti in toka (angl. average). To je povprečna vrednost napetosti in toka v nekem časovnem intervalu. Tako je srednja vrednost sinusnega signala v eni periodi enaka nič, srednja vrednost enosmernega konstantnega signala pa enaka enosmerni vrednosti. Pri polvalnem usmerjenem signalu je srednja vrednost enaka:

$$U_{SR} = \frac{U_M}{\pi} \text{ srednja vrednost napetosti, kjer je } U_M \text{ temenska napetost.}$$

$$I_{SR} = \frac{I_M}{\pi} \text{ srednja vrednost toka, kjer je } I_M \text{ temenski tok.}$$

Pri nižjih napetostih je srednja napetost na izhodu nekoliko nižja od izračunane. Upoštevati moramo namreč tudi padec napetosti na diodi, ki znaša za silicijevo diodo okrog 0,7V.

Diode za usmernik izbiramo s pomočjo katalogov, kjer najdemo podatke o njihovi vzdržljivosti. Zato moramo pri načrtovanju usmernika upoštevati vse tokove in napetosti, ki jih bodo morale diode prenesti. Te so predvsem:

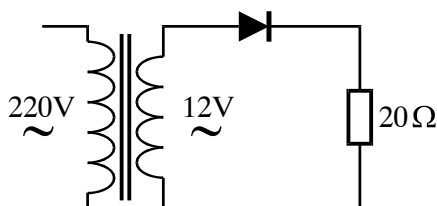
1. V prevodni smeri morajo prenesti tako srednji I_{FAV} kot maksimalni ali temenski tok I_{FRMS} . Ta tok teče tudi skozi porabnik, zato ga ni težko izračunati.
2. Dioda v zaporni smeri ne prevaja, zato mora prenesti vso napetost transformatorja. Pri previsokih zapornih napetostih se v zaporni plasti diode sproži plazovita ionizacija. Če se to zgodi, steče skozi diodo velik tok, ki jo uniči. Največjo zaporno napetost U_{RM} , ki jo mora dioda prenesti, izračunamo iz temenske napetosti negativne polperiode:

$$U_{RM} = U_{EF} \cdot \sqrt{2} < U_{RRM}$$

3. Električna moč, ki se troši na diodi, povzroči njeno segrevanje. Ko je potrošnja moči na diodi prevelika, se zaradi visoke temperature dioda uniči. To moč izračunamo kot produkt srednjega toka in padca napetosti na diodi v prevodni smeri:

$$P_D = U_D \cdot I_D \approx 0,7V \cdot I_D$$

Primer



Izračunajmo enosmerno napetost in tok skozi breme polvalnega usmernika! Kolikšno zaporno napetost mora vzdržati dioda?

Temensko napetost, ki jo potrebujemo za izračun srednje vrednosti, dobimo iz efektivne:

$$U_M = U_{EF} \cdot \sqrt{2} = 12V \cdot 1,41 = \underline{16,97V}$$

Oblika napetosti na bremenu je polvalna, zato jo izračunamo po enačbi:

$$U_{SR} = \frac{U_M}{\pi} = \frac{16,97V}{\pi} = \underline{5,4V}$$

Električni tok pa izračunamo iz napetosti na bremenu:

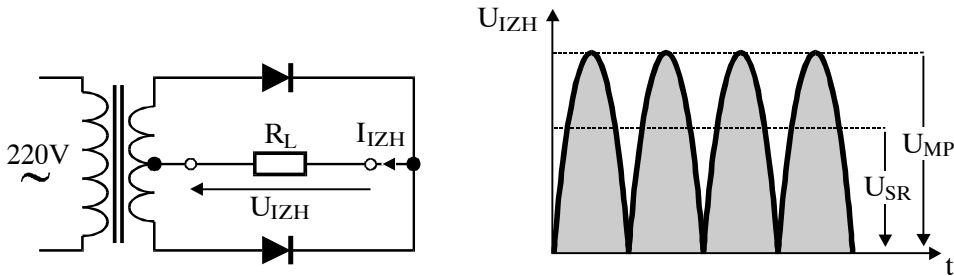
$$I_{SR} = \frac{U_{SR}}{R_B} = \frac{5,4V}{20\Omega} = \underline{0,27A}$$

Dioda mora v zaporni smeri zdržati temensko napetost transformatorja:

$$U_{RM} = U_M = \underline{16,97V}$$

3.3.2. Polnovalni usmernik s sredinskim odcepom

Boljši od polvalnih usmernikov so polnovalni usmerniki. Ker usmerijo obe polperiodi izmeničnega signala, imajo boljši izkoristek in povzročajo manjše utripanje toka skozi breme. Kot prvega bomo spoznali usmernik s sredinskim odcepom transformatorja.



Slika 3.14. Polnovalni usmernik s sredinskim odcepom.

Delovanje usmernika si oglejmo najprej v eni, nato še v drugi polperiodi! V času pozitivne polperiode izmeničnega signala steče tok I_1 skozi diodo D_1 , breme R_L in sredinski odcep nazaj v transformator. Ker je na diodi D_2 zaporna napetost, ta ne prevaja, zato skozi njo in spodnjo polovico navitja transformatorja tok ne teče. Tok teče samo skozi zgornjo polovico navitja. V času negativne polperiode steče tok I_2 skozi diodo D_2 , breme R_L in sredinski odcep nazaj v transformator. Zaporna napetost na diodi D_1 sedaj prepreči, da bi tok tekkel tudi skozi zgornjo polovico navitja.

Skozi breme teče tok v obeh polperiodah vedno v isto smer. Srednja vrednost napetosti na bremenu U_{SR} je ravno dvakrat večja kot pri polnovalnem usmerniku in znaša:

$$U_{SR} = 2 \cdot \frac{U_{MP}}{\pi} \text{ srednja vrednost napetosti}$$

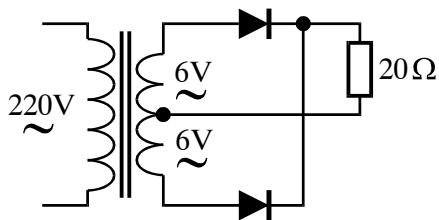
$$I_{SR} = 2 \cdot \frac{I_{MP}}{\pi} \text{ srednja vrednost toka}$$

Temensko vrednost napetosti U_{MP} in toka I_{MP} upoštevamo le za polovico navitja transformatorja, saj v vsaki polperiodi teče tok le skozi polovico celotnega navitja!

Če upoštevamo tokovno zanko – transformator, dioda D_1 in dioda D_2 –, velja, da je vsota vseh padcev napetosti v zanki enaka nič (drugi Kirchhoffov zakon). Ker pa je ena od diod prevodna, pomeni, da mora druga dioda prenesti celotno zaporno napetost transformatorja, ne pa polovice:

$$U_{RM} = U_M = U_{EF} \cdot \sqrt{2} \text{ zaporna napetost diode}$$

Frekvenca izhodnega signala je ravno dvakrat večja od frekvence vhodnega signala. Pri omrežni frekvenci 50Hz je na izhodu signal frekvence 100Hz.

Primer

Izračunajmo enosmerno napetost in tok na bremenu polnovalnega usmernika s sredinskim odcepom, če transformator pretvori 220V na $2 \times 6V$! Kolikšno zaporno napetost morata vzdržati diodi?

Najprej izračunajmo temensko vrednost napetosti polovice navitja:

$$U_{MP} = U_{EF} \cdot \sqrt{2} = 6V \cdot \sqrt{2} = 8,485V$$

Sedaj lahko izračunamo še enosmerno napetost in tok na bremenu:

$$U_{SR} = 2 \cdot \frac{U_{MP}}{\pi} = 2 \cdot \frac{8,485V}{\pi} = \underline{5,4V}$$

$$I_{SR} = \frac{U_{SR}}{R_B} = \frac{5,4V}{20\Omega} = \underline{270mA}$$

Največja zaporna napetost, ki jo morata diodi vzdržati, je enaka temenski vrednosti napetosti celotnega navitja:

$$U_{RM} = 2 \cdot U_{MP} = \underline{16,97V}$$

Primer

Kolikšno napetost mora imeti sekundarno navitje transformatorja s sredinskim odcepom, da bo na izhodu polnovalnega usmernika napetost $U_{SR} = 12V$?

Izračun začnemo tako, da najprej izračunamo potrebno temensko vrednost napetosti polovice navitja transformatorja:

$$U_{MP} = U_{SR} \cdot \frac{\pi}{2} = 12V \cdot \frac{\pi}{2} = 18,85V$$

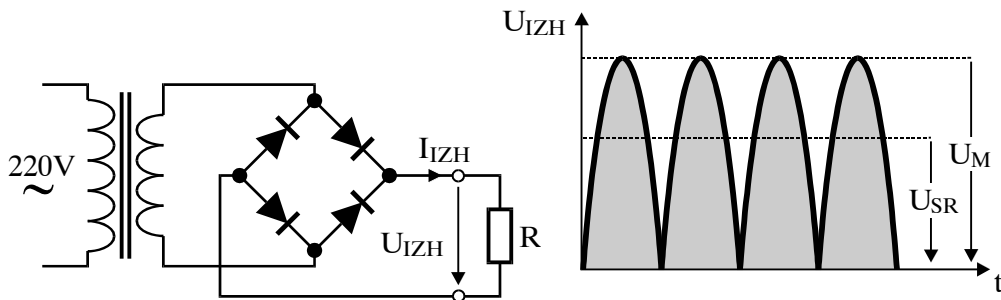
Nato izračunamo še efektivno vrednost napetosti na polovici navitja transformatorja:

$$U_{EF} = \frac{U_{MP}}{\sqrt{2}} = \frac{18,85\text{V}}{\sqrt{2}} = \underline{13,3\text{V}}$$

Transformator mora pretvoriti 220V na $2 \times 13,3\text{V}$ (skupaj 26,6V), diodi pa morata v zaporni smeri vzdržati napetost $2 \cdot U_{MP} = 37,7\text{V}$.

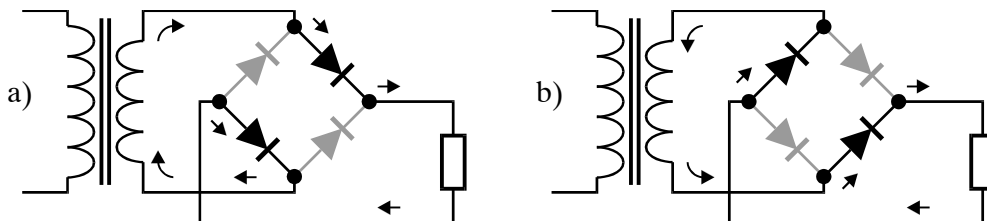
3.3.3. Mostični polnovalni usmernik

Z mostičnim polnovalnim usmernikom dosežemo polnovalno usmerjanje brez uporabe sredinskega odcepa na transformatorju. Sestavljen je iz štirih usmeriških diod, vezanih v mostiček (pravimo mu tudi Grectzov mostiček).



Slika 3.15. Mostični polnovalni usmernik.

Delovanje si spet oglejmo v posameznih polperiodah. V času pozitivne polperiode steče tok iz transformatorja skozi diodo D_1 , breme R in nazaj skozi diodo D_3 v transformator (slika 3.16 a). Na diodah D_2 in D_4 je zaporna napetost, zato ne prevajata. V času negativne polperiode pa steče tok iz transformatorja skozi diodo D_2 , breme R in nazaj skozi diodo D_4 v transformator (slika 3.16 b). Sedaj je zaporna napetost na diodah D_1 in D_3 , zato ne prevajata.



Slika 3.16. Prevajanje mostička v a) pozitivni in b) negativni polperiodi.

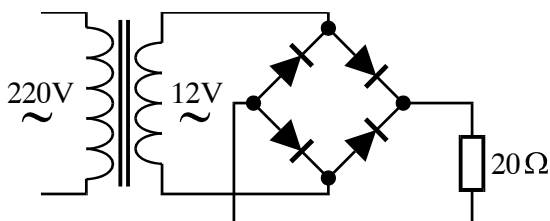
V vsaki polperiodi dve nasproti ležeči diode prevajata, ostali dve pa ne. Zato je padec napetosti na mostičku vedno enak dvema padcema napetosti na diodi (okrog 1,4V). Zaporna napetost, ki jo morajo diode prenesti, je enaka temenski napetosti na transformatorju. Srednji vrednosti napetosti in toka na izhodu sta enaki kot pri prejšnjem vezju, le da sedaj upoštevamo temensko vrednost napetosti in toka celotnega navitja transformatorja:

$$U_{SR} = 2 \cdot \frac{U_M}{\pi} \text{ srednja vrednost napetosti, kjer je } U_M \text{ temenska napetost.}$$

$$I_{SR} = 2 \cdot \frac{I_M}{\pi} \text{ srednja vrednost toka, kjer je } I_M \text{ temenski tok.}$$

Mostično vezje lahko sestavimo iz štirih diod, lahko pa ga dobimo že narejenega. Ta ima štiri sponke: dve z oznakami »~ ~« za vhod ter dve z oznakami »+ -« za izhod. Na ohišju je tudi oznaka, ki pomeni mejno vrednost napetosti in toka: npr. oznaka B80C4700/3300 pomeni, da je zaporna napetost lahko največ 80V, največji tok s hlajenjem 4700 mA, brez hlajenja pa 3300 mA.

Primer



Izračunajmo napetost in tok na bremenu polnovalnega usmernika! Kolikšno zaporno napetost morajo zdržati diode?

$$U_M = U_{EF} \cdot \sqrt{2} = 12\text{V} \cdot \sqrt{2} = 16,97\text{V}$$

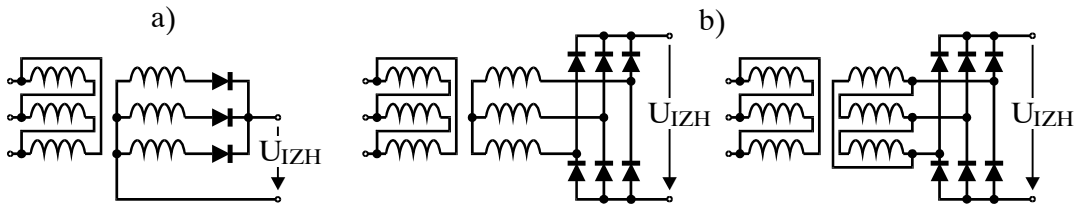
$$U_{SR} = 2 \cdot \frac{U_M}{\pi} = 2 \cdot \frac{16,97\text{V}}{\pi} = \underline{10,8\text{V}}$$

$$I_{SR} = \frac{U_{SR}}{R_B} = \frac{10,8\text{V}}{20\Omega} = \underline{540\text{mA}}$$

$$U_{RM} = U_M = \underline{16,97\text{V}}$$

3.3.4. Usmerniki za trofazni napetostni sistem

Ti usmerniki so lahko tako s sredinskim odcepom (slika 3.17 a) kot z mostičnim vezjem (slika 3.17 b). Frekvenca izhodnega signala je pri prvem trikrat, pri drugem vezju pa kar šestkrat večja od omrežne, kar pomeni, da je usmerjanje boljše kot pri enofaznem sistemu.

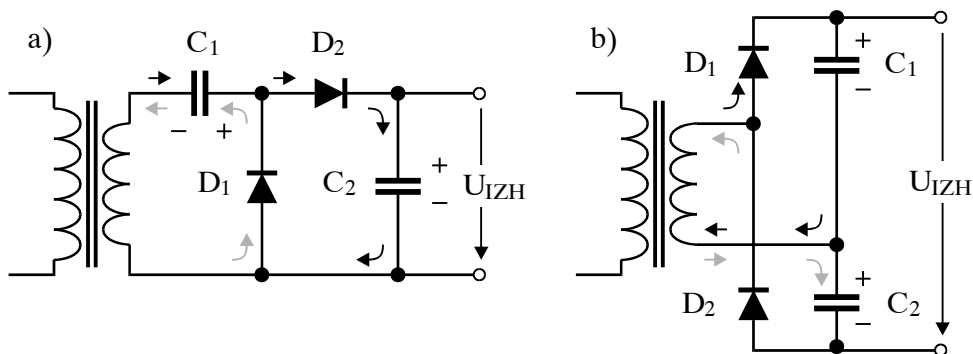


Slika 3.17. Usmerniki za trofazni napetostni sistem: a) s sredinskim odcepom, b) z mostičnim vezjem.

3.3.5. Množilniki napetosti

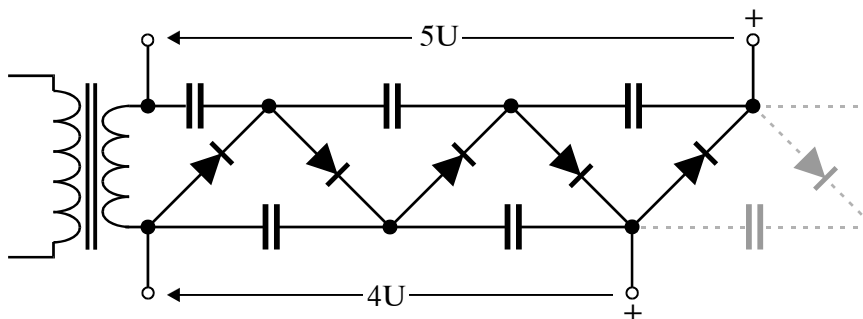
Poleg samega usmerjanja lahko z usmerniškim vezjem napetost tudi povečamo. Na ta način prihranimo pri navitju transformatorja. Vezja pa so občutljivejša na različne vrednosti bremen.

Villardovo podvojitveno vezje (slika 3.18 a) je polvalni usmerjenik. V času negativne polperiode teče tok iz transformatorja skozi diodo D_1 in kondenzator C_1 . Zaradi diode D_2 tok ne teče skozi breme, temveč polni kondenzator C_1 na napetost U . V času pozitivne polperiode teče tok skozi kondenzator C_1 , diodo D_2 ter kondenzator C_2 . Kondenzator C_2 se polni iz dveh napetostnih virov: transformatorja in kondenzatorja C_1 , ki se je v predhodni polperiodi napolnil. Zato se kondenzator C_2 napolni na napetost $2 \cdot U$.



Slika 3.18. Množilnika napetosti: a) Villardovo podvojitveno vezje in b) Delonovo podvojitveno vezje.

Delonovo podvojitveno vezje (slika 3.18 b) je polnovalni usmernik. V času pozitivne polperiode teče tok skozi diodo D_1 in kondenzator C_1 ; kondenzator C_1 se napolni na napetost U . V času negativne polperiode pa teče tok skozi kondenzator C_2 in diodo D_2 ; kondenzator C_2 se napolni na napetost U . Ker sta kondenzatorja na izhodu vezana zaporedno, se padca napetosti obeh kondenzatorjev seštevata. Tako je na izhodu napetost $2 \cdot U$.



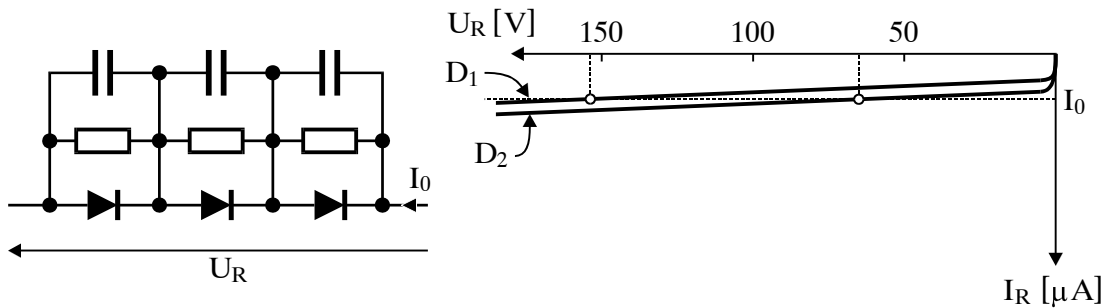
Slika 3.19. Kaskadni usmernik.

Za doseganje višjih napetosti, nekaj kilovoltov, uporabljamo kaskadni usmerik (slika 3.19). Ta je sestavljen iz več stopenj (kaskad), ki služijo za podvajanje napetosti. Če zanemarimo izgube, je napetost na izhodu tolikokrat višja, kolikor je stopenj (kaskad).

Diode izmenoma polnijo kondenzatorje tako, da dobimo (določen čas po vklopu vezja!) na izhodu seštevek posameznih padcev napetosti na kondenzatorjih. Pri kaskadnem usmerniku moramo predvsem paziti na prebojne napetosti diod in kondenzatorjev, ki morajo biti primerno visoke.

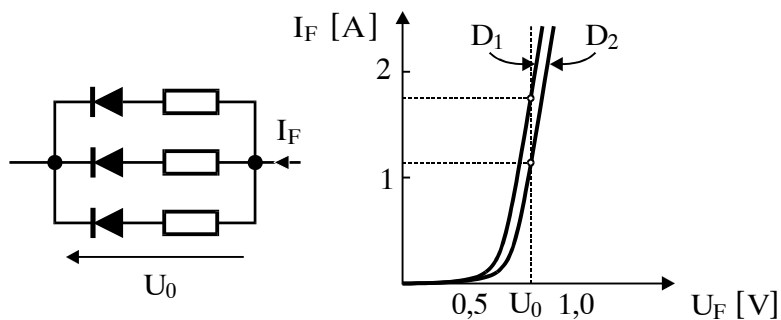
3.3.6. Zaporedna in vzporedna vezava diod

Kadar uporabimo diode pri napetostih, ki presegajo dovoljeno zaporno napetost diod, jih vežemo več zaporedno. Ker je tok v zaporni smeri skozi vse diode enak, so zaradi odstopanj v karakteristikah posameznih diod padci napetosti različni (slika 3.20). Neenakomerno porazdeljena zaporna napetost lahko povzroči preboj katere od diod. To preprečimo z upori in kondenzatorji, ki jih vežemo vzporedno k vsaki diodi. Upori služijo za uravnoteženje različnih zapornih upornosti diod. Upornost upora naj bo manjša od upornosti diod v zaporni smeri. Kondenzatorji pa služijo za uravnoteženje različnih preklopnih časov diod. Izberemo diode istega tipa (z enakimi zapornimi lastnostmi) in jih zaradi temperaturne uravnave pritrdimo na skupno hladilno telo.



Slika 3.20. Zaporedna vezava diod.

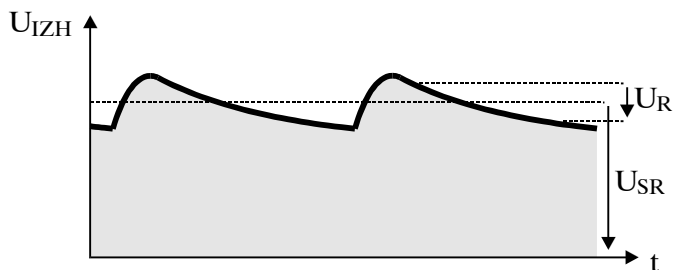
Pri velikih prevodnih tokovih vežemo več diod vzporedno. Ker imajo diode različne prevodne karakteristike (slika 3.21), ne teče skozi vse diode enak tok. To preprečimo z vezavo upora ali induktivnosti zaporedno z vsako diodo. Izberemo diode istega tipa (z enakimi prevodnimi lastnostmi) ter jih vse pritrdimo na skupno hladilno telo.



Slika 3.21. Vzpo-
redna vezava diod.

3.3.7. Valovitost in glajenje napetosti

Na izhodu usmernikov ne dobimo čisto konstantne napetosti, temveč ta zaradi izmenične napetosti na vhodu še vedno nekoliko niha. Tako je poleg enosmerne komponente napetosti prisoten še delež izmenične. Kvaliteta usmernika je odvisna od razmerja med izmenično in enosmerno komponento napetosti na izhodu usmernika. Temu razmerju pravimo valovitost (angl. ripple).



Slika 3.22. Določanje valovitosti.

<i>pojem</i>	<i>enačba</i>
faktor valovitosti (angl. ripple factor)	$FR = \frac{U_R}{U_{SR}}$
faktor oblike (angl. form factor)	$FF = \frac{U_{EF}}{U_{SR}}$
usmerniško razmerje (angl. rectification ratio)	$RR = \frac{P_{IZH}}{P_{VH}}$
učinkovitost (angl. efficiency)	$\eta = \frac{P_{IZH}}{P_{VH}} \cdot 100$

kjer je:

U_0	srednja vrednost napetosti na izhodu,
U_R	efektivna vrednost izmenične komponente napetosti na izhodu,
U_{EF}	efektivna vrednost napetosti na izhodu,
P_{VH}	izmenična moč na vhodu,
P_{IZH}	enosmerna moč na izhodu.

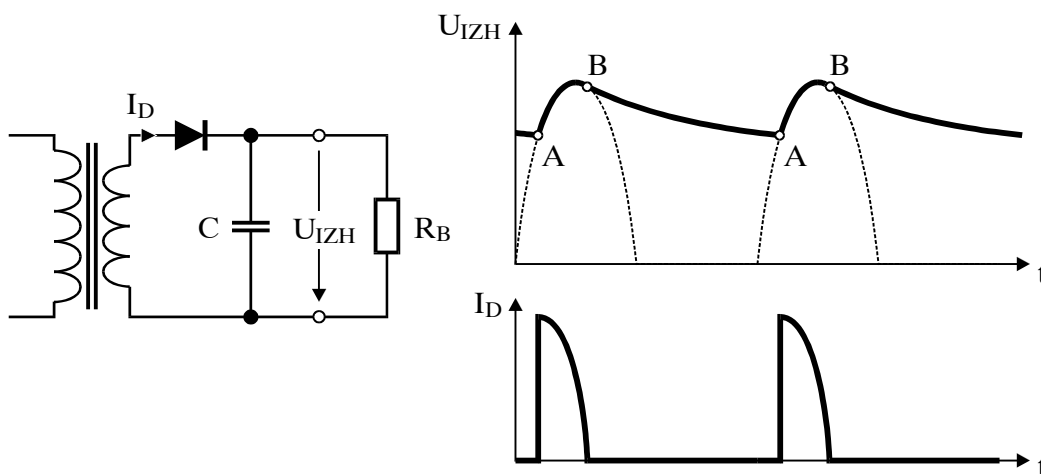
Čim manjša je valovitost, tem manj je nihanja izhodne napetosti in boljši je usmernik. Za primer si oglejmo vrednost valovitosti pri osnovnih usmernikih:

<i>tip usmernika</i>	<i>faktor valovitosti</i>
polvalni	1,21
polnovalni	0,48
trofazni usmernik s sredinskim odcepom	0,18
trofazni mostični usmernik	0,042

Zmanjšanje faktorja valovitosti dosežemo z uporabo filtrov. Oglejmo si uporabo najenostavnejšega – RC filtra (slika 3.23). Kondenzator, ki služi za glajenje napetosti, priključimo vzporedno z bremenom.

Dioda prevaja, ko je napetost na transformatorju višja od napetosti na kondenzatorju (od točke *A* do točke *B* na sliki 3.23). Tok, ki teče skozi diodo, nadaljuje pot skozi kondenzator in breme. V tem času se v kondenzatorju kopiči elektrina.

Ko pa napetost na transformatorju pade pod napetost na kondenzatorju, dioda ne prevaja več (od točke *B* do točke *A* na sliki 3.23). Elektrina, ki se je medtem nabrala na kondenzatorju, se sedaj prazni skozi breme. Zaradi kondenzatorja nihanje napetosti na bremenu ni več tako izrazito.



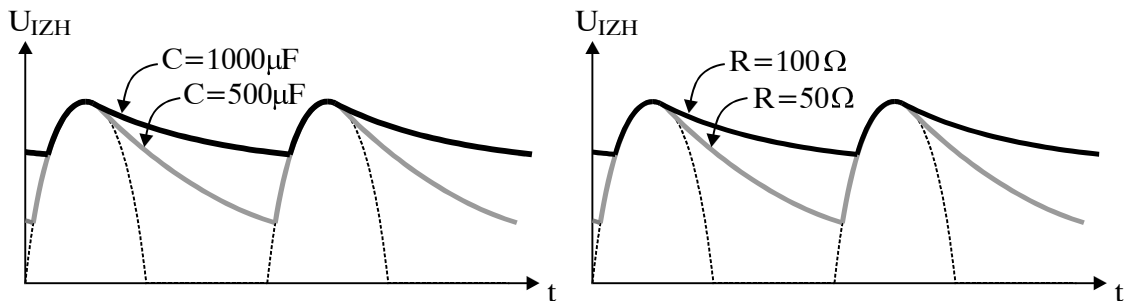
Slika 3.23. Glajenje napetosti s kondenzatorjem.

Kako hitro se kondenzator polni ali prazni, je odvisno od časovne konstante:

$$\tau = R \cdot C ,$$

kjer je R upornost, skozi katero se kondenzator C polni ali prazni. Velika časovna konstanta τ pomeni počasnejše praznjenje in manjše utripanje napetosti na bremenu. Majhna časovna konstanta τ pa pomeni hitro praznjenje kondenzatorja in večje utripanje napetosti na bremenu. Pri usmerniku na sliki 3.23 se kondenzator polni preko diode, prazni pa preko bremena. Ker je upornost diode r_D največkrat mnogo manjša od upornosti bremena, se kondenzator hitreje polni kot prazni. Hitrost praznjenja in s tem velikost utripanja izhodne napetosti je odvisna od produkta upornosti bremena in kapacitivnosti

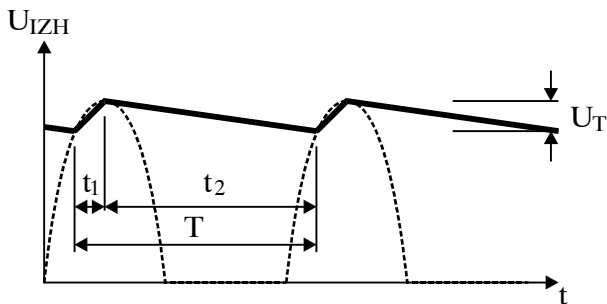
kondenzatorja. Pri večjih tokovih skozi breme (manjša upornost bremena) potrebujemo zato večjo kapacitivnost, če želimo imeti enako učinkovito glajenje kot pri manjših tokovih.



Slika 3.24. Vpliv kapacitivnosti in toka skozi breme na obliko napetosti.

Srednjo napetost na izhodu lahko izračunamo s pomočjo poenostavitve. Pri dovolj veliki kapacitivnosti kondenzatorja ($\omega RC \gg 1$) bomo eksponentialno padanje napetosti nadomestili s premico. Če je U_M temenska napetost, U_{Tizm} pa napetost od temena do temena (angl. peak-to-peak) izmenične komponente napetosti, lahko napišemo:

$$U_{SR} = U_M - \frac{U_{Tizm}}{2}$$



Slika 3.25. Poenostavitev pri izračunu napetosti.

Naj bo t_1 čas polnjenja, t_2 pa čas praznjenja kondenzatorja. V času t_2 bo kondenzator izgubil $I_{SR} \cdot t_2$ naboja, torej bo napetost nihanja:

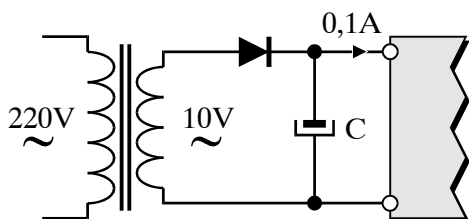
$$U_{Tizm} = \frac{I_{SR} \cdot t_2}{C}$$

Če je glajenje napetosti dovolj učinkovito, bo čas polnjenja t_1 zelo majhen, čas praznjenja t_2 pa se bo bližal času ene periode $t_2 = 1/f$ za polvalni usmernik ali času ene polperiode $t_2 = 1/2f$ za polnovalnega. Tako je:

$$U_{SR} = U_M - \frac{I_{SR}}{2 \cdot f \cdot C} \quad \text{za polvalni usmernik}$$

$$U_{SR} = U_M - \frac{I_{SR}}{4 \cdot f \cdot C} \quad \text{za polnovalni usmernik}$$

Primer



Izračunajmo kapacitivnost kondenzatorja C , da bo utripanje napetosti na izhodu U_T znašalo 2V. Napetost transformatorja je 10V, tok bremena 0,1A, omrežna frekvenca pa $f=50\text{Hz}$! Kolikšna je izhodna napetost U_{SR} ?

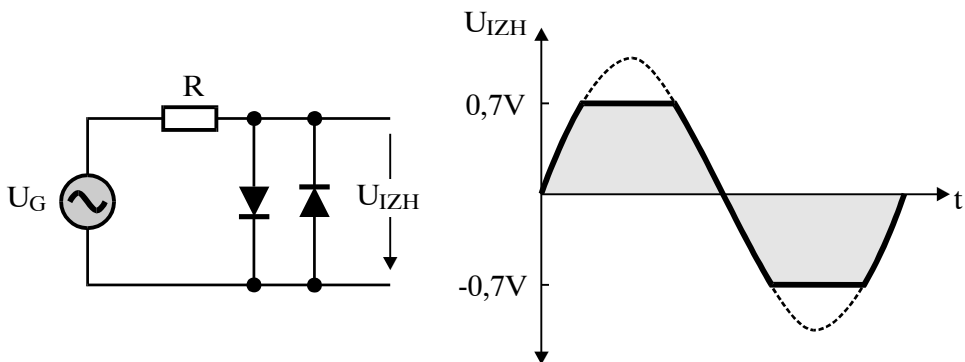
$$C = \frac{I_{SR}}{f \cdot U_T} = \frac{0,1\text{A}}{50\text{Hz} \cdot 2\text{V}} = 1000\mu\text{F}$$

$$U_M = U_{EF} \cdot \sqrt{2} = 10\text{V} \cdot \sqrt{2} = 14,14\text{V}$$

$$U_{SR} = U_M - \frac{U_T}{2} = 14,14\text{V} - \frac{2\text{V}}{2} = 13,14\text{V}$$

3.3.8. Diode pri omejevanju napetosti

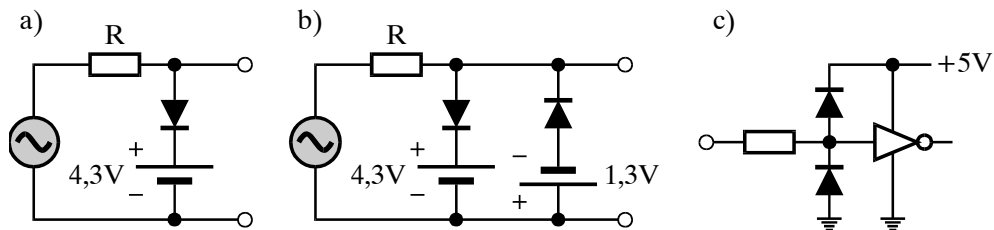
Zaradi napačne priključitve, inducirane napetosti v vodih ali električne spraznitve se lahko napetost na vhodu vezja nevarno poveča in uniči vezje. To lahko preprečimo z ustrezno vezavo diod, ki omeji napetosti na vhodu vezja. Na sliki 3.26 je enostavno vezje z diodama, ki začneta prevajati, brž ko vhodna napetost preseže napetost kolena diod. Prva začne prevajati, ko je na vhodu napetost večja od $+0,7\text{V}$, druga pa pri $-0,7\text{V}$. Upor služi zato, da ne bi s prevelikim prevodnim tokom uničili diod.



Slika 3.26. Preprosto omejevalno vezje z diodama.

Da bi omejili različne napetosti, moramo diodi spremeniti napetost, pri kateri prevaja. To naredimo s pomočjo napetostnega vira, ki ga vežemo zaporedno z diodo. Napetostni vir obrnemo tako, da se prišteje k napetosti kolena diode (pozitivni pol vira je priključen na katodo diode). Na sliki 3.27 a) je omejevalnik z diodo, kjer začne dioda prevajati šele, ko je vhodna napetost višja od napetosti vira in napetosti kolena diode: $4,3\text{V} + 0,7\text{V} = 5\text{V}$.

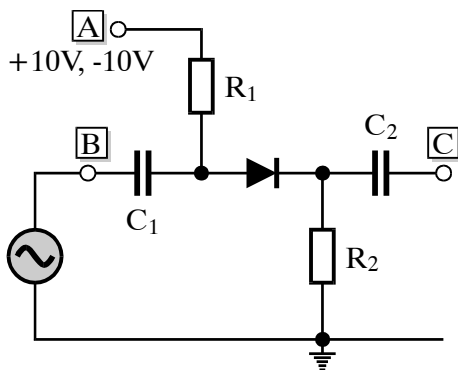
V tem primeru smo omejili samo pozitivno napetost. Navzdol omejimo napetost tako, da vežemo še eno diodo in napetostni vir v nasprotno smer. Na sliki 3.27 b) je vezje, ki omeji napetost na $+5\text{V}$ in -2V . Na sliki 3.27 c) pa je omejevalnik, ki ga pogosto srečamo na vhodu digitalnih vezij. Dioda D_1 začne prevajati, ko vhodna napetost preseže $+5,7\text{V}$, dioda D_2 pa pri $-0,7\text{V}$.



Slika 3.27. Omejevalniki napetosti.

3.3.9. Dioda kot analogno stikalo

Diode uporabljamo tudi kot stikala za izmenične signale. Če je signal dovolj majhen, bo tekel skozi diodo samo tedaj, ko bo nanjo priključena enosmerna napetost v prevodni smeri. Brž ko na diodo priključimo zaporno (enosmerno) napetost, prehod signala ni več mogoč. Diodam, ki služijo za krmiljenje signalov, pravimo **signalne diode**.

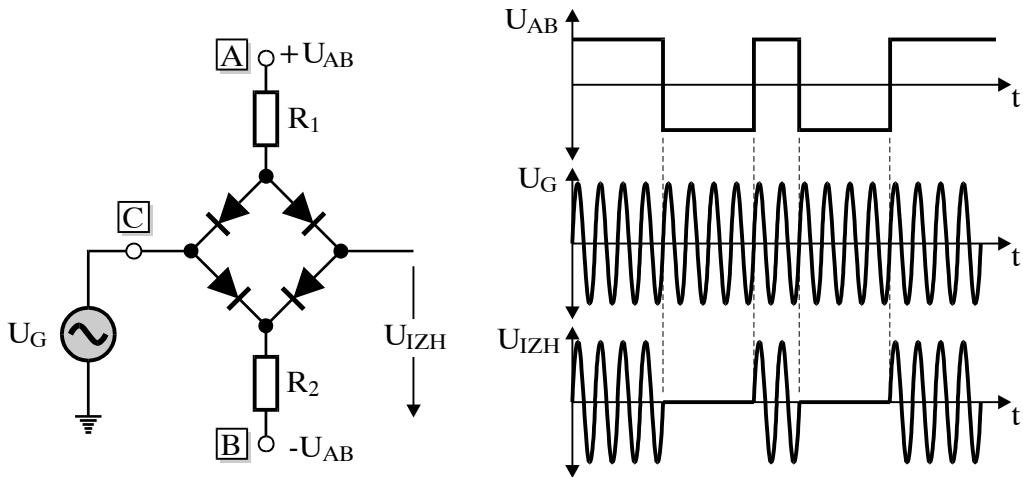


Slika 3.28. Analogno stikalo z diodo.

Stikalo na sliki 3.28 vklopimo tako, da na anodo (priključek *A*) priključimo pozitivno napetost, ki je višja od napetosti kolena diode. Dioda se tedaj odpre in prevaja tako enosmerni tok kot tudi majhen izmenični signal iz vhoda (priključek *B*). Ko pa na anodo diode (priključek *A*) priključimo negativno napetost, se dioda zapre. Ker je sedaj njena upornost r_R zelo velika, predstavlja

veliko oviro tudi za izmenični signal. Kondenzatorja C_1 in C_2 preprečita, da bi enosmerni tok, s katerim krmilimo diodo, stekel drugam.

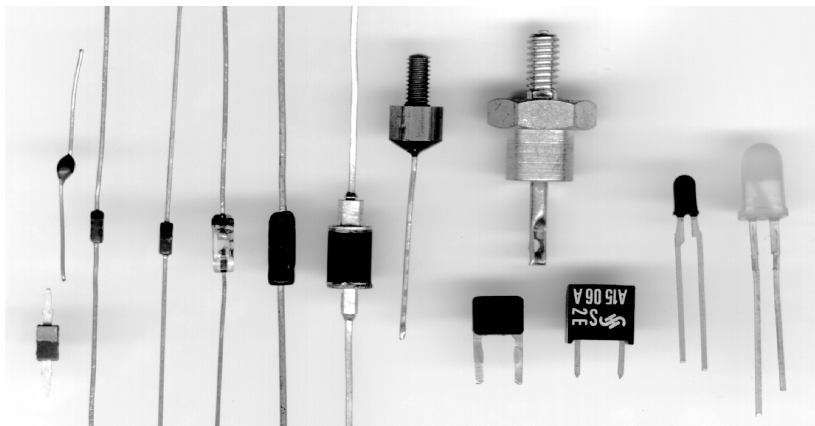
Boljše vezje (pravimo mu tudi vzorčevalnik) ima obliko mostička (slika 3.29). Ko na vhod med sponkama A in B priključimo pozitivno napetost U_{AB} , se vse štiri diode odprejo. Zaradi konstantnih padcev napetosti na diodah je izmenična napetost na izhodu U_{IZH} enaka izmenični napetosti na vhodu U_{VH} . Ko pa med sponki A in B priključimo negativno napetost, se diode zaprejo in na izhodu je napetost 0. Vezje je primerno tudi za večje izmenične napetosti.



Slika 3.29. Diodni vzorčevalnik.

3.4. POSEBNE VRSTE DIOD

Poleg usmerniških diod poznamo še vrsto drugih diod, ki prav tako služijo najrazličnejšim namenom. Nekaj najpomembnejših bomo spoznali v naslednjih odstavkih.

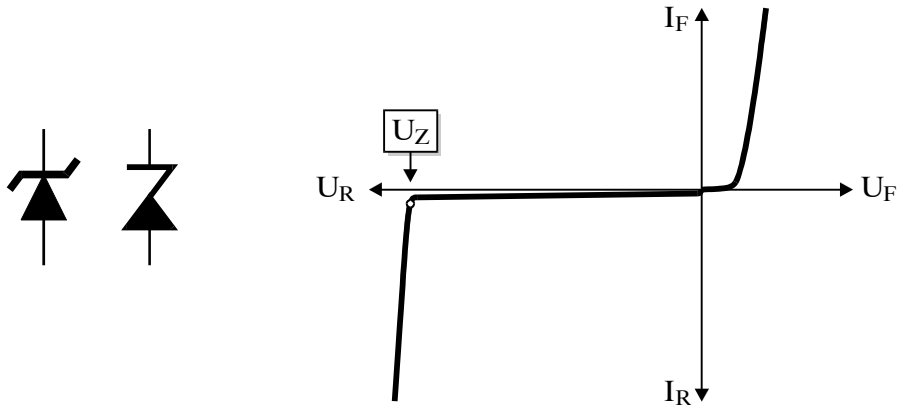


Slika 3.30.
Različne oblike diod.

3.4.1. Prebojna dioda

Prebojne diode (ali tudi Z-diode oz. Zenerjeve diode) uporabljamo v zaporni smeri pri napetostih, ki presegajo prebojno napetost diode, kar je – v nasprotju z usmerniško diodo – tu dopustno. Prevodna karakteristika je podobna karakteristiki usmerniške silicijeve diode. Pri zaporni napetosti, ki je nižja od prebojne, teče majhen zaporni tok v vrednosti nekaj nA (nano amperov).

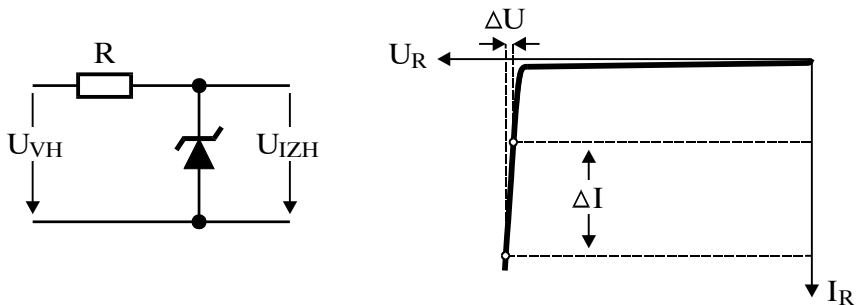
Ko pa prekoračimo zaporno napetost preboja (Z-napetost), začne zaporni tok strmo naraščati. Vsako dodatno povečanje zaporne napetosti povzroči strmo povečanje zapornega toka. Zaradi tega moramo tok ustrezno omejiti, saj je dopustni tok v zaporni smeri občutno nižji od dopustnega toka v prevodni smeri. Prebojne diode za napetosti do 5V, prevajajo v zaporno smer zaradi Zenerjevega efekta, nad to napetostjo pa zaradi plazovitega preboja. Prav zaradi prvega pojava so te diode dobile ime Zenerjeve diode (čeprav Zenerjev efekt velja samo za tiste do 5V). Prebojno napetost določijo pri izdelavi diode z ustreznim dopiranjem (dodajanjem primesi) in znaša nekje od 1,8V pa do 200V.



Slika 3.31. Simbola in karakteristika prebojne diode.

Dioda ima v področju Zenerjevega preboja negativni temperaturni koeficient, v področju plazovite ionizacije pa pozitivnega.

Prebojne diode najpogosteje uporabljamo za stabilizacijo napetosti – v zaporni smeri v področju, ki mu pravimo stabilizacijsko področje. Na sliki 3.32 je preprosto stabilizacijsko vezje z uporom in prebojno diodo. Ta deluje kot stabilizator le, če je napetost na diodi v stabilizacijskem področju. Zato mora biti vhodna napetost U_{VH} večja od prebojne napetosti diode U_Z . Ko vhodno napetost zvečamo, se strmo poveča tok skozi diodo (kar je razvidno že iz karakteristike, ki je v stabilizacijskem območju zelo strma). Zaradi tega se zveča tudi tok skozi upor R in pade napetost U_R . Izhodna napetost pa le malo naraste.



Slika 3.32. Stabilizator napetosti s prebojno diodo.

Prebojno diodo najpogosteje uporabljamo za stabilizacijo napetosti, kjer izkoriščamo strmo naraščanje toka v prebojnem področju diode.

Za koliko se izhodna napetost spremeni, če spremenimo napetost na vhodu, je odvisno predvsem od strmine krivulje diode v stabilizacijskem področju. Del območja lahko lineariziramo in podamo kot diferencialno upornost r_Z . Sedaj je sprememba izhodne napetosti podana z enačbo:

$$\frac{\Delta U_{IZH}}{\Delta U_{VH}} = \frac{r_Z}{R + r_Z} \cong \frac{r_Z}{R},$$

kjer je R zaporedno vezan upor. Pomembna podatka za doseženo stabilizacijo sta še gladilni faktor G ter faktor stabilizacije S :

$$G = \frac{\Delta U_{VH}}{\Delta U_{IZH}} = \frac{R}{r_Z} + 1$$

$$S = \frac{\frac{\Delta U_{VH}}{U_{VH}}}{\frac{\Delta U_{IZH}}{U_{IZH}}} = \left(\frac{R}{r_Z} + 1 \right) \cdot \frac{U_{IZH}}{U_{VH}}$$

Zaporedno vezani upor izberemo tako, da ne prekoračimo dopustne izgubne moči prebojne diode. Upornost mora biti v mejah:

$$\frac{U_{VH \max} - U_{IZH}}{I_{Z \max} + I_{IZH \min}} < R < \frac{U_{VH \min} - U_{IZH}}{I_{Z \min} + I_{IZH \max}},$$

kjer za najmanjši tok skozi diodo $I_{Z \min}$ vzamemo nekje od 5% do 10% maksimalnega $I_{Z \max}$.

Primer

Izračunajmo upornost zaporednega upora R tako, da prebojna dioda pri neobremenjenem vezju ne bo prekoračila dopustne izgubne moči, ki znaša $P_Z = 0,5 \text{ W}$ (slika 3.32)! Največja vhodna napetost znaša $U_{VH} = 15 \text{ V}$, napetost na izhodu pa $U_Z = 8 \text{ V}$.

Najprej izračunajmo, kolikšen je tok diode pri dopustni izgubni moči:

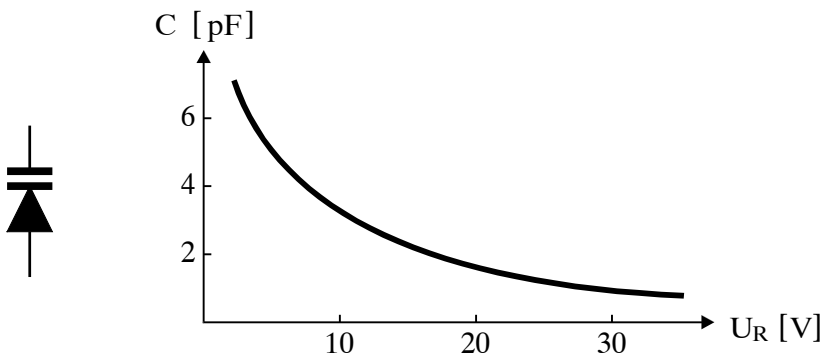
$$I_Z = \frac{P_Z}{U_Z} = \frac{0,5\text{W}}{8\text{V}} = 62,5\text{mA}$$

Sedaj lahko izračunamo upornost upora R :

$$R = \frac{U_R}{I_R} = \frac{U_{VH} - U_Z}{I_Z} = \frac{15\text{V} - 8\text{V}}{62,5\text{mA}} = \underline{\underline{112\Omega}}$$

3.4.2. Kapacitivna (varicap) dioda

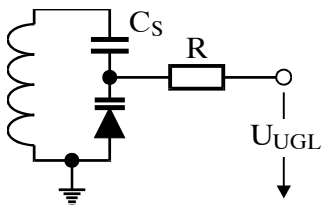
Dioda, ki jo priključimo v zaporno smer, se obnaša kot majhen kondenzator. Tej kapacitivnosti pravimo spojna kapacitivnost diode. V zaporni smeri deluje zaporna plast kot dielektrik, dobro prevodni p in n področji pa kot plošči majhnega kondenzatorja. Zaporna plast se z večanjem pritisnjene zaporne napetosti širi, podobno, kot če bi razmikali plošči kondenzatorja. Zaradi tega se spojna kapacitivnost z zaporno napetostjo manjša. Le-ta je odvisna od izvedbe diod in znaša nekje od 0,1 do 10pF (piko faradov).



Slika 3.33. Simbol in potek kapacitivnosti z zaporno napetostjo kapacitivne diode.

Kapacitivno diodo uporabljamo povsod tam, kjer želimo z napetostjo spremenjati kapacitivnost v vezju, kot npr. v nihajnem krogu na sliki 3.34. Zaporedno vezani kondenzator C_S prepreči, da bi stekel tok skozi tuljavo zaradi napetosti U_{UGL} , s katero uglašujemo diodo. Da bi bil vpliv C_S čim manjši, mora imeti

neprimerno večjo kapacitivnost, kot jo ima dioda. Z večanjem ugleševalne napetosti U_{UGL} se kapacitivnost diode niža in s tem se resonančna frekvenca nihajnega kroga viša. Na ta način s spremembo napetosti uglešujemo resonančne kroge.



Slika 3.34. Vzporedni nihajni krog s kapacitivno diodo.

Kapacitivne ali varaktorske (varicap) diode izkoriščamo za generiranje višjih harmonskih frekvenc v vezjih za pomnoževanje frekvence. To nam omogoča nelinearna odvisnost spojne kapacitivnosti od zaporno priključene napetosti. Zaradi nelinearnosti se iz signala z osnovno frekvenco generirajo signali z višjimi frekvencami, ki so mnogokratniki osnovne – višjiharmoniki. S primernim filtrom nato izločimo željeno višjiharmonsko frekvenco.

Kapacitivno ali varaktorsko diodo uporabljamo kot spremenljiv kondenzator, saj se ji kapacitivnost v zaporni smeri z večanjem zaporne napetosti manjša.

3.4.3. PIN dioda

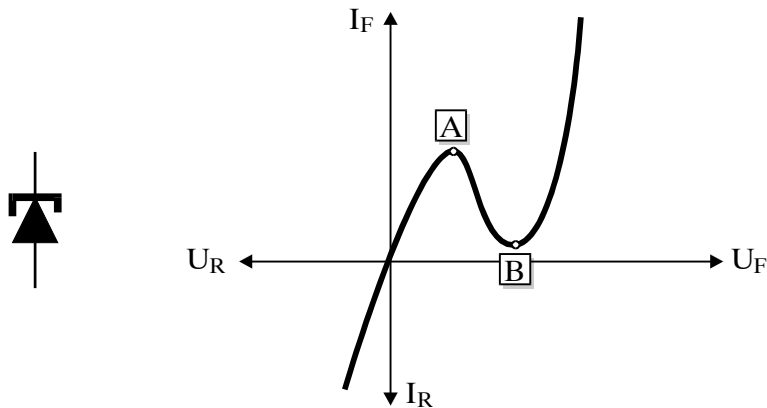
PIN dioda je narejena tako, da ima med p in n področjem še področje brez primesi: intrinzično področje. Tu se ob preklopu zadržujejo elektrine dalj časa kot pri usmerniški diodi. Pri preklopu napetosti iz prevodne v zaporno smer bo tok skozi diodo tekel še nekoliko časa, zato PIN diode niso primerne za usmernike. Uporabljamo jih pri visokih frekvencah, kjer jim prevodno uporabnost krmilimo s prevodnim tokom – upornost jim namreč s tokom upada. Poleg tega jih uporabljamo kot stikalne diode za signale visokih frekvenc. Ko je dioda priključena v prevodni smeri, se zaradi nakopičenih elektrin tudi pri večjih izmeničnih signalih ne zapre. Tako je visokofrekvenčni signal manj popačen.

PIN dioda ima med p in n področje, kjer ni primesi. Pri preklopu se elektrine v tem področju zadržujejo dlje kot pri ostalih diodah. Uporabljamo jo kot tokovno spremenljiv upor ter kot stikalno diodo za visoke frekvence.

3.4.4. Tunelska dioda

Tunelske diode so diode z ekstremno visoko dopiranimima polprevodniškima področjema. Poglejmo najprej, kaj se dogaja, ko na diodo priključimo napetost v zaporni smeri. Zaradi velikega števila nosilcev elektrin prihaja do njihovega tuneliranja (prehajanja) skozi zaporno plast. V zaporni smeri teče velik tok že pri nizki priključeni napetosti.

V prevodni smeri se tok s pritisnjeno napetostjo strmo večja do določene vrednosti. Nato karakteristika preide v področje negativne upornosti (od točke A do točke B na sliki 3.35). Področje negativne karakteristike pomeni, da se z večanjem prevodne napetosti prevodni tok manjša. Ko doseže najnižjo vrednost (točka B), preide karakteristika v običajno prevodno karakteristiko. Tunelska dioda nima zapornih lastnosti.



Slika 3.35. Simbol in karakteristika tunelske diode.

Uporabljamo jo kot zelo hitro stikalo, njeno področje negativne upornosti pa uporabljamo v oscilatorjih zelo visokih frekvenc razreda GHz (gigahertzov).

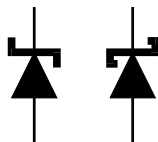
Poznamo tudi backward diode, ki imajo zaradi tunelskega efekta v zaporni smeri zelo nizko prebojno napetost in jim zato v zaporni smeri tok hitreje narašča kot v prevodni. Uporabljamo jih v usmernikih, detektorjih ali v mešalnih vezjih, le da je tu vloga anode in katode obrnjena.

Tunelska dioda ima zaradi izjemno velike količine primesi in ozke zaporne plasti drugačno karakteristiko kot navadna dioda. V njeni prevodni karakteristiki izkoriščamo predvsem področje z negativno upornostjo. Tunelske diode uporabljamo kot zelo hitra stikala ter za oscilatorje zelo visokih frekvenc.

3.4.5. Schottkyjeva dioda

Podobno kot pn spoj se obnese tudi spoj med kovino in polprevodnikom. Zaradu različnih energijskih nivojev kovine in polprevodnika se na njenem spoju ustvari potencialni prag oz. kontaktna napetost. Ker med kovino in n -tipom polprevodnika potujejo le elektroni, to pomeni, da pri prevajanju sodelujejo večinski naboji (elektroni). Zaradi tega pri Schottkyjevi diodi ni zakasnitev zaradi presežkov manjšinskih nabojev in diode uporabljamo povsod tam, kjer je potrebna velika hitrost delovanja.

Schottky diode, ki jih uporabljamo za usmernike visokih napetosti, so zgrajene iz GaAs (galijev arzenid) polprevodnika (GaAs Schottky power diodes) in imajo visoke dopustne prebojne napetosti (preko 800V).

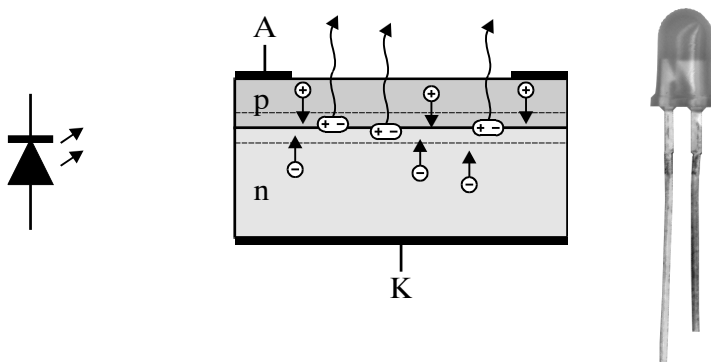


Slika 3.36. Simbola Schottkyjeve diode.

Spoju polprevodnika s kovino pravimo Schottkyjev spoj. Taka dioda ima zelo dobre preklopne lastnosti in majhno prevodno napetost. Schottkyjev spoj uporabljamo tudi v drugih elementih (foto diodah, MESFET in podobno).

3.4.6. Svetleča dioda (LED)

Svetleča dioda (angl. light emitting diode, LED) spreminja električno energijo v svetlobo. Ko diodo priključimo v prevodno smer, se presežki nabojev, ki prehajajo preko pn spoja, rekombinirajo. Pri rekombinaciji se prosti elektroni vračajo iz prevodnega zopet v valenčni pas in s tem oddajajo energijo. Valovna dolžina oddanega valovanja je odvisna od količine energije, ki se je sprostita pri rekombinaciji. Za valovanje v področju vidne svetlobe silicijev polprevodnik ni uporaben. Najpogosteje uporabljamo polprevodnike iz GaAs (infra-rdeče), GaAsP (med rdečo in rumeno) ter GaP (med rdečo in zeleno). Barva oddane svetlobe je odvisna od širine prepovedanega pasu (glej sliko 2.1.); čim širši je, tem višja je frekvenca (oz. krajša valovna dolžina oddane svetlobe).



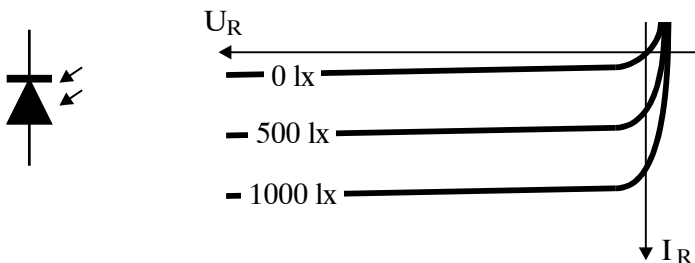
Slika 3.37. Svetleča dioda (LED).

Svetleče diode najpogosteje uporabljamo za kontrolne lučke, v numeričnih prikazovalnikih (angl. 7-segment display) ali pri optičnih spojnikih (angl. optocoupler). Optični spojnik je vezje, sestavljeno iz svetleče diode in svetlobno občutljivega polprevodniškega elementa. Električni signal se pretvarja v svetlobnega in nazaj v električnega. Optični spojnik tako galvanjsko loči vhodne od izhodnih priključkov.

Svetleča dioda ali LED izkorišča oddajanje svetlobe, ki nastane zaradi rekombinaciji, ko je dioda priključena v prevodno smer. Uporabimo jo kot signalno lučko, v prikazovalnikih, optičnih spojnikih ter v komunikacijskih vezjih.

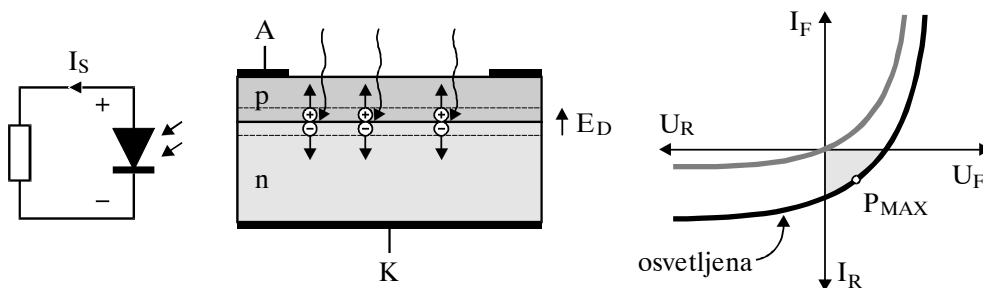
3.4.7. Fotodioda in sončna celica

Ko prehodno področje med p in n -tipom polprevodnika osvetlimo, dobijo mnogi elektroni dovolj energije, da preskočijo iz valenčnega v prevodni pas. Zaradi tega se ustvarijo proste elektrine, pari elektron-vrzel, ki v električnem polju stečejo vsak na svojo stran. Osvetlitev prehodnega področja ustvari majhen tok skozi to področje.



Slika 3.38. Simbol fotodiode in njena karakteristika v zaporni smeri.

Pri fotodiodi se na zgoraj opisan način poveča zaporni tok. Najpogosteje je silicijeva, ima večjo površino pn spoja kot navadna dioda ter odprtino, skozi katero prehaja svetloba. Ojačevalne fotodiode (angl. avalanche photodiodes) izkoriščajo plazovito ionizacijo za ojačitev toka, ki ga povzroči svetloba. Pri dovolj veliki zaporni napetosti povzročijo elektrine, ki nastajajo zaradi svetlobe, plazovito ionizacijo; tok se v zaporni smeri diode naglo poveča.



Slika 3.39. Sončna celica ter njena karakteristika.

Podobno kot fotodioda deluje tudi sončna celica. Zaradi električnega polja, ki vlada v zaporni plasti, stečejo elektroni, ki se v tem področju odtrgajo iz valenčnih obel atomov, v n -tip. Prav tako stečejo nastale vrzeli v p -tip. To

povzroči negativen električni potencial na priključku n -tipa (katodi) in pozitiven na priključku p -tipa (anodi). Če na sončno celico priključimo breme, steče skozenj električni tok v smeri od anode h katodi diode.

Če si ogledamo karakteristiko osvetljene diode (na sliki 3.39), ugotovimo, da seže tudi v četrti kvadrant, kjer imamo opraviti s pozitivno prevodno napetostjo U_F ter negativnim zapornim tokom I_R . Njun produkt (električna moč) ima zato negativen predznak. To pomeni, da dioda v tem delu karakteristike proizvaja električno energijo. Sončna celica je narejena tako, da se njen pn spoj razprostira na celotni površini celice, ki je zelo velika in znaša nekje od 5 do 7,5cm.

Če zaporno plast diode osvetlimo, se v njej tvorijo prosti elektroni in vrzeli, ki zaradi električnega polja stečejo vsak na svojo stran. Tako se v diodi z osvetlitvijo poveča zaporni tok.

3.4.8. Laserska dloda

Laserska svetloba je ozek snop svetlobe, ki je za razliko od sončne svetlobe monokromatska in koherentna: monokromatska pomeni, da so vsi fotoni enake valovne dolžine, koherentna pa to, da je elektromagnetno valovanje fotonov v fazi.

Oglejmo si, kako dobimo lasersko svetlobo. Upoštevati moramo tri pojave, ki potekajo med elektroni in fotoni:

1. **Absorpcija:** elektron se povzpne na višji energijski nivo s pomočjo energije fotona (slika 3.40 a).

$$\text{elektron} + \text{foton} = \text{vzbujen elektron}$$

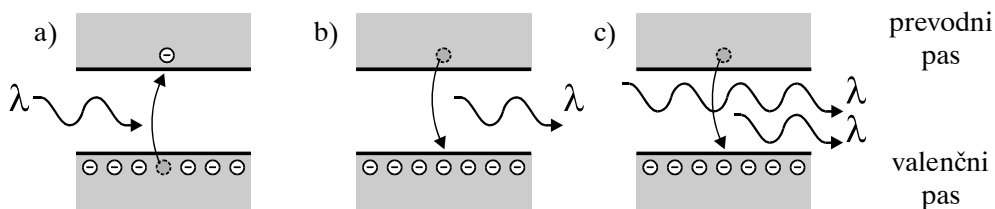
2. **Spontana emisija:** obraten proces; vzbujen elektron preide na nižji energijski nivo tako, da odda foton (slika 3.40 b).

$$\text{vzbujen elektron} = \text{elektron} + \text{foton}$$

3. **Stimulirana emisija:** foton vpliva na vzbujen elektron tako, da se ta povrne na nižji energijski nivo (slika 3.40 c).

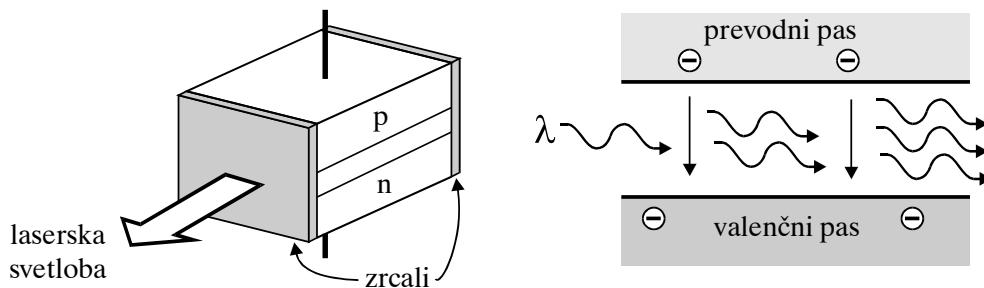
$$\text{vzbujen elektron} + \text{foton} = \text{elektron} + \text{foton} + \text{foton}$$

Oba fotona stimulirane emisije sta koherentna, torej je njuno elektromagnetno valovanje v fazi. Pogoj za tvorbo laserske svetlobe je med drugim veliko število vzbujenih elektronov, ki povzročijo stimulirano emisijo. Ko vzbujeni atom absorbira foton, odda dva fotona, ki sta v fazi. Ta zadeneta druga dva vzbujena atoma, ki spet oddata vsak po dva fotona, itd.



Slika 3.40. Potek a) absorpcije, b) spontane emisije in c) stimulirane emisije.

Omenjeni pojav je mogoče doseči v prevodno priključenem *pn* spoju (podobno kot pri svetleči diodi), ki mora imeti visoko koncentracijo primesi v *p* in *n*-tipu polprevodnika. Stranici diode sta natančno polirani, tako da se od njiju svetloba odbija. Prehodno področje diode je torej narejeno kot optični resonator, odbita svetloba pa povzroča stimulirano emisijo. Na tisti strani, kjer ima polirana stranica slabšo odbojnost, se del fotonov odbije nazaj v spoj in povzroča nadaljnjo stimulirano emisijo, drugi del pa uide v obliki laserske svetlobe.



Slika 3.41. Laserska dioda.

VPRAŠANJA

1. Zakaj dioda v zaporni smeri ne prevaja električnega toka? Kaj je tok nasičenja diode?
2. Kaj je napetost kolena? Zakaj dioda v prevodni smeri prevaja šele pri določeni napetosti? Kolikšna je ta napetost za silicij in germanij?
3. Kaj je plazovita ionizacija? Ali diode prebijejo še na kakšen drug način?
4. Kaj je spojna kapacitivnost in od česa je odvisna?
5. Zakaj nastane difuzijska kapacitivnost pri diodi in kakšen je njen vpliv na preklopne lastnosti diod?
6. Kako deluje mostični polnovalni usmernik?
7. Koliko diod in kondenzatorjev mora imeti kaskadni usmernik, če želimo imeti 8-krat višjo napetost?
8. Kje srečamo Delonovo vezje?
9. Zakaj vežemo več diod zaporedno, kakšna je slabost take vezave in kako jo odpravimo?
10. Zakaj vežemo več diod vzporedno, kakšna je slabost take vezave in kako jo odpravimo?
11. Kaj označuje pojem »valovitost« pri usmernikih? Kako jo najlažje zmanjšamo?
12. Kaj se zgodi z napetostjo na bremenu usmernika, če zvečamo kapacitivnost kondenzatorja, ki služi za glajenje?
13. Kako lahko uporabimo diodo kot analogno stikalo?
14. V kakšen namen najpogosteje uporabljamo prebojno diodo?
15. Kako spreminjamo kapacitivnost pri kapacitivni diodi?
16. Kje uporabimo PIN diode?
17. Kakšna je značilnost tunelske diode? Kje jo zato lahko uporabimo?
18. Kako se imenuje dioda, ki je izdelana iz spoja med kovino in polprevodnikom? Kakšna je njena lastnost?
19. Zaradi česa svetleča dioda sveti?
20. Kako sončna celica pretvarja energijo v električno?
21. Kaj je stimulirana emisija in kje jo lahko uporabimo?

NALOGE

1. Kolikšna je lahko največja izgubna moč na silicijevi diodi in kolikšen je prevodni tok, če je delovna temperatura 30°C ? Totalna toplotna upornost znaša $100^{\circ}\text{C}/\text{W}$, največja dopustna temperatura polprevodniškega spoja pa je 150°C . (Odg.: $1,2\text{W}$, $1,7\text{A}$)
2. Kolikšno napetost mora imeti sekundar transformatorja, da bo na izhodu mostičnega usmernika 10V ? (Odg.: $11,1\text{V}$)
3. Kolikšna je napetost na izhodu mostičnega usmernika s kondenzatorjem za glajenje napetosti $C=500\mu\text{F}$ a) brez bremena ter b) z bremenom $R=100\Omega$? Kolikšna je temenska vrednost izmenične komponente napetosti v drugem primeru? Napetost na sekundarju transformatorja znaša 10V . (Odg.: $14,14\text{V}$, $12,85\text{V}$, $2,57\text{V}$)
4. Nariši omejevalno vezje z diodami, ki naj omeji vhodno napetost na $+3\text{V}$ in -1V !
5. Izračunaj zaporedno vezani upor pri stabilizatorju napetosti s prebojno diodo, da pri najvišji vhodni napetosti $U_{VH}=20\text{V}$ dioda ne prekorači dovoljene izgubne moči $P_D=0,25\text{W}$! Napetost na izhodu je $U_{IZH}=9\text{V}$, tok porabnika pa niha od 10 do 50mA . (Odg.: 291Ω)

BIPOLARNI TRANZISTOR

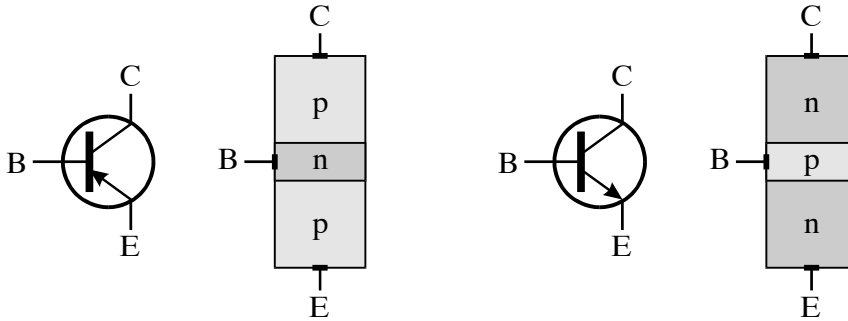
Bipolarni tranzistor, ki sta ga leta 1947 odkrila ameriška fizika Bardeen in Brattain, je zgrajen iz dveh pn spojev. Ugotovila sta, da je tok skozi prvi pn spoj, ki je priključen v zaporni smeri, odvisen od toka skozi drugi spoj, ki je priključen v prevodno smer. Tako je nastal polprevodniški element, ki služi za ojačenje signalov.



4.1. SIMBOL IN ZGRADBA

Bipolarni tranzistor dobimo z združitvijo treh plasti polprevodnika. Kombiniramo jih lahko na dva načina: pnp ter nnp , zato tudi tranzistorje delimo na ta dva tipa.

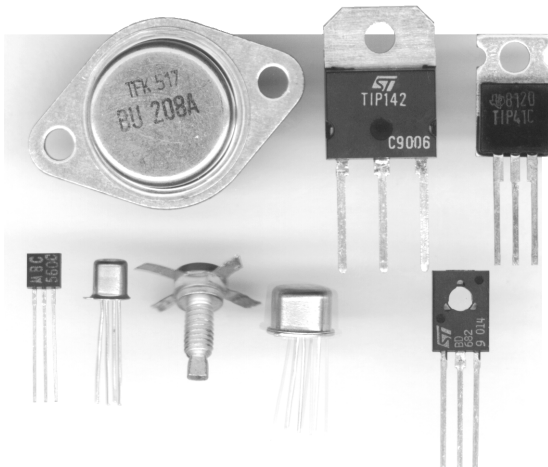
Na vsako polprevodniško plast je pritrjen po en priključek. Imenujejo se emitor (E), baza (B) in kolektor (C). V simbolu za tranzistor ima emitor obliko puščice, po njeni smeri lahko ugotovimo tip tranzistorja. Če kaže puščica navznoter, je tranzistor pnp , če pa kaže puščica navzven, potem je tranzistor nnp .



Slika 4.1. Bipolarna tranzistorja: *pnp* in *npn*.

Bipolarni tranzistor nam služi najpogosteje kot ojačevalnik ali kot stikalo. V prvem primeru je sposoben ojačati majhne spremembe toka na vhodu, zato tudi pravimo, da je to aktivni element. Kot stikalo ga najpogosteje najdemo v digitalni tehniki, kjer od njega zahtevamo, da se glede na vhodni signal čim hitreje odpre ali pa zapre.

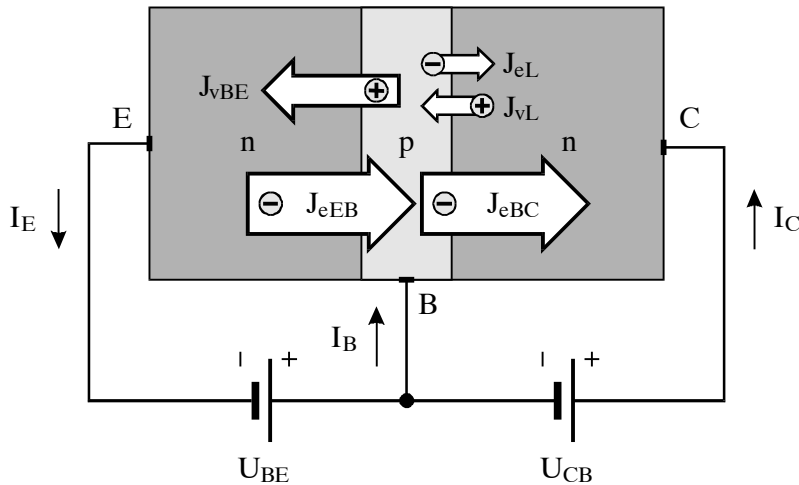
Tranzistor je izdelan na ploščici polprevodnika, ki je pritrjena v plastičnem ali kovinskem ohišju, iz njega pa molijo tri sponke. Ohišje je pri močnejših tranzistorjih oblikovano tako, da lahko nanj pritrdimo hladilni element, ki preprečuje pregrevanje tranzistorja. Če je na ploščici polprevodnika združenih več tranzistorjev in je ploščica zaptra v eno ohišje, takemu vezju pravimo integrirano vezje.



Slika 4.2. Raznolike oblike bipolarnega tranzistorja.

4.2. DELOVANJE BIPOLARNEGA TRANZISTORJA

Tranzistor vsebuje dva *pn* spoja, ki ju lahko priključimo v prevodni ali v zaporni smeri. Prvi spoj je med emitorjem in bazo, imenujemo ga emitorski spoj, drugi pa med kolektorjem in bazo – kolektorski spoj. Tranzistor deluje v tako imenovanem aktivnem področju le, če je emitorski spoj priključen v prevodni smeri, kolektorski pa v zaporni smeri. Na sliki 4.3 si oglejmo tokove, ki tečejo zaradi napetostnih virov U_{BE} in U_{CB} .



Slika 4.3. Tokovi v npn bipolarnem tranzistorju.

Ko na emitorski spoj priključimo napetost U_{BE} v prevodni smeri, začnejo elektroni iz emitorja prehajati v bazo (J_{eEB}), vrzeli pa iz baze v emitor (J_{vBE}). Skozi emitorski spoj steče emitorski tok I_E . Pri izdelavi tranzistorja so primesi v polprevodniških plasteh dodane tako, da je število elektronov, ki prehaja iz emitorja v bazo, neprimerno večje od števila vrzeli v bazi. Zaradi tega nastane v bazi višek elektronov, ki pa, ko bomo videli, ne zaključijo svoje poti skozi bazo.

Med kolektorjem in bazo je zaporna napetost U_{CB} , ki prepreči, da bi elektroni iz kolektorja stekli v bazo, vrzeli pa iz baze v kolektor. Kolektor je na pozitivnejšem električnem potencialu kot baza, zato privlači elektrone, ki so prišli iz emitorja v področje baze in so tu manjšinski nosilci elektrine.

Ko je emitorski spoj prevodno polariziran, priteka v bazo iz emitorja veliko število elektronov. Zaradi zaporne napetosti med kolektorjem in bazo U_{CB} pa

stečejo v kolektor in povzročijo kolektorski tok I_C (J_{eBC}). To je mogoče le, če je baza zelo tanka. V nasprotnem primeru bi se večina elektronov rekombinirala (zapolnila vrzeli) vzdolž baze. Nekaj elektronov, ki jih emitor emitira v bazo, sicer zaključi pot v bazi z rekombinacijo in tvori bazni tok I_B , a večino jih pritegne kolektor. Opis velja za *npn* tranzistor; v *pnp* tranzistorju potujejo od emitorja h kolektorju vrzeli, napetostna vira pa morata biti obrnjena v nasprotno smer.

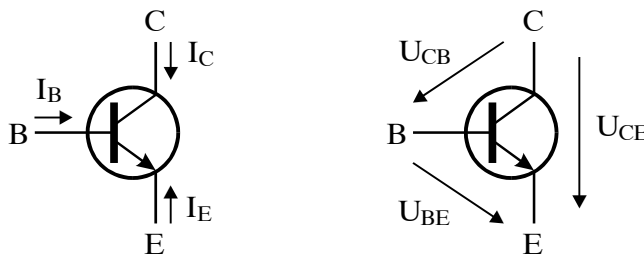
Bipolarni tranzistor dela v aktivnem področju tako, da je spoj med emitorjem in bazo priključen v prevodno smer, spoj med bazo in kolektorjem pa v zaporno smer. Tedaj elektrine, ki stečejo zaradi prevodne napetosti iz emitorja v bazo, nadaljujejo pot v kolektor, ker jih privleče zaporno priključena napetost kolektorskega spoja.

4.2.1. Analiza tokov v tranzistorju

Zaradi prevodne napetosti na emitorskem spoju U_{BE} steče emitorski tok I_E . Število elektrin, ki jih emitor pošilja v bazo, je odvisno od napetosti U_{BE} . Pri *npn* tranzistorju so potujoče elektrine elektroni, pri *pnp* pa vrzeli.

Zaporna napetost U_{CB} med kolektorjem in bazo povzroči, da elektrine, ki prihajajo iz emitorja v bazo, stečejo v kolektor in tvorijo kolektorski tok I_C . Zaradi spremembe napetosti U_{CB} se tokovi le malo spremenijo.

Koliko elektrin se med potjo v bazi rekombinira in tvori bazni tok I_B , je odvisno predvsem od širine baze. Čim širša je baza, večji je bazni tok I_B in manjši je kolektorski tok I_C . Pri dovolj široki bazi kolektorski tok ne bi več tekkel in tranzistor bi deloval le še kot dva ločena *pn* spoja (ali dve diodi).



Slika 4.4. Označbe tokov in napetosti na tranzistorju.

Med kolektorjem in bazo se pretakajo še manjšinski nosilci elektrin ter pari elektronov in vrzeli, ki nastajajo v baznem prehodnem področju (J_{eL} in J_{vL} na sliki 4.3). Ker je ta tok majhen, ga bomo na začetku zanemarili.

Pomeni:	U_{BE}	napetost med bazo in emitorjem
	U_{CB}	napetost med kolektorjem in bazo
	U_{CE}	napetost med kolektorjem in emitorjem
	I_B	bazni tok
	I_C	kolektorski tok
	I_E	emitorski tok

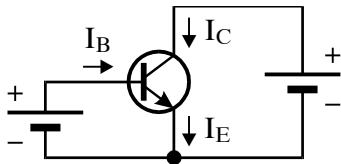
Kolektorski tok I_C je nekoliko manjši od emitorskega I_E ($I_C = I_E - I_B$). Razmerje med I_C in I_E podaja faktor, ki mu pravimo tokovno ojačenje:

$$\alpha = \frac{I_C}{I_E} \text{ kratkostični tokovni ojačevalni faktor}$$

Ker tranzistor najpogosteje uporabimo tako, da je vhod na bazi, izhod pa na kolektorju, določimo ojačevalni faktor med kolektorskim in baznim tokom:

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \text{ kratkostični tokovni ojačevalni faktor}$$

Oba faktorja sta kratkostična zato, ker veljata, ko je izhod kratkostičen (upornost bremena je 0). Kolektorski tok je skoraj enak emitorskemu, zato ima faktor ojačenja α vrednost blizu 1 (okrog 0,99) in je vedno manjši od 1. Ker je bazni tok majhen, je faktor ojačenja β mnogo večji od 1 (tipično 100). Če je vhodni priključek baza, izhodni pa kolektor, ima ojačevalec s tranzistorjem veliko tokovno ojačenje. Faktor tokovnega ojačenja β se od tranzistorja do tranzistorja močno razlikuje, tudi pri tranzistorjih istega tipa, ker je odvisen od tehnoloških izvedb tranzistorja. Zaradi fizikalnih dogajanj v bazi je β nekoliko odvisen tudi od velikosti kolektorskega toka.

Prvi primer

Izračunajmo tokova I_C , I_B ter β , če sta $I_E=10\text{mA}$ in $\alpha=0,99$!

$$I_C = \alpha \cdot I_E = 0,99 \cdot 10\text{mA} = \underline{9,9\text{mA}}$$

$$I_B = I_E - I_C = 10\text{mA} - 9,9\text{mA} = 0,1\text{mA} = \underline{100\mu\text{A}}$$

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} = \frac{9,9\text{mA}}{0,1\text{mA}} = \underline{99}$$

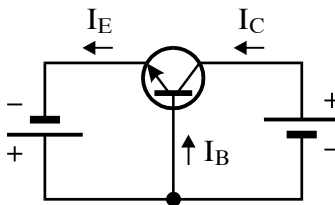
Drugi primer

Izračunajmo tok I_B ter faktorja α in β , če sta tokova $I_C=15\text{mA}$ in $I_E=15,2\text{mA}$!

$$I_B = I_E - I_C = 15,2\text{mA} - 15\text{mA} = \underline{0,2\text{mA}}$$

$$\alpha = \frac{I_C}{I_E} = \frac{15\text{mA}}{15,2\text{mA}} = \underline{0,9868}$$

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} = \frac{15\text{mA}}{0,2\text{mA}} = \underline{75}$$

Tretji primer

Izračunajmo tokova I_C in I_E ter faktor β , če je tranzistor priključen tako, kot kaže slika! Bazni tok $I_B=0,1\text{mA}$, $\alpha=0,988$.

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} = \frac{0,988}{1 - 0,988} = \underline{82,33}$$

$$I_C = \beta \cdot I_B = 82,33 \cdot 0,1\text{mA} = \underline{8,233\text{mA}}$$

$$I_E = I_C + I_B = 8,233\text{mA} + 0,1\text{mA} = \underline{8,333\text{mA}}$$

V dosednji razlagi smo zanemarili kolektorski tok manjšinskih nosilcev elektrine I_{CB0} , ki je v primerjavi s kolektorskim tokom zelo majhen in mu pravimo tok nasičenja. Ta tok je sestavljen iz toka manjšinskih elektrin, ki izvirajo iz baze in kolektorja, ter iz parov elektron-vrzel, ki nastanejo v prehodnem področju kolektorskega spoja. Ker je ionizacija atomov v prehodnem področju in s tem nastajanje parov elektron-vrzel odvisna od dovedene energije, se ta tok s temperaturo ali osvetlitvijo spreminja. Čim višja je temperatura kolektorskega spoja, več atomov v prehodnem področju ionizira in s tem nastaja večje število prostih elektronov in vrzeli. Ta tok je pri silicijevem tranzistorju reda velikosti nA (nano amper) in se pri dvigu temperature za 7K podvoji.

Enačba za kolektorski tok je sedaj:

$$I_C = \alpha \cdot I_E + I_{CB0} \quad \text{ali}$$

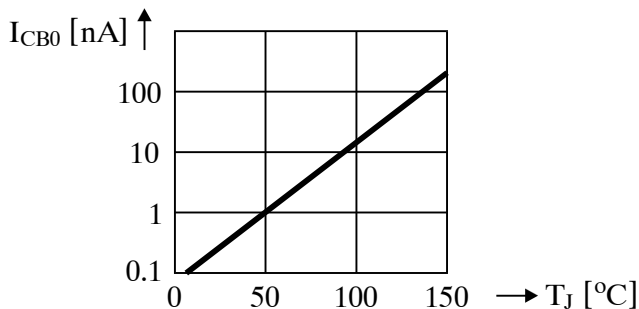
$$I_C = \beta \cdot I_B + (\beta + 1) \cdot I_{CB0} ,$$

kjer lahko drugi člen nadomestimo s kolektorskim tokom I_{CE0} :

$$I_{CE0} = (\beta + 1) \cdot I_{CB0}$$

$$I_C = \beta \cdot I_B + I_{CE0}$$

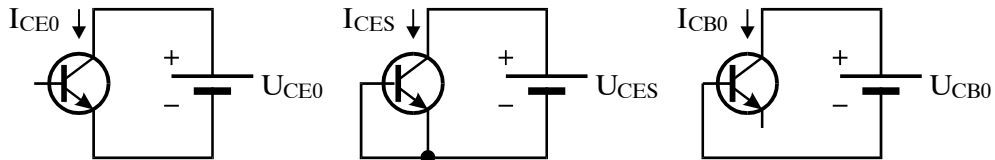
Ker je kolektorski tok nasičenja I_{CE0} mnogo večji od toka I_{CB0} , je večji tudi njegov vpliv, ko se spreminja zaradi dovedene energije iz okolice.



Slika 4.5. Odvisnost toka nasičenja od temperature.

Za označevanje vseh preostalih tokov bipolarnega tranzistorja uporabljamo dodaten indeks:

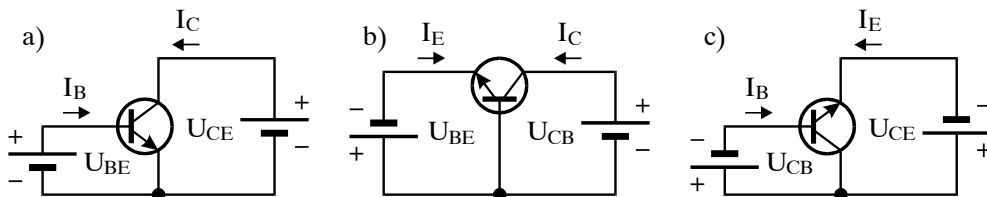
- 0 neimenovan priključek je odprt,
- S priključka sta kratkosklenjena,
- R med obema priključkoma je upornost,
- V med priključkoma je prednapetost v zaporni smeri.



Slika 4.6. Primer priključitve tranzistorja za meritev preostalih tokov v tranzistorju.

4.2.2. Različne orientacije tranzistorja

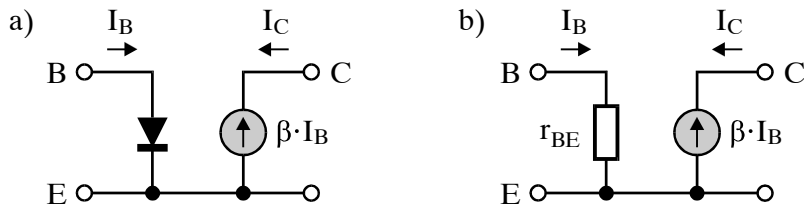
Tranzistor lahko kot ojačevalnik vežemo na tri različne načine. Ker imajo ojačevalniki štiri sponke (dve za vhod in dve za izhod), tranzistor pa samo tri, je ena sponka tranzistorja skupna za vhod in izhod. Način, na katerega je tranzistor v vezju priključen (ali orientiran), poimenujemo po skupni sponki. Tako poznamo tranzistor v orientaciji s skupnim emitorjem (slika 4.7 a), skupno bazo (slika 4.7.b) in skupnim kolektorjem (slika 4.7 c).



Slika 4.7. Načini priključitve tranzistorja.

4.2.3. Nadomestno vezje bipolarnega tranzistorja

Delovanje tranzistorja si najlažje predstavimo z nadomestnim vezjem, kjer nastopajo enostavnejši elementi. Nadomestno četveropolno vezje ali model tranzistorja lahko izpeljemo iz fizikalnega delovanja. Na sliki 4.8 a) je najenostavnejši model, kjer je med vhodnima priključkoma dioda, ki nadomesti prevodno priključen spoj med bazo in emitorjem. Na izhodnih priključkih pa je tokovni generator, ki nadomesti delovanje zaporno priključenega kolektorskega spoja. Tokovni generator je krmiljen z vhodnim tokom I_B ($I_C = \beta \cdot I_B$).



Slika 4.8. Preprosti nadomestni vezji bipolarnega tranzistorja.

Pri majhnih in počasnih signalih lahko model lineariziramo in namesto diode upoštevamo diferencialno upornost r_{BE} (slika 4.8 b), ki sedaj predstavlja tudi vhodno upornost tranzistorja.

$$r_{BE} = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B} \cong \beta \cdot \frac{k \cdot T}{q \cdot I_E} = \beta \cdot \frac{U_T}{I_E}$$

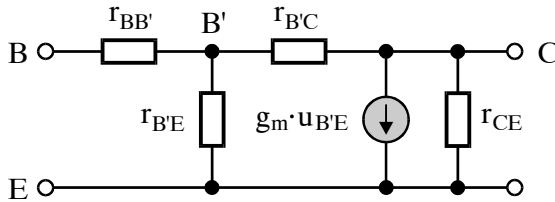
Pri izračunih vezij s tranzistorji velikokrat uporabljamo transkonduktanco g_m , ki nam pove, za koliko se spremeni kolektorski tok, če spremenimo napetost med bazo in emitorjem:

$$g_m = \frac{\Delta I_C}{\Delta U_{BE}} \cong \frac{q \cdot I_E}{k \cdot T} = \frac{\beta}{r_{BE}}$$

Nekoliko obširnejši model predstavlja hibridni π četveropol na sliki 4.9, kjer so zajete še nekatere upornosti tranzistorja:

- $r_{BB'}$ skupna upornost, ki vlada med baznim priključkom (sponko) in dejansko bazo na silicijevi ploščici,
- r_{BE} vhodna upornost emitorskega spoja,

- $r_{B'C}$ upornost zajema vpliv, ki jo ima sprememba kolektorske napetosti na širino baze; ta upornost je zelo velika,
- r_{CE} upornost zajema spremembo kolektorskega toka s spremembo kolektorske napetosti, ki se pojavi zaradi spremembe širine baze.



Slika 4.9. Hibridni π četveropol.

Poglejmo si še nadomestno vezje tranzistorja s pomočjo h-četveropolnih enačb. Četveropolni enačbi za h-parametre sta:

$$u_1 = h_{11} \cdot i_1 + h_{12} \cdot u_2$$

$$i_2 = h_{21} \cdot i_1 + h_{22} \cdot u_2$$

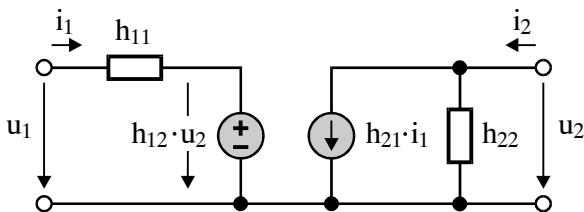
Parametre izpeljemo iz enačb:

$$h_{11} = h_i = \frac{u_1}{i_1} \Big|_{u_2 = 0} \quad \text{vhodna upornost pri kratkosklenjenih izhodnih sponkah,}$$

$$h_{12} = h_r = \frac{u_1}{u_2} \Big|_{i_1 = 0} \quad \text{povratni vpliv izhodne napetosti na vrodu pri odprtih vhodnih sponkah,}$$

$$h_{21} = h_f = \frac{i_2}{i_1} \Big|_{u_2 = 0} \quad \text{tokovno ojačenje pri kratkosklenjenih izhodnih sponkah,}$$

$$h_{22} = h_o = \frac{i_2}{u_2} \Big|_{i_1 = 0} \quad \text{izhodna prevodnost pri odprtih vhodnih sponkah.}$$



Slika 4.10. H-četveropol.

Tranzistor lahko priključimo v treh različnih orientacijah, zato si indeksi h-parametrov sledijo takole:

parameter	skupni emitor	skupni kolektor	skupna baza
h_{11}	h_{ie}	h_{ic}	h_{ib}
h_{12}	h_{re}	h_{rc}	h_{rb}
h_{21}	h_{fe}	h_{fc}	h_{fb}
h_{22}	h_{oe}	h_{oc}	h_{ob}

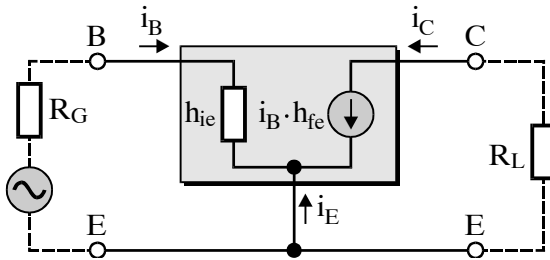
Proizvajalci uporabljajo h četveropolne parametre za opis lastnosti tranzistorja pri nizkih frekvencah, pri tranzistorjih za visoke frekvence pa pogosteje y-parametre.

Ločiti moramo parametre, ki so podani za enosmerne (statične) vrednosti – označujemo jih z velikimi indeksi (npr. h_{FE}), ter tiste za izmenične (dinamične) vrednosti, ki veljajo za majhne izmenične signale – označujemo jih z malimi indeksi (h_{fe}). Najpomembnejši je faktor tokovnega ojačenja:

skupni emitor	skupna baza	
$h_{FE} = \frac{I_C}{I_B} = \beta$	$h_{FB} = \frac{I_C}{I_E} = \alpha$	statično tokovno ojačenje za enosmerne vrednosti toka
$h_{fe} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \beta_{AC}$	$h_{fb} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_E} = \alpha_{AC}$	dinamično tokovno ojačenje za izmenične vrednosti toka majhnih signalov

Parametra h_{fe} in h_{FE} sta si zelo podobna. Vsi parametri so odvisni od nastavitve (delovne točke) tranzistorja, zato jim vrednosti določimo s pomočjo tabel, ki jih dobimo v katalogih proizvajalcev.

Za enostavnejši izračun si bomo pomagali s preprostejšim nadomestnim vezjem za majhne in počasne signale na sliki 4.11. Ostala sta samo parametra h_{ie} in h_{fe} . Ker je upornost bremena R_L največkrat mnogo manjša od izhodne upornosti $1/h_{oe}$, jo lahko zanemarimo.



Slika 4.11. Poenostavljen h-četveropol.

Naslednja tabela prikazuje približke za tokovno ojačenje A_I , napetostno ojačenje A_U , vhodno upornost R_{VH} in izhodno upornost R_{IZH} bipolarnega tranzistorja:

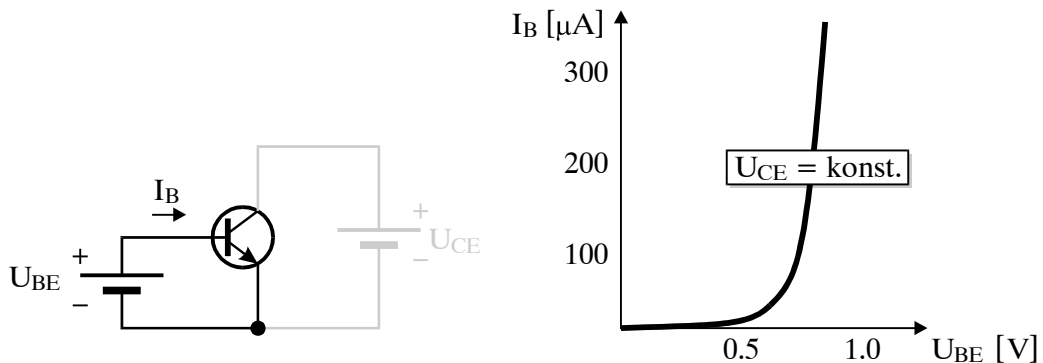
	skupni emitor	skupni kolektor	skupna baza	pomen
A_I	$-h_{fe}$	$1 + h_{fe}$	$-h_{fb} = \frac{h_{fe}}{1 + h_{fe}}$	tokovno ojačenje
A_U	$-\frac{h_{fe} \cdot R_L}{h_{ie}}$	$1 - \frac{h_{ie}}{R_{VH}}$	$h_{fe} \cdot \frac{R_L}{h_{ie}}$	napetostno ojačenje
R_{VH}	h_{ie}	$h_{ie} + (1 + h_{fe}) \cdot R_L$	$h_{ib} = \frac{h_{ie}}{1 + h_{fe}}$	vhodna upornost
R_{IZH}	∞	$\frac{R_G + h_{ie}}{1 + h_{fe}}$	∞	izhodna upornost

Sedaj lahko podamo grobe ocene omenjenih veličin za vse tri orientacije tranzistorja.

	<i>skupni emitor</i>	<i>skupni kolektor</i>	<i>skupna baza</i>
A_I	velika (β)	velika ($\beta+1$)	majhna ($\alpha < 1$)
A_U	velika	majhna (< 1)	velika
R_{VH}	srednja	velika	majhna
R_{IZH}	srednja	majhna	zelo velika

4.2.4. Vhodna in izhodna karakteristika bipolarnega tranzistorja

Slika 4.12 prikazuje odvisnost vhodnega toka I_B od priključene napetosti U_{BE} pri konstantni izhodni napetosti U_{CE} . Tranzistor je priključen v orientaciji s skupnim emitorjem. Karakteristika je podobna karakteristiki diode v prevodni smeri, le da je tok I_B mnogo manjši. Ta je odvisen od števila rekombinacij v bazi, zato je karakteristika nekoliko odvisna tudi od izhodne napetosti U_{CE} .



Slika 4.12. Vhodna karakteristika bipolarnega tranzistorja.

Upornost pn spoja, ki jo čuti dovolj majhen signal, lahko izrazimo s pomočjo diferencialne upornosti spoja:

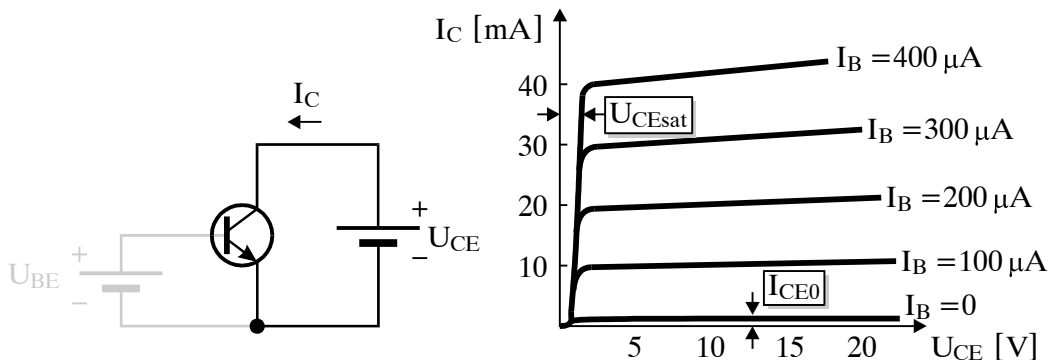
$$r_E = \frac{k \cdot T}{e \cdot I_E} \cong \frac{25\text{mV}}{I_E}$$

To je upornost, ki jo čutimo z emitorske strani, kjer teče emitorski tok I_E . Ker je tok v bazo za $(h_{fe} + 1)$ manjši od emitorskega, je upornost za isti faktor večja:

$$h_{ie} \approx (h_{fe} + 1) \cdot r_E \cong (h_{fe} + 1) \cdot \frac{25\text{mV}}{I_E} \cong \frac{25\text{mV}}{I_B}$$

Pri izračunu smo izpustili upornost baze r_B , ki jo povzroča upornost baznega priključka (sponke) in sprememba efektivne širine baze s kolektorsko napetostjo. To upornost bi morali prišteti vhodni upornosti, če bi želeli imeti natančnejši izračun.

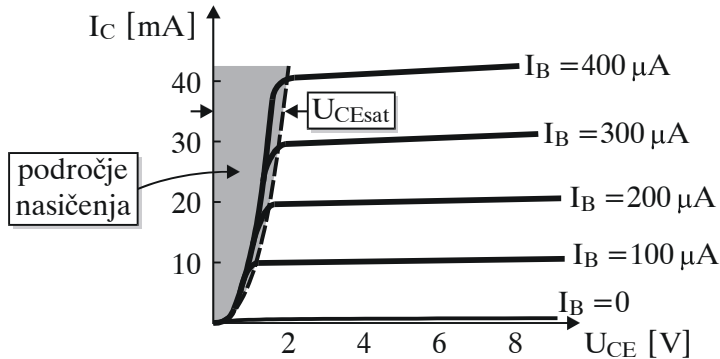
Polje izhodne karakteristike na sliki 4.13 kaže odvisnost izhodnega toka I_C od priključene napetosti U_{CE} pri konstantnem baznem toku I_B . Ker je kolektorski tok odvisen predvsem od baznega toka, je v diagramu vrisanih več karakteristik, vsaka velja za določeno vrednost baznega toka. Zaradi spremembe napetosti U_{CE} se kolektorski tok I_C večja le v zelo majhni meri. S povečanjem napetosti U_{CE} se poveča tudi zaporna napetost med kolektorjem in bazo, kar ima za posledico širšo kolektorsko zaporno plast. Zaradi tega privleče kolektor nekoliko več nosilcev elektrine iz baze in kolektorski tok se poveča. Temu pojavu pravimo Earlyjev efekt.



Slika 4.13. Polje izhodnih karakteristik bipolarnega tranzistorja.

Pri dovolj majhni napetosti med kolektorjem in emitorjem U_{CE} kolektorski tok I_C naglo upade. To se zgodi, ko je napetost U_{CE} manjša, kot je napetost med

bazo in emitorjem U_{BE} ($U_{CE}=U_{BE}+U_{CB}$). Zato med kolektorjem in bazo ni več zaporne napetosti, ki bi privlačila elektrine iz baze, temveč postane celo prevodna. Napetosti U_{CE} , pri kateri začne kolektorski tok strmo upadati, pravimo **napetost nasičenja** U_{CEsat} . V polju karakteristik imenujemo to področje področje nasičenja tranzistorja.



Slika 4.14. Področje nasičenja tranzistorja.

V izhodni karakteristiki ugotovimo tudi, da pri vhodnem toku $I_B=0$ teče na izhodu le majhen tok, ki je posledica toka nasičenja $I_{CE0}=(\beta+1)\cdot I_{CB0}$. Ta je odvisen predvsem od dovedene energije.

4.2.5. Tokovno In napetostno ojačenje

Tokovno ojačenje tranzistorja v orientaciji s skupnim emitorjem A_I je podano kot:

$$A_I = \frac{i_{IZH}}{i_{VH}}$$

Ker je bipolarni tranzistor skoraj popoln tokovni generator, lahko napišemo:

$$A_I \cong \frac{i_C}{i_B} = \frac{h_{fe} \cdot i_B}{i_B} = h_{fe}$$

Napetostno ojačenje lahko izpeljemo s pomočjo poenostavljenega nadomestnega vezja na sliki 4.11. Napetostno ojačenje A_U je podano kot:

$$A_U = \frac{u_{IZH}}{u_{VH}}$$

Iz četveropola pa dobimo za vhodno in izhodno napetost:

$$\begin{aligned} u_{VH} &= h_{ie} \cdot i_B \\ u_{IZH} &= -R_L \cdot i_c = -R_L \cdot h_{fe} \cdot i_B \end{aligned}$$

Negativen predznak pomeni, da je izhodna napetost v protifazi z vhodno. Ko vstavimo gornji rezultat v enačbo za napetostno ojačenje, dobimo:

$$A_U = -\frac{R_L \cdot h_{fe} \cdot i_B}{h_{ie} \cdot i_B} = -\frac{R_L \cdot h_{fe}}{h_{ie}}$$

Povezava med h_{fe} in h_{ie} je pri dovolj velikem h_{fe} :

$$h_{ie} \approx h_{fe} \cdot r_E$$

Zato se končna (poenostavljena) enačba za napetostno ojačenje glasi:

$$A_U = -\frac{R_L}{r_E}$$

4.2.6. Breme, delovna premica in delovna točka

Na izhod tranzistorja priključujemo breme. To je lahko navaden ohmski upor, vhod naslednje ojačevalne stopnje, rele in podobno. Bremena so lahko ohmska, torej od frekvence neodvisna, ali kompleksnejša, sestavljena iz frekvenčno odvisnih elementov.

Ko na izhod tranzistorja priključimo ohmski upor R_C kot v vezju na sliki 4.15, kolektorski tok tranzistorja ustvari na njem padec napetosti:

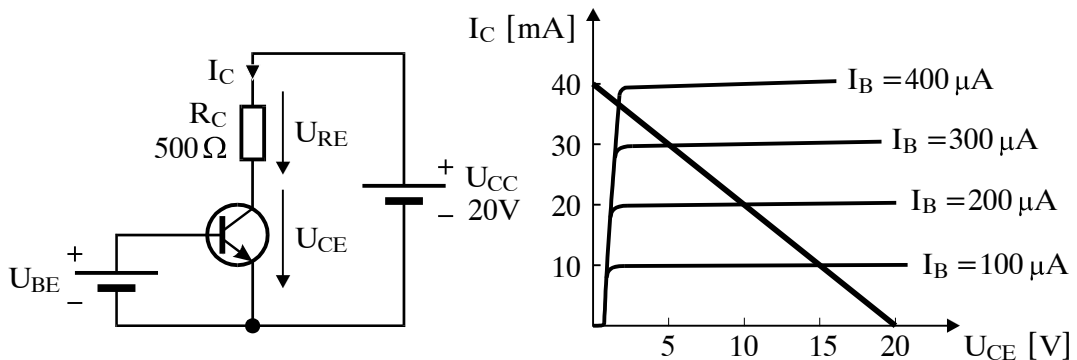
$$U_{RC} = I_C \cdot R_C$$

V izhodni karakteristiki tranzistorja lahko prikažemo odvisnost kolektorskega toka I_C od napetosti med kolektorjem in emitorjem U_{CE} , ki je sedaj odvisna od kolektorskega upora R_C :

$$U_{CE} = U_{CC} - U_{RC} = U_{CC} - I_C \cdot R_C$$

$$I_C = \frac{U_{CC} - U_{CE}}{R_C}$$

Če zadnjo enačbo prikažemo v izhodni karakteristiki, dobimo premico, ki ji pravimo **enosmerna delovna premica**. Kaže nam povezavo med kolektorskim tokom I_C in napetostjo med kolektorjem in emitorjem U_{CE} . Če poznamo bazni tok I_B , lahko s pomočjo kolektorskega toka $I_C = \beta I_B$ poiščemo napetost U_{CE} .



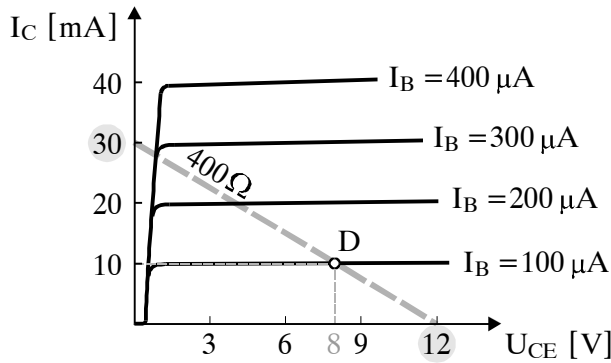
Slika 4.15. Ohmsko breme in enosmerna delovna premica.

Delovno premico narišemo tako, da si izberemo točki, v katerih seka abscisno in ordinatno os:

<i>pogoj</i>	<i>izračun točke</i>
$I_C = 0$	$U_{CE} = U_{CC}$
$U_{CE} = 0$	$I_C = U_{CC} / R_C$

Primer

V izhodno karakteristiko na sliki vrišimo delovno premico ter z njeno pomočjo določimo napetost U_{CE} , če je $I_B = 100 \mu\text{A}$! Napajalna napetost znaša $U_{CC} = 12\text{V}$, kolektorski upor pa $R_C = 400 \Omega$.

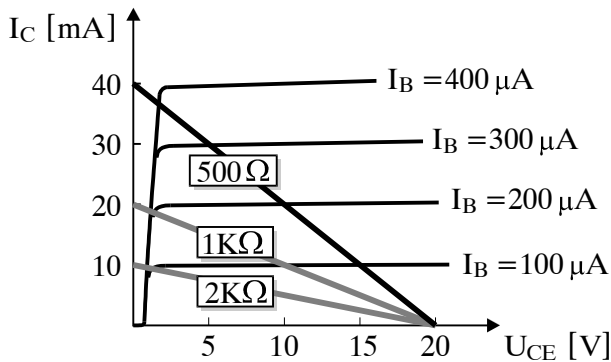


Na abscisi označimo točko pri $U_{CE} = U_{CC} = 12V$, na ordinati pa točko pri:

$$I_C = \frac{U_{CC}}{R_C} = \frac{12V}{400\Omega} = 30mA$$

Sedaj lahko povežemo obe točki s premico. V polju karakteristik vidimo, da krivulja odvisnosti I_C od U_{CE} pri baznem toku $I_B = 100\mu A$ seka delovno premico v točki »D«. Napetost v dani točki pa znaša $U_{CE} = 8V$.

Če spreminjamo upornost bremena, potem se v karakteristiki spremeni tudi nagib delovne premice. Skupna je le točka na abscisi.



Slika 4.16. Različni nagibi delovne premice za različne upornosti bremena.

Ko breme vsebuje tudi kapacitivnosti in induktivnosti, se delovna premica spremeni v krivuljo. Oblika krivulje je sedaj odvisna tudi od frekvence signala.

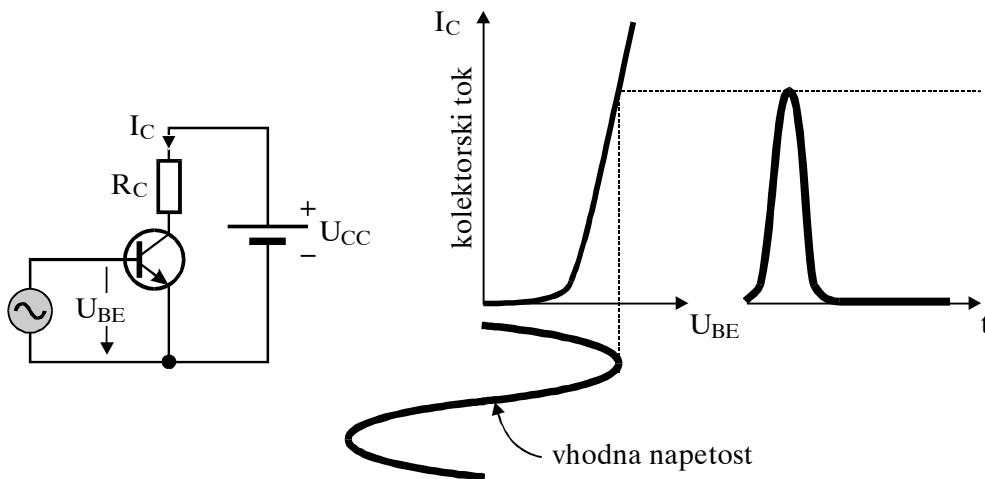
Delovna točka je tista točka na delovni premici, ki določa razmere, ko na tranzistor ni priključen nikakršen vhodni signal. Točka nam podaja velikost kolektorskega toka I_C in napetosti med kolektorjem in emitorjem U_{CE} , ko tranzistor »miruje«. Ker se delovna točka s spremembo temperature premika po delovni premici, jo moramo stabilizirati z ustreznim vezjem. Prav tako se

premakne, ko v vezju zamenjamo tranzistor, kajti tudi tranzistorji istega tipa se med seboj razlikujejo. Več o delovni točki bomo spoznali v naslednjih razdelkih.

Ohmsko breme, priključeno na izhodni sponki tranzistorja, narišemo v polju izhodnih karakteristik kot premico. Delovna točka je točka na delovni premici, ki podaja vrednost toka in napetosti na tranzistorju, ko na vhod ni priključen nikakršen signal.

4.3. NASTAVITEV DELOVNE TOČKE

Ko na vhod tranzistorja priključimo generator izmeničnega signala, bo kolektorski tok tekel le takrat, ko bo napetost med bazo in emitorjem prevodna in višja od potencialnega praga pn spoja, ki znaša pri siliciju od 0,5 do 0,8V. Na sliki 4.17 je oblika kolektorskega toka, ko je na vhod priključen izmenični generator.

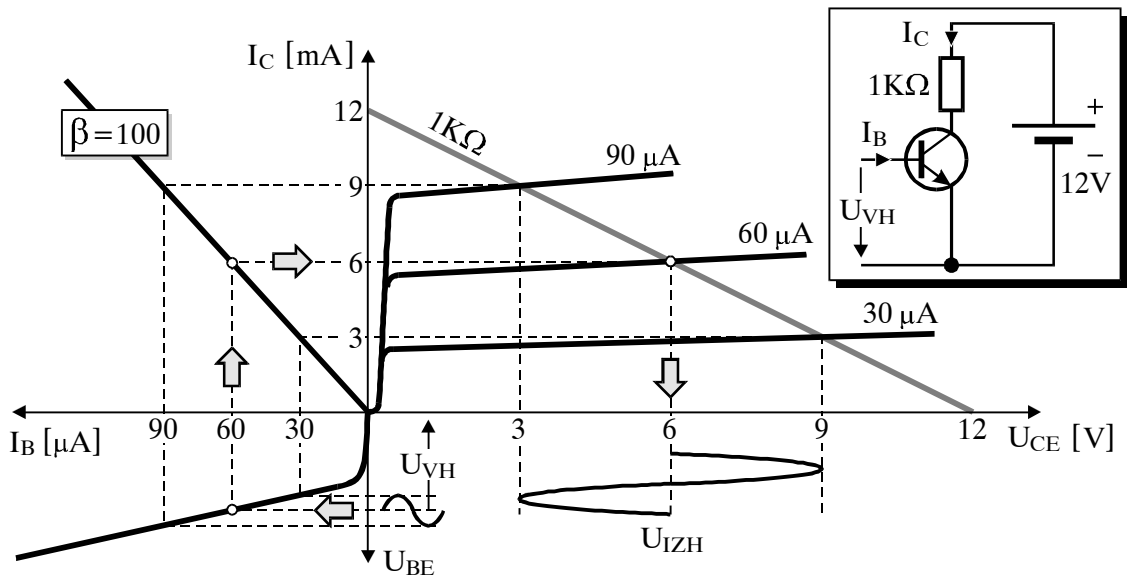


Slika 4.17. Tranzistor, vzbujen z generatorjem izmenične napetosti.

Oblika izhodnega signala je torej popačena. Zelo majhne spremembe napetosti na vходу niso dovolj, da bi stekel kolektorski tok, saj signal ne preseže potencialnega praga. V takem primeru moramo s pomočjo uporov nastaviti

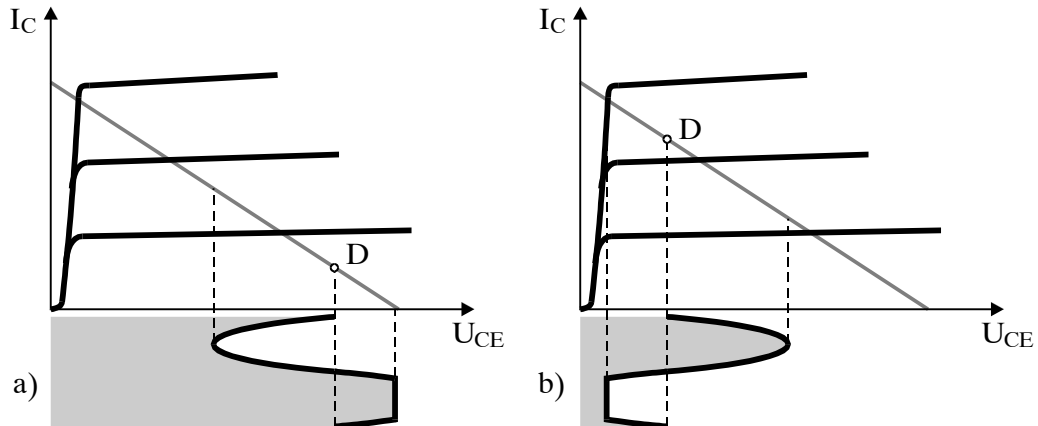
delovno točko tranzistorja: enosmeren vhodni tok bo povzročil, da bo spoj baza-emitor vedno prevoden in tudi majhne spremembe vhodnega signala bodo povzročile nihanje vhodnega (baznega) toka in s tem nihanje izhodnega (kolektorskega) toka.

Nastavitev delovne točke je odvisna predvsem od tipa ojačevalnika. Če želimo, da bo signal na izhodu čim manj popačen, bomo pri dovolj veliki napajalni napetosti ($U_{CC} \gg U_{CEsat}$) nastavili delovno točko kar na sredino delovne premice $U_{CE} = U_{CC}/2$.



Slika 4.18. Oblika izhodnega signala ojačevalnika s tranzistorjem, če je delovna točka nastavljena na sredino delovne premice.

Prenizka nastavitev delovne točke bi povzročila predčasno popačenje izhodnega signala. Nižanje baznega toka bi povsem zaprlo tranzistor (slika 4.19 a). Podobno bi previsoka nastavitev delovne točke povzročila, da bi napetost med kolektorjem in emitorjem zašla v področje nasičenja, ki je določeno z napetostjo U_{CEsat} (slika 4.19 b).



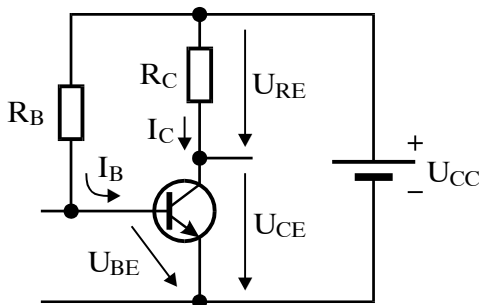
Slika 4.19. Prenizka a) in previsoka b) nastavitve delovne točke.

Delovno točko tranzistorja nastavimo z ustreznimi vezji. Elemente vezja izberemo tako, da bo tranzistor primerno odprt, ko na vходу ni signala.

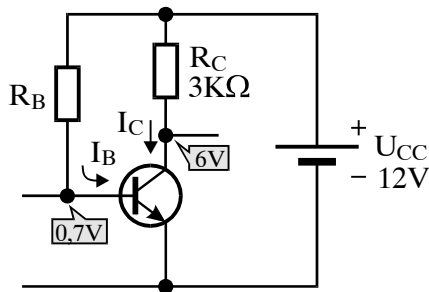
4.3.1. Nastavitev delovne točke z uporom na bazi

Delovno točko najenostavneje nastavimo z baznim uporom R_B . Sedaj steče skozi upor R_B bazni tok I_B , ki povzroči kolektorski tok I_C . Če predpostavimo, da je napetost kolena silicijevega tranzistorja $U_{BE}=0,7V$, potem se enačba za upor R_B glasi:

$$R_B = \frac{U_{RB}}{I_B} = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{I_B} = \frac{U_{CC} - 0,7V}{I_B}$$



Slika 4.20. Nastavitev delovne točke z baznim uporom.

Primer

Pri danem vezju nastavimo delovno točko na sredino delovne premice. Kolektorski upor $R_C=3\text{k}\Omega$, napajalna napetost $U_{CC}=12\text{V}$ ter $\beta=100$.

Najprej izračunajmo kolektorski tok, ki teče skozi tranzistor, ko je delovna točka na sredini delovne premice:

$$U_{CE} = \frac{U_{CC}}{2} = 6\text{V}$$

$$I_C = \frac{U_{RC}}{R_C} = \frac{U_{CC} - U_{CE}}{R_C} = \frac{6\text{V}}{3\text{k}\Omega} = \underline{2\text{mA}}$$

S pomočjo kolektorskega toka I_C dobimo bazni tok I_B in upornost upora R_B :

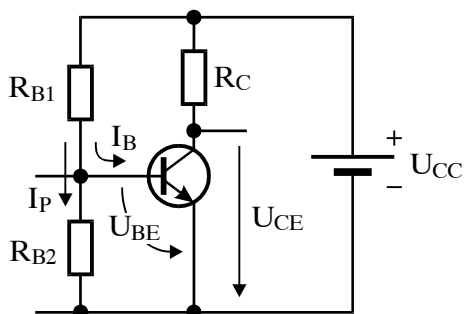
$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{2\text{mA}}{100} = 20\mu\text{A}$$

$$R_B = \frac{U_{CC} - 0,7\text{V}}{I_B} = \frac{12\text{V} - 0,7\text{V}}{20\mu\text{A}} = \underline{565\text{k}\Omega}$$

4.3.2. Nastavitev delovne točke z delilnikom napetosti

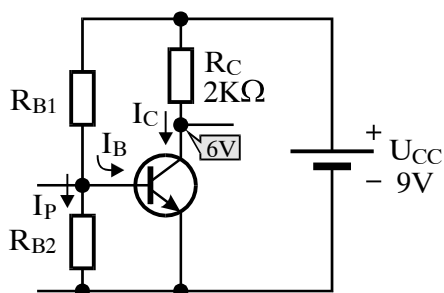
Ko v vezju na sliki 4.20 zamenjamo tranzistor, ugotovimo, da imajo celo tranzistorji istega tipa različni tokovni ojačevalni faktor β . Pri istem baznem toku I_B , ki je odvisen od velikosti upora R_B , se zato spremeni kolektorski tok I_C in položaj delovne točke. Nekoliko boljše nastavitve delovne točke lahko dosežemo z delilnikom napetosti na sliki 4.21.

Delilnik napetosti predstavljata upora R_{B1} in R_{B2} . Izbrana sta tako, da je prečni tok I_P skozi upora mnogo večji od baznega toka $I_P > I_B$. Sedaj sprememba baznega toka ne vpliva v tolikšni meri na razporeditev padcev napetosti na uporih. Napetost med bazo in emitorjem ostane tako pri različnih vrednostih baznega toka enaka.



Slika 4.21. Nastavitev delovne točke z delilnikom napetosti.

Primer



Izračunajmo vrednost upora R_{B1} in R_{B2} , da bo delovna točka tranzistorja na sredi delovne premice! $R_C = 2\text{k}\Omega$, $U_{CC} = 9\text{V}$, $\beta = 100$, prečni tok I_P naj bo 10-krat večji od baznega.

Najprej izračunamo bazni tok I_B , ko je delovna točka na sredi delovne premice:

$$U_{CE} = \frac{U_{CC}}{2} = 4,5\text{V}$$

$$I_C = \frac{U_{RC}}{R_C} = \frac{4,5\text{V}}{2\text{k}\Omega} = 2,25\text{mA}$$

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{2,25\text{mA}}{100} = \underline{22,5\mu\text{A}}$$

Nato izračunamo prečni tok I_P , ki naj bo 10-krat večji od baznega:

$$I_P = 10 \cdot I_B = 10 \cdot 22,5\mu\text{A} = 225\mu\text{A}$$

Izračunajmo upor R_{B2} , skozi katerega teče tok I_P , padec napetosti pa je enak prevodni napetosti med bazo in emitorjem $U_{RB1} = U_{BE}$:

$$R_{B2} = \frac{U_{BE}}{I_P} = \frac{0,7\text{V}}{225\mu\text{A}} = \underline{3,1\text{k}\Omega}$$

Tok skozi upor R_{B1} je enak vsoti prečnega in baznega toka $I_P + I_B$, padec napetosti pa dobimo s pomočjo drugega Kirchhoffovega zakona:

$$U_{CC} = U_{RB1} + U_{RB2} = U_{RB1} + U_{BE}$$

Tako dobimo upornost upora R_{B1} :

$$R_{B1} = \frac{U_{RB1}}{I_P + I_B} = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{I_P + I_B} = \frac{9\text{V} - 0,7\text{V}}{225\mu\text{A} + 22,5\mu\text{A}} = \underline{\underline{33,5\text{k}\Omega}}$$

4.4. STABILIZACIJA DELOVNE TOČKE

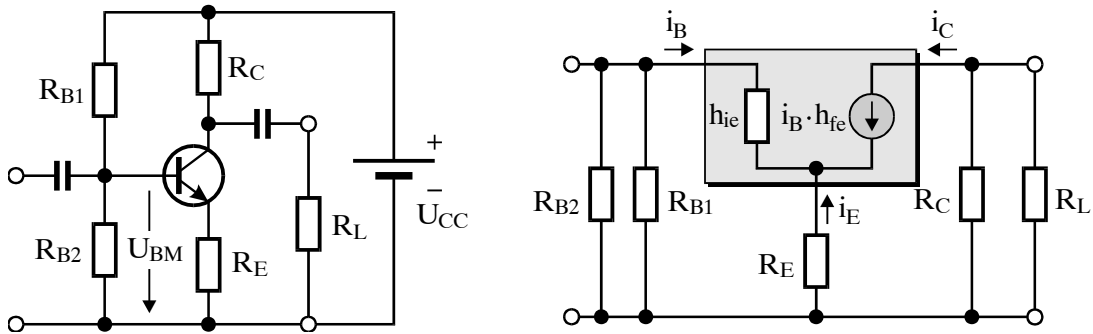
Položaj delovne točke lahko med obratovanjem drsi po delovni premici, razlog za to pa je segrevanje tranzistorja. Z večanjem temperature se večja tudi tok nasičenja I_{CE0} in delovna točka se premakne navzgor po delovni premici, proti področju nasičenja. Premik delovne točke preprečujemo z vezji, ki stabilizirajo delovno točko. Nekaj si jih bomo ogledali v tem poglavju.

4.4.1. Stabilizacija delovne točke z emitorskim uporom

Ko na emitor tranzistorja priključimo emitorski upor R_E (slika 4. 22.), se vhodna napetost U_{BM} porazdeli na padec napetosti na tranzistorju U_{BE} in na emitorskem uporu U_{RE} . Spomnimo se na nekatere enačbe:

$$\begin{aligned} U_{BM} &= U_{BE} + U_{RE} = U_{BE} + I_E \cdot R_E && \text{seštevek padcev napetosti v zanki} \\ I_C &= h_{fe} \cdot I_B + I_{CE0} && \text{kolektorski tok} \\ I_E &= I_C + I_B && \text{emitorski tok} \end{aligned}$$

Zaradi povečanja temperature tranzistorja se poveča tok nasičenja I_{CE0} , ki poveča kolektorski tok I_C in pomakne delovno točko navzgor. Istočasno se poveča tudi tok skozi emitorski upor R_E . To povzroči večji padec napetosti na emitorskem uporu U_{RE} . Ker je vhodna napetost U_{BM} ostala nespremenjena, se zaradi povečanja padca napetosti na emitorskem uporu U_{RE} zmanjša padec napetosti med bazo in emitorjem tranzistorja U_{BE} . Posledica je manjši bazni tok I_B in s tem manjši kolektorski tok I_C .



Slika 4.22. Stabilizacija delovne točke z emitorskim uporom ter nadomestno vezje.

V vezju s slike 4.22 je delilnik napetosti sestavljen iz uporov R_{B1} in R_{B2} . Med bazo in maso U_{BM} ustvari napetost, ki je enaka seštevku prevodne napetosti na tranzistorju U_{BE} (za silicijev tranzistor okrog 0,7V) ter padca napetosti na emitorskem uporu U_{RE} . Učinkovitost stabilizacije je odvisna od velikosti emitorskega upora.

Iz nadomestnega vezja tranzistorja z emitorskim uporom (slika 4.22) izpeljimo karakteristične veličine vezja. Nadomestno vezje, ki ga uporabljamo pri izračunu, je poenostavljeno, zato bodo tudi rešitve približne.

$$R_{VH} = \frac{u_{VH}}{i_B} = \frac{i_B \cdot h_{ie} + i_E \cdot R_E}{i_B} = \frac{i_B \cdot h_{ie} + i_B \cdot (h_{fe} + 1) \cdot R_E}{i_B} = h_{ie} + (h_{fe} + 1) \cdot R_E$$

$$R_{IZH} = \infty$$

$$A_I = \frac{i_C}{i_B} = h_{fe}$$

$$A_U = \frac{u_{IZH}}{u_{VH}} = \frac{-i_C \cdot R_L}{i_B \cdot h_{ie} + i_B \cdot (1 + h_{fe}) \cdot R_E} = \frac{-h_{fe} \cdot R_L}{h_{ie} + (1 + h_{fe}) \cdot R_E}$$

V primeru, da nimamo na razpolago h-parametrov, si lahko pomagamo z diferencialno upornostjo r_E :

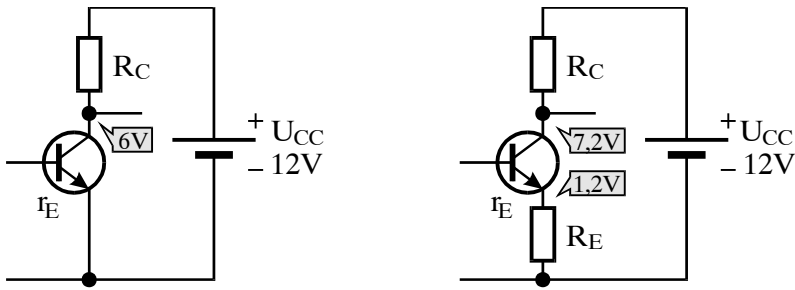
$$R_{VH} \approx \beta \cdot (r_E + R_E)$$

$$A_U \approx -\frac{R_L}{r_E + R_E}$$

Emitorski upor poveča vhodno upornost ter zmanjša napetostno ojačenje. Obe veličini si bomo ogledali v naslednjem primeru in sicer v vezju z emitorskim uporom ali brez njega.

Primer

Izračunajmo vhodno upornost R_{VH} ter napetostno ojačenje A_U ojačevalnika na sliki: a) brez upora R_E , b) z uporom R_E ! Naj bo padec napetosti na emitorskem uporu enak desetini napajalne napetosti ($I_C = 5\text{mA}$, $U_{CC} = 12\text{V}$, $\beta = 120$).



Najprej izračunajmo vrednosti za prvo vezje:

$$R_C = \frac{U_{CC} - U_{CE}}{I_C} = \frac{12\text{V} - 6\text{V}}{5\text{mA}} = 1,2\text{k}\Omega$$

$$r_E = \frac{25\text{mV}}{I_E} \cong \frac{25\text{mV}}{I_C} = 5\Omega$$

$$R_{VH} = \beta \cdot r_E = 120 \cdot 5\Omega = \underline{600\Omega}$$

$$A_U = -\frac{R_C}{r_E} = -\frac{1,2\text{k}\Omega}{5\Omega} = \underline{-240}$$

Nato še za drugo vezje:

$$U_{RE} = 0,1 \cdot U_{CC} = 0,1 \cdot 12\text{V} = 1,2\text{V}$$

Padec napetosti na kolektorskem uporu U_{RC} je sedaj manjši za padec napetosti na emitorskem uporu U_{RE}

$$R_C = \frac{U_{CC} - U_{CE} - U_{RE}}{I_C} = \frac{12\text{V} - 6\text{V} - 1,2\text{V}}{5\text{mA}} = 960\Omega$$

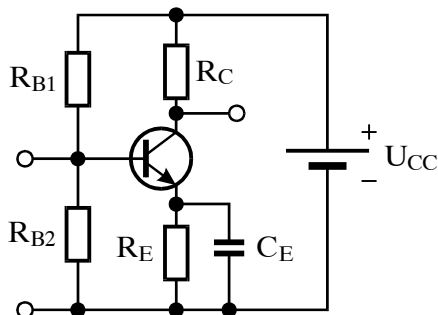
$$R_E = \frac{U_{RE}}{I_E} = \frac{U_{RE}}{I_C + I_B} = \frac{1,2\text{V}}{5\text{mA} + 41,6\mu\text{A}} = 238\Omega$$

$$r_E = \frac{25\text{mV}}{I_E} \cong \frac{25\text{mV}}{I_C} = 5\Omega$$

$$R_{VH} = \beta \cdot (r_E + R_E) = 120 \cdot 243\Omega = \underline{29\text{k}\Omega}$$

$$A_U = -\frac{R_C}{r_E + R_E} = -\frac{960\Omega}{243\Omega} = \underline{-3,95}$$

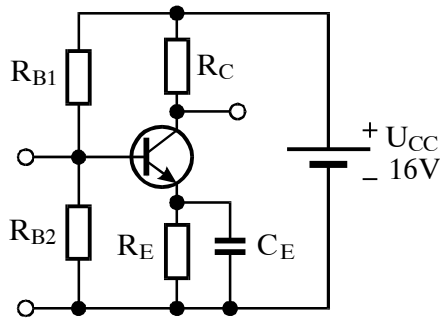
Iz primera vidimo, da se je vhodna upornost povečala iz 600Ω na $29\text{k}\Omega$, vendar se je napetostno ojačenje znižalo iz 240 na 3,95. Prav zaradi tega večemo vzporedno z emitorskim uporom še kondenzator C_E . Le-ta zniža skupno impedanco (za izmenične signale) med emitorjem in maso, zato dejansko izmenični signali upora R_E ne čutijo. Sveda mora biti kapacitivnost kondenzatorja C_E za dano delovno frekvenco primerno izbrana (velika) – v tem primeru lahko v zgornjih enačbah za vhodno upornost in ojačenje zanemarimo upornost R_E .



Slika 4.23. Priključitev emitorskega kondenzatorja.

Primer

Izračunajmo vrednosti uporov v vezju ojačevalnika tako, da bo delovna točka pri toku $I_C=4\text{mA}$ na sredini delovne premice! ($U_{CC}=16\text{V}$, $\beta=100$)



$$U_{RE} = 0,1 \cdot U_{CC} = 0,1 \cdot 16\text{V} = 1,6\text{V}$$

$$R_C = \frac{U_{CC} - U_{CE} - U_{RE}}{I_C} = \frac{16\text{V} - 8\text{V} - 1,6\text{V}}{4\text{mA}} = 1,6\text{k}\Omega$$

$$R_E = \frac{U_{RE}}{I_E} = \frac{U_{RE}}{I_C + I_B} = \frac{1,6\text{V}}{4\text{mA} + 40\mu\text{A}} = 396\Omega$$

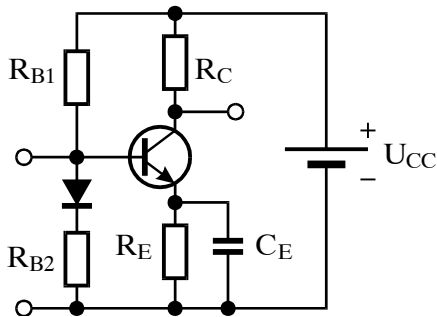
$$I_P = 10 \cdot I_B = 10 \cdot 40\mu\text{A} = 400\mu\text{A}$$

$$R_{B1} = \frac{U_{CC} - U_{BE} - U_{RE}}{I_P + I_B} = \frac{16\text{V} - 0,7\text{V} - 1,6\text{V}}{400\mu\text{A} + 40\mu\text{A}} = 31\text{k}\Omega$$

$$R_{B2} = \frac{U_{BE} + U_{RE}}{I_P} = \frac{0,7\text{V} + 1,6\text{V}}{400\mu\text{A}} = 5,75\text{k}\Omega$$

4.4.2. Stabilizacija delovne točke z diodo

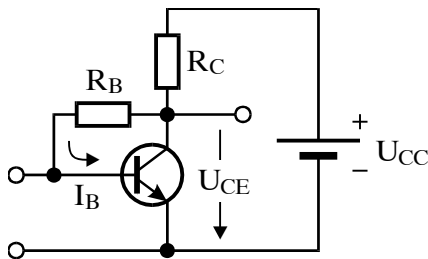
Na sliki 4.24 je zaporedno z uporom R_{B2} vezana dioda. Njena naloga je, da pri morebitni spremembi napajalne napetosti U_{CC} obdrži čim bolj konstantno napetost med bazo tranzistorja in maso. Zaradi tega je stabilizacija delovne točke dovolj dobra kljub nihanju napajalne napetosti.



Slika 4.24. Stabilizacija delovne točke z diodo.

4.4.3. Stabilizacija delovne točke z napetostno povratno zanko

Ker povratnih zank še nismo obravnavali, bomo vezje opisali le s stališča stabilizacije delovne točke. Povratno zanko v vezju predstavlja bazni upor R_B , preko katerega se signal iz izhoda vrača nazaj na vhod (slika 4.25).



Slika 4.25. Vezje z napetostno povratno zanko.

Preko baznega upora R_B teče tok I_B v bazo tranzistorja. Padec napetosti na tem uporu je enak $U_{RB} = U_{CE} - U_{BE}$, zato je bazni tok:

$$I_B = \frac{U_{RB}}{R_B} = \frac{U_{CE} - U_{BE}}{R_B}$$

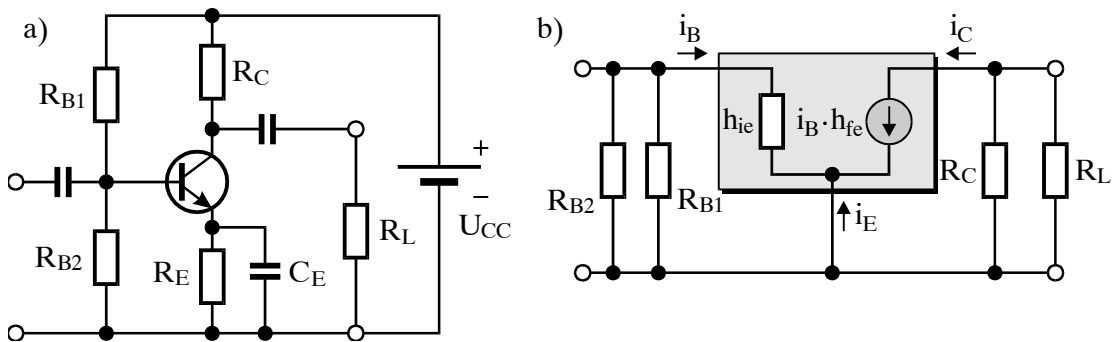
Ko se zaradi temperature poveča tok nasičenja I_{CE0} , se poveča tudi kolektorski tok skozi kolektorski upor R_C . Zaradi tega naraste padec napetosti na uporu R_C in napetost U_{CE} na tranzistorju pade. To povzroči zmanjšanje baznega toka in posledično tudi kolektorskega toka.

4.5. OJAČEVALNIKI PRI NIZKIH FREKVENCAH

Bipolarni tranzistor se najpogosteje uporablja za ojačenje signalov. Na začetku si bomo ogledali ojačevalnike majhnih in počasnih signalov, kjer bomo lahko v izračunih uvedli določene poenostavitve. Pri dovolj majhnem signalu nelinearnosti tranzistorja lineariziramo, uporabljamo lahko diferencialne upornosti. Ker so delovne frekvence dovolj nizke, parazitne kapacitivnosti elementov in fazni zasuki še ne pridejo do izraza.

4.5.1. Tranzistor v orientaciji s skupnim emitorjem

Veze na sliki 4.26 a) je ojačevalnik s tranzistorjem, ki je vezan v orientaciji s skupnim emitorjem. Delovna točka je stabilizirana z emitorskim uporom R_E , kondenzator C_E pa služi za znižanje impedance med emitorjem in maso. Kondenzatorja C_1 in C_2 preprečita odtok enosmernega baznega in kolektorskega toka skozi generator in breme. Na izhodu ojačevalnika je priključeno breme R_L .



Slika 4.26. Veze ojačevalnika in nadomestno vezje.

Na sliki 4.26 b) je nadomestno vezje za male signale. Uporabili smo poenostavljen h-četveropol. Kapacitivnosti kondenzatorjev lahko za območje delovnih frekvenc zanemarimo. Napetostni vir ima notranjo upornost 0, zato vse upore, ki so vezani na pozitivni pol napajalnega vira, v nadomestnem vezju vežemo na maso.

Najprej izračunajmo upore R_C , R_E , R_{B1} in R_{B2} . Padce napetosti na uporih dobimo tako, da seštejemo napetosti v zaključenih tokokrogih s pomočjo drugega Kirchhoffovega zakona:

$$U_{CC} = U_{RC} + U_{CE} + U_{RE} = I_C \cdot R_C + U_{CE} + I_E \cdot R_E$$

$$U_{CC} = U_{RB1} + U_{RB2} = (I_P + I_B) \cdot R_{B1} + I_P \cdot R_{B2}$$

$$U_{RB2} = U_{BE} + U_{RE} = 0,7\text{V} + I_E \cdot R_E$$

Delovna točka naj bo na sredini delovne premice, zato bo $U_{CE} = U_{CC}/2$. Ostali podatki ojačevalnika so: $U_{CC} = 12\text{V}$, $I_C = 5\text{mA}$, $h_{fe} = 100$, $h_{ie} = 1\text{k}\Omega$, $U_{RE} = 0,1 \cdot U_{CC}$, $I_P = 10 \cdot I_B$ ter upornost bremena $R_L = 1\text{k}\Omega$. S pomočjo zanjnih enačb izračunamo upore:

$$I_B = \frac{I_C}{h_{fe}} = \frac{5\text{mA}}{100} = 50\mu\text{A}$$

$$I_E = I_C + I_B = 5\text{mA} + 50\mu\text{A} = 5,05\text{mA}$$

$$R_C = \frac{U_{CC} - U_{CE} - U_{RE}}{I_C} = \frac{12\text{V} - 6\text{V} - 1,2\text{V}}{5\text{mA}} = 960\Omega$$

$$R_E = \frac{U_{RE}}{I_E} = \frac{1,2\text{V}}{5,05\text{mA}} = 238\Omega$$

$$R_{B2} = \frac{U_{BE} + U_{RE}}{I_P} = \frac{0,7\text{V} + 1,2\text{V}}{500\mu\text{A}} = 3,8\text{k}\Omega$$

$$R_{B1} = \frac{U_{CC} - U_{RB2}}{I_P + I_B} = \frac{12\text{V} - 1,9\text{V}}{500\mu\text{A} + 50\mu\text{A}} = 18,4\text{k}\Omega$$

Z uporabo nadomestnega vezja bomo izračunali vhodno in izhodno upornost ter tokovno in napetostno ojačenje ojačevalnika.

Vhodna upornost ojačevalnika zajema upora R_{B1} in R_{B2} ter vhodno upornost tranzistorja h_{ie} , ki so med seboj vezani vzporedno. Zato je vhodna upornost (dvojna vzporedna črta pomeni, da računamo upornost po vzporedni vezavi):

$$R_{VH} = \frac{u_{VH}}{i_{VH}} = R_{B1} \parallel R_{B2} \parallel h_{ie} = \frac{1}{18,4\text{k}\Omega^{-1} + 3,8\text{k}\Omega^{-1} + 1\text{k}\Omega^{-1}} = \underline{759\Omega}$$

Pri računanju **izhodne upornosti** vezja upoštevamo, da je izhodna upornost tranzistorja ($1/h_{oe}$) zelo velika v primerjavi z upornostjo kolektorskega upora R_C , zato je po nadomestnem vezju:

$$R_{IZH} = \frac{u_{IZH}}{i_{IZH}} \approx R_C = \underline{960\Omega}$$

Tokovno ojačenje (če zanemarimo h_{oe}) je približno:

$$A_I = \frac{i_{IZH}}{i_{VH}} \approx h_{fe} = \underline{100}$$

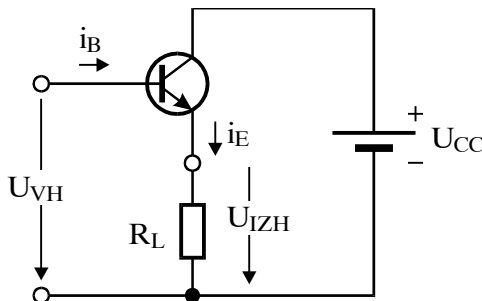
Tokovno ojačenje celotnega ojačevalnika dobimo tako, da upoštevamo vhodni tok na vhodnem priključku ojačevalnika, za izhodni tok pa tok skozi breme. Vhodni tok se razdeli na tok skozi upora R_{B1} in R_{B2} ter tok skozi vhodno upornost tranzistorja h_{ie} . Kolektorski tok na izhodu pa se deli na tok skozi upor R_C in skozi breme R_L .

Napetostno ojačenje smo predhodno že izpeljali. Na izhodu bremenita tranzistor dve upornosti, R_C in R_L , ki sta med seboj vezani vzporedno v R_L' . Tako je $u_{VH} = i_B \cdot h_{ie}$ in $u_{IZH} = i_C \cdot R_L'$:

$$A_U = \frac{u_{IZH}}{u_{VH}} = - \frac{h_{fe} \cdot i_B \cdot R_L'}{i_B \cdot h_{ie}} = - \frac{h_{fe} \cdot R_L'}{h_{ie}} = - \frac{h_{fe} \cdot R_C \parallel R_L}{h_{ie}} = - \frac{100 \cdot 960\Omega \parallel 1k\Omega}{1k\Omega} = \underline{-49}$$

4.5.2. Tranzistor v orientaciji s skupnim kolektorjem

Breme je priključeno na emitorju tranzistorja, vhod pa je med bazo in kolektorjem (če iz slike to ni takoj vidno, se spomnite, da pri izmeničnih signalih baterijo nadomestimo s kratkim spojem!). Takemu ojačevalniku pravimo tudi emitorski sledilnik (angl. emitter follower).



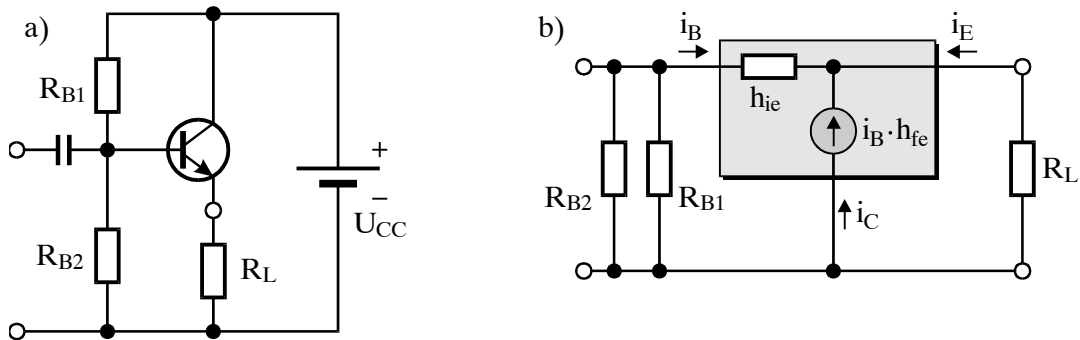
Slika 4.27. Vezje tranzistorja v orientaciji s skupnim kolektorjem.

Ime emitorski sledilnik je to vezje dobilo zato, ker je napetostno ojačenje takega ojačevalnika približno 1 (oz. nekoliko manjše) in torej izhodna napetost sledi vhodni. Naraščanje vhodne napetosti povzroči naraščanje izhodne napetosti (pri orientaciji s skupnim emitorjem je naraščanje vhodne napetosti povzročilo padanje izhodne napetosti).

Ker je breme na emitorju, se enačba za vhodno upornost glasi:

$$R_{VH} = h_{ie} + (h_{fe} + 1) \cdot R_L$$

Iz enačbe sledi, da je vhodna upornost velika, tudi če ima breme majhno upornost (h_{ie} je pri običajnih tranzistorjih okrog $1k\Omega$) Emitorski sledilnik zato uporabljamo povsod tam, kjer imajo bremena majhno upornost (zvočnik, rele in podobno).



Slika 4.28. Vezje ojačevalnika in nadomestno vezje.

Na sliki 4.27 a) je ojačevalnik s podatki: $U_{CC}=12V$, $R_L=100\Omega$, $h_{ie}=100\Omega$, $h_{fe}=80$ in $I_P=10 \cdot I_B$. S pomočjo znančnih enačb dobimo padce napetosti na uporih:

$$U_{CC} = U_{CE} + U_{RE} = U_{CC} + I_E \cdot R_L$$

$$U_{CC} = U_{RB1} + U_{RB2} = (I_P + I_B) \cdot R_{B1} + I_P \cdot R_{B2}$$

$$U_{RB2} = U_{BE} + U_{RE} = 0,7V + I_E \cdot R_L$$

Emitorski tok izračunamo s pomočjo upornosti emitorskega upora R_L :

$$I_E = \frac{U_{CC} - U_{CE}}{R_L} = \frac{12\text{V} - 6\text{V}}{100\Omega} = 60\text{mA}$$

$$I_B = \frac{I_E}{h_{fe} + 1} = \frac{60\text{mA}}{80 + 1} = 741\mu\text{A}$$

Upora R_{B1} in R_{B2} pa izračunamo s pomočjo zančnih enačb:

$$R_{B2} = \frac{U_{BE} + U_{RE}}{I_P} = \frac{0,7\text{V} + 6\text{V}}{7,41\text{mA}} = 904\Omega$$

$$R_{B1} = \frac{U_{CC} - U_{RB1}}{I_P + I_B} = \frac{12\text{V} - 6,7\text{V}}{7,41\text{mA} + 741\mu\text{A}} = 650\Omega$$

Vhodna upornost je enaka vzporedni vezavi uporov R_{B1} in R_{B2} ter vhodne upornosti tranzistorja. Najprej izračunajmo vhodno upornost tranzistorja r_{VH} , ki znaša:

$$r_{VH} = h_{ie} + (h_{fe} + 1) \cdot R_L = 100\Omega + (80 + 1) \cdot 100\Omega = 8,2\text{k}\Omega$$

Pri skupni vhodni upornosti upoštevajmo sedaj še upora R_{B1} ter R_{B2} :

$$R_{VH} = \frac{u_{VH}}{i_{VH}} = R_{B1} \parallel R_{B2} \parallel r_{VH} = \frac{1}{650\Omega^{-1} + 904\Omega^{-1} + 8,2\text{k}\Omega^{-1}} = \underline{361\Omega}$$

Izhodno upornost izračunamo iz nadomestnega vezja:

$$\begin{aligned} R_{IZH} &= \frac{u_{IZH}}{i_{IZH}} = \frac{i_B \cdot (h_{ie} + R_{B1} \parallel R_{B2})}{i_E} = \frac{h_{ie} + R_{B1} \parallel R_{B2}}{h_{fe} + 1} = \\ &= \frac{100\Omega + 650\Omega \parallel 904\Omega}{81} = \underline{5,9\Omega} \end{aligned}$$

Tokovno ojačenje je za tranzistor podano kot:

$$A_I = \frac{i_{IZH}}{i_{VH}} \approx \frac{i_E}{i_B} = h_{fe} + 1 = \underline{81}$$

Če želimo izračunati tokovno ojačenje celotnega ojačevalnika, upoštevamo vhodni tok na vhodnem priključku ojačevalnika. Tok se nato razdeli na upora R_{B1} in R_{B2} ter na vhodno upornost tranzistorja r_{VH} .

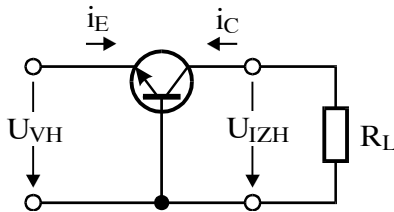
Napetostno ojačenje izpeljemo iz razmerja izhodne in vhodne napetosti:

$$A_U = \frac{u_{IZH}}{u_{VH}} = \frac{i_E \cdot R_L}{i_B \cdot r_{VH}} = \frac{(h_{fe} + 1) \cdot R_L}{r_{VH}} = \frac{(h_{fe} + 1) \cdot R_L}{h_{ie} + (h_{fe} + 1) \cdot R_L} \approx 1$$

Če bi gornji izraz natančno izračunali, bi dobili $A_U=0,9878$, kar je zelo blizu vrednosti 1.

4.5.3. Tranzistor v orientaciji s skupno bazo

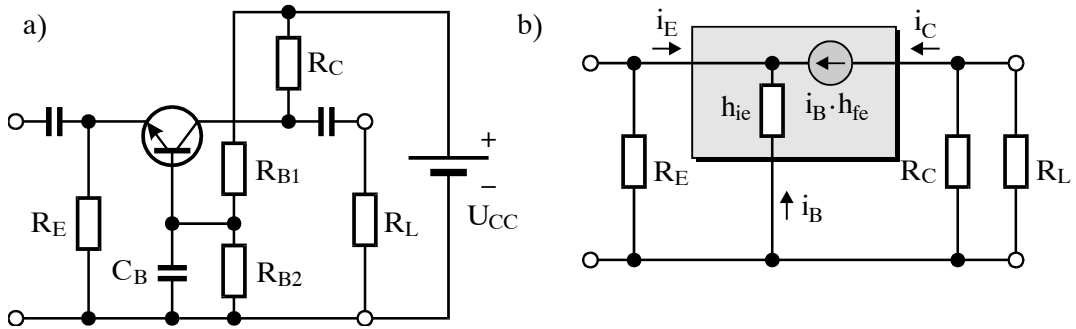
Vhod ojačevalnika je med emitorjem in bazo, izhod pa med kolektorjem in bazo. Značilnost tega ojačevalnika je majhna vhodna upornost, ki je primerna, ko nanj priključujemo generatorje z majhno notranjo upornostjo, kot je npr. antena. Poleg tega je kapacitivnost kolektorskega spoja, ki pri tranzistorju v orientaciji s skupnim emitorjem vrača signal iz izhoda nazaj na vhod ter slabi ojačenje pri višjih frekvencah, sedaj sklenjena na maso.



Slika 4.29. Vežje tranzistorja v orientaciji s skupno bazo.

Na sliki 4.30 je vežje ojačevalnika s tranzistorjem v orientaciji s skupno bazo. Kondenzator C_B služi zato, da je bazni priključek za signal sklenjen na maso, upora R_{B1} in R_{B2} pa služita za stabilizacijo delovne točke tranzistorja.

Ojačevalnik ima podatke $U_{CC}=12V$, $I_C=5mA$, $h_{fe}=100$, $h_{ie}=1k\Omega$, $I_P=10 \cdot I_B$, $U_{RE}=0,1 \cdot U_{CC}$ ter $R_L=1k\Omega$. Upornosti uporov za nastavitev in stabilizacijo delovne točke izračunamo enako kot pri ojačevalniku s skupnim emitorjem: $R_C=960\Omega$, $R_E=238\Omega$, $R_{B1}=18,4k\Omega$ in $R_{B2}=3,8k\Omega$.



Slika 4.30. Vezje ojačevalnika in nadomestno vezje.

Vhodna upornost je s pomočjo nadomestnega vezja:

$$R_{VH} = R_E \parallel r_{VH} ,$$

kjer je r_{VH} vhodna upornost tranzistorja v orientaciji s skupno bazo. Ta je:

$$r_{VH} = \frac{u_{VH}}{i_{VH}} = \frac{i_B \cdot h_{ie}}{i_E} = \frac{i_B \cdot h_{ie}}{i_B \cdot (h_{fe} + 1)} = \frac{h_{ie}}{h_{fe} + 1} = \frac{1\text{k}\Omega}{100 + 1} = \underline{9,9\Omega}$$

Tako je celotna vhodna upornost vezja:

$$R_{VH} = 238\Omega \parallel 9,9\Omega = \underline{9,5\Omega}$$

Izhodna upornost je iz nadomestnega vezja enaka kar upornosti kolektorskega upora. Upornost tranzistorja $1/h_{ob}$ je namreč zelo velika in zato zanemarljiva.

$$R_{IZH} \approx R_C = \underline{960\Omega}$$

Tokovno ojačenje tranzistorja je definirano kot:

$$A_I = \frac{i_{IZH}}{i_{VH}} \approx \frac{i_C}{i_E} = \frac{h_{fe}}{h_{fe} + 1} = \underline{0,99}$$

Enako kot v predhodnih primerih izračunamo celotno tokovno ojačenje tako, da upoštevamo še ostale upornosti v vezju. Vhodni tok se deli na tok skozi emitorski upor R_E in emitorski tok i_E . Izhodni tok je tok, ki teče skozi breme R_L , medtem ko kolektorski tok teče skozi upor R_C in breme R_L .

Napetostno ojačenje poiščemo iz nadomestnega vezja (slika 4.30) kot razmerje med izhodno in vhodno napetostjo na ojačevalniku.

$$A_U = \frac{u_{IZH}}{u_{VH}} = -\frac{i_C \cdot R_C \parallel R_L}{i_B \cdot h_{ie}} = -\frac{h_{fe}}{h_{ie}} \cdot R_C \parallel R_L = -\frac{100}{1k\Omega} \cdot 960\Omega \parallel 1k\Omega = \underline{\underline{-49}}$$

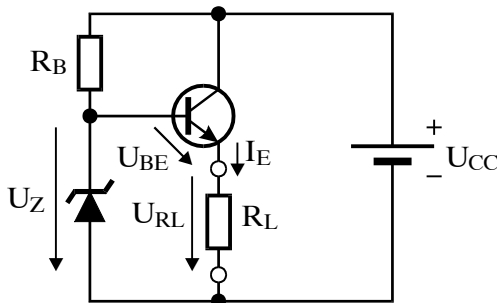
Če bi se zgledovali po izračunih, ki smo jih opravili za tranzistor v orientaciji s skupnim emitorjem, bi za vhodno napetost napisali $u_{VH} = i_E \cdot h_{ib}$. Vendar bi v tem primeru morali uporabiti h-parametre za orientacijo s skupno bazo (npr. h_{ib}), ki pa jih proizvajalci običajno ne podajajo, saj jih lahko preračunamo iz parametrov za skupni emitor. Še enostavneje pa je – kot smo naredili v našem primeru – uporabiti nadomestno vezje s h-parametri za orientacijo s skupnim emitorjem.

4.5.4. Napetostni sledilnik

Tranzistor na sliki 4.31 je uporabljen kot emitorski sledilnik (angl. emitter follower). Taka vezava omogoča boljšo regulacijo napetosti, kot če bi uporabili samo prebojno diodo. Breme je priključeno na emitor, zato je tranzistor v orientaciji s skupnim kolektorjem. Prebojna dioda, tranzistor in breme tvorijo zaključeno zanko, za katero lahko napišemo:

$$U_Z = U_{BE} + U_{RL}$$

To pomeni, da je padec napetosti na bremenu U_{RL} odvisen le od napetosti na prebojni diodi, ki pa je konstantna. Če bi se padec napetosti na bremenu na primer znižal (zaradi manjše upornosti bremena), bi to povzročilo zvišanje napetosti med bazo in emitorjem tranzistorja U_{BE} . Zaradi tega bi se povečal bazni tok I_B in kolektorski tok I_C . Skozi breme bi stekel večji tok in padec napetosti na njem bi narastel.



Slika 4.31. Vezje napetostnega sledilnika.

Primer

Izračunajmo upornost baznega upora R_B na sliki 4.31 tako, da bo padec napetosti na bremenu $U_{RL}=12\text{V}$, največji tok pa $I_L=100\text{mA}$! Za kolikšno napetost mora biti izdelana prebojna dioda in kolikšna je njena največja izgubna moč? ($U_{CC}=16\text{V}$, $\beta=100$)

Napetost prebojne diode mora biti:

$$U_Z = U_{BE} + U_{RL} = 0,7\text{V} + 12\text{V} = 12,7\text{V}$$

Tok skozi prebojno diodo ne sme biti nikoli nižji od toka, ki je predpisan, da se dioda še nahaja v področju preboja. Naj bo najmanjši tok diode $I_Z=5\text{mA}$. To je tedaj, ko je bazni tok tranzistorja največji:

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} \cong \frac{I_L}{\beta} = \frac{100\text{mA}}{100} = 1\text{mA}$$

Sedaj lahko izračunamo upornost baznega upora, skozi katerega tečeta oba tokova:

$$R_B = \frac{U_{CC} - U_Z}{I_B + I_Z} = \frac{16\text{V} - 12,7\text{V}}{1\text{mA} + 5\text{mA}} = \underline{550\Omega}$$

Največ električne moči potroši dioda tedaj, ko je tok skozi njo največji. To je v primeru, ko je bazni tok nič. Zato je največja izgubna moč diode:

$$P_Z = U_Z \cdot I_Z = 12,7\text{V} \cdot 6\text{mA} = 76,2\text{mW}$$

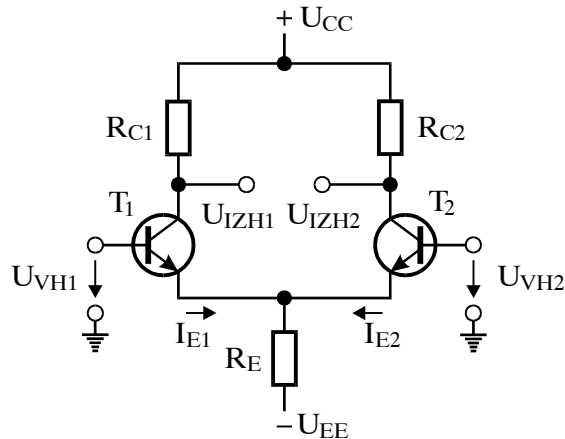
4.5.5. Diferencialni ojačevalnik

Diferencialni ojačevalnik je sestavljen iz dveh nasproti ležečih tranzistorjev. Tako ima ojačevalnik dva para vhodnih priključkov ter dva para izhodnih priključkov. Kot bomo videli iz delovanja, tak ojačevalnik ojača le razliko napetosti na obeh vhidih.

V vezju na sliki 4.32 sta oba emitorja tranzistorjev vezana skupaj. Vhodni napetosti se porazdelita na padec napetosti med bazo in emitor tranzistorja ter emitorski upor, ki je vezan na vir napetosti U_{EE} :

$$U_{VH1} = U_{BE1} + U_{RE} - U_{EE}$$

$$U_{VH2} = U_{BE2} + U_{RE} - U_{EE}$$



Slika 4.32. Vezje diferencialnega ojačevalnika.

Padec napetosti na emitorskem uporu je za obe vhodni napetosti enak. Če sta vhodni napetosti enaki, potem sta tranzistorja (pod pogojem, da sta enaka) enako odprta. Denimo, da vhodna napetost U_{VH1} na prvem tranzistorju naraste. Zaradi tega se prvi tranzistor dodatno odpre in kolektorski tok I_{C1} se poveča. Prav tako se poveča emitorski tok I_{E1} tega tranzistorja, ki povzroči, da se padec napetosti na emitorskem uporu U_{RE} poveča. Kaj pa se dogaja z drugim tranzistorjem? Ker se vhodna napetost U_{VH2} ni spremenila, povečanje padca napetosti na emitorskem uporu U_{RE} povzroči znižanje padca napetosti med emitorjem in bazo drugega tranzistorja U_{BE2} . Drugi tranzistor se zaradi tega za isto mero, kot se je prvi odprl, zapre. To protitaktno delovanje nam omogoči dvoje:

- na izhodu prvega tranzistorja dobimo signal v protifazi, medtem ko na izhodu drugega dobimo signal v sofazi z vhodnim (1),
- ko dovedemo na oba vhoda različna signala, dobimo na izhodu ojačevalnika signal, ki je po obliki enak razliki obeh vhodnih signalov.

Oglejmo si, kako ojačevalnik ojača sofazne in protifazne signale. Ko sta na obeh vhodih signala v **sofazi**, je ojačanje posameznega tranzistorja:

$$A_{US} = \frac{R_C}{2 \cdot R_E}$$

Tok skozi emitorski upor je dvakrat večji od kolektorskega toka posameznega tranzistorja. Pri dovolj velikem emitorskem uporu povzroči ojačevalnik prej slabljenje kot ojačenje. Sedaj si oglejmo enačbo za napetostno ojačenje, ko sta oba vhodna signala v **protifazi**. Tokova, ki tečeta skozi emitorja tranzistorjev, sta enaka $i_{E1} = -i_{E2} = (u_{VH1} - u_{VH2}) / 2 \cdot r_E$. Tako dobimo:

$$A_{UP} = \frac{R_C}{2 \cdot r_E},$$

kar pomeni, da diferencialni ojačevalnik zelo dobro ojača protifazne signale. Ker ojačevalnik slabi sofazne signale, potem slabi tudi sočasno spremembo delovnih razmer obeh tranzistorjev s temperaturo. Zaradi tega sta tranzistorja pogosto pritrjena skupaj, eden ob drugem.

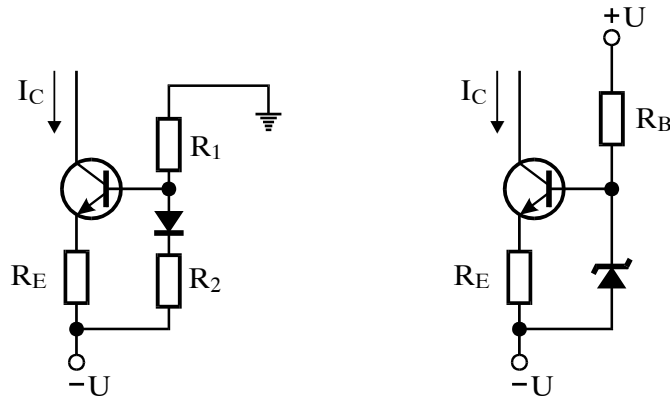
Ocena učinkovitosti diferencialnega ojačevalnika je rejekcijski faktor (angl. common-mode rejection ratio). Ta je določen kot razmerje med protifaznim in sofaznim ojačenjem.

$$CMRR = \frac{A_{UP}}{A_{US}}$$

Največkrat je podan v decibelih:

$$CMRR = 20 \cdot \log \frac{A_{UP}}{A_{US}} \quad [\text{dB}]$$

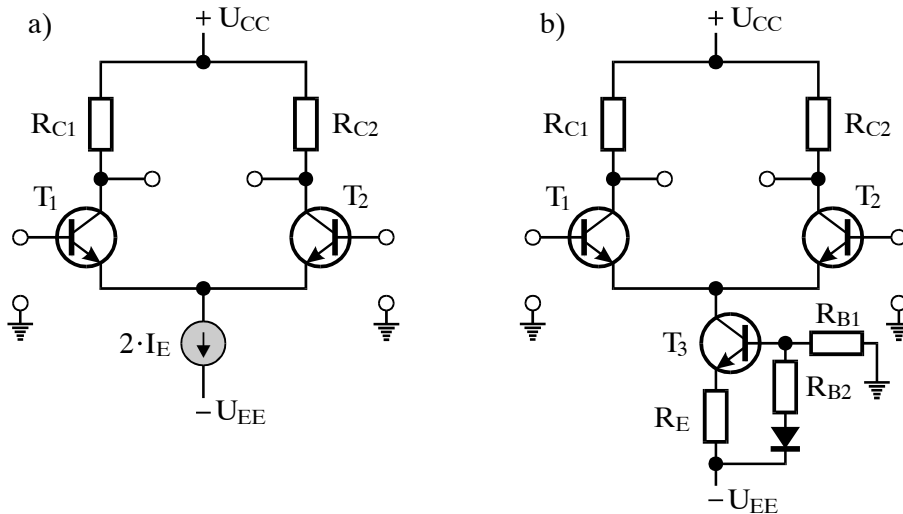
Iz enačb je razvidno, da je rejekcijski faktor tem boljši, čim večji je emitorski upor. Delovanje izboljšamo, če v vezju na sliki 4.32 emitorski upor nadomestimo s tokovnim generatorjem. Ta poskrbi, da je emitorski tok vedno enak. Na sliki 4.33 sta prikazani vezji, ki služita kot tokovni generator.



Slika 4.33. Generatorja konstantnega toka.

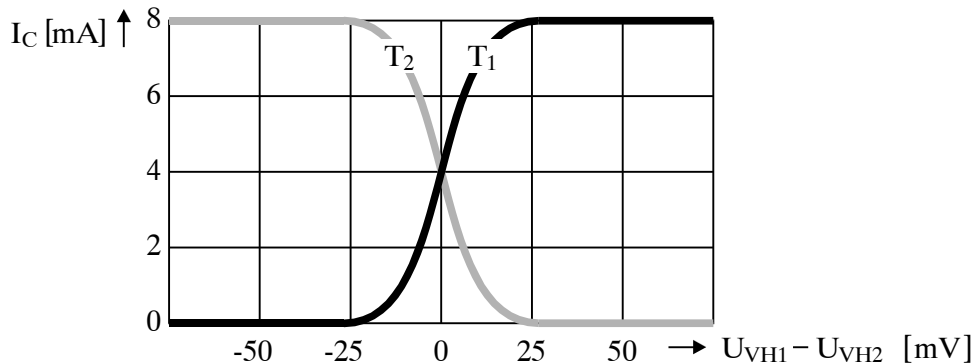
Če je napetost med bazo in negativno napajalno sponko konstantna (slika 4.33), potem je taka tudi napetost na emitorskem uporu. Morebitno povečanje kolektorskega toka skozi tranzistor bi povečalo padec napetosti na emitorskem uporu in znižalo padec napetosti med emitorjem in bazo. Zaradi tega bi se tranzistor zapiral in tok bi se znižal.

Konstantno napetost na bazi zagotavlja v prvem primeru delilnik napetosti z uporoma R_1 in R_2 , v drugem primeru pa prebojna dioda. Dioda v prvem vezju služi za temperaturno kompenzacijo.



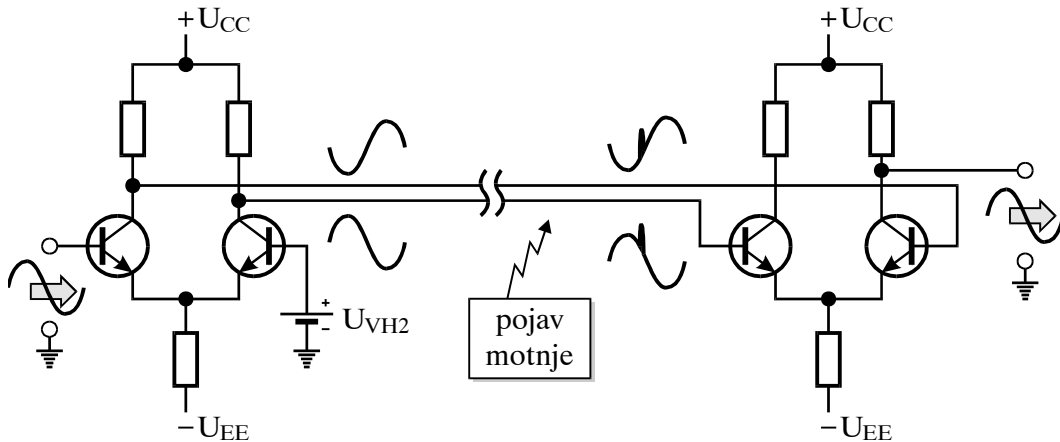
Slika 4.34. Izoljšani diferencialni ojačevalnik s tokovnim generatorjem.

Prenosna karakteristika na sliki 4.35 prikazuje spremembo kolektorskega toka posameznega tranzistorja z razliko vhodnih napetosti. Diferencialni ojačevalnik je linearen le v ozkem področju okrog 0 V (do približno 25mV), sicer deluje kot omejevalnik.



Slika 4.35. Prenosna karakteristika diferencialnega ojačevalnika.

Diferencialni ojačevalnik se med drugim uporablja pri prenosu signalov po daljših vodnikih, kjer se pojavljajo razne motnje (povzročajo jih energetske naprave: iskrenje kontaktov elektromotorja ali relejev, vklopi in izklopi toka, kratki stiki in podobno). Težavam se lahko izognemo, če signal s pomočjo diferencialnega ojačevalnika razdelimo v dva vodnika tako, da potujeta v protifazi (slika 4.36). Če sta vodnika skupaj, se pojavi v obeh vodnikih enaka motnja. Signala nato sprejme drugi diferencialni ojačevalnik, in ju, skupaj z motnjami, odšteje. Ker sta koristna signala v protifazi, se ojačata. Motnji pa sta v fazi in zato oslabita.



Slika 4.36. Odstranjevanje motenj z uporabo diferencialnih ojačevalnikov.

Diferencialni ojačevalnik je sestavljen iz dveh tranzistorjev, ki imata emitorja vezana na isti emitorski upor (ali tokovni generator). To povzroči, da delujeta protitaktno: ko se prvi zaradi vhodnega signala odpira, se drugi zapira. Tak ojačevalnik ojača le diferencialne signale, medtem ko sofazne slabi.

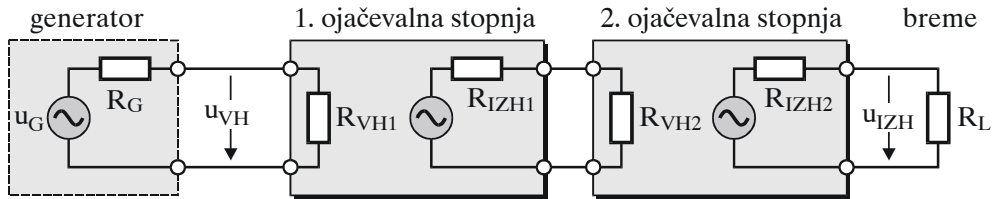
4.6. VEČSTOPENJSKI OJAČEVALNIKI

Za doseganje večjega ojačenja več ojačevalnikov enega za drugim. Med seboj so lahko povezani na več različnih načinov, ki jih bomo spoznali v tem poglavju. Najprej si oglejmo, kako upoštevamo upornosti posameznih stopenj.

4.6.1. Skupno ojačenje

Na sliki 4.37 vidimo, da ima generator signala, ki je vezan na vhod ojačevalnika, svojo notranjo upornost R_G . Zato je napetost na vhodu prve ojačevalne stopnje enaka:

$$u_{VH1} = u_G \cdot \frac{R_{VH1}}{R_{VH1} + R_G}$$



Slika 4.37. Nadomestno vezje ojačevalnika, sestavljenega iz dveh ojačevalnih stopenj.

Zaradi enostavnejšega izračuna smo privzeli ohmske vrednosti. Za natančnejšo sliko bi morali upoštevati tudi vse kapacitivnosti in morebitne induktivnosti v vezju, kar bi upornosti spremenilo v impedance Z . Tako bi postali vsi izračuni odvisni tudi od delovne frekvenca.

Podoben izraz, kot smo ga zapisali za vhodno napetost v prvo ojačevalno stopnjo, lahko zapišemo tudi za drugo, le da sedaj notranjo upornost generatorja nadomesti izhodna upornost prve stopnje:

$$u_{VH2} = u_{IZH1} \cdot \frac{R_{VH2}}{R_{VH2} + R_{IZH1}}$$

Napetostno ojačenje celotnega ojačevalnika je potem:

$$A_U = \frac{u_{IZH}}{u_{VH}} = A_{U1} \cdot A_{U2} \cdot \dots \cdot A_{Un},$$

kjer je n število vseh ojačevalnih stopenj.

4.6.2. Prilagoditev ojačevalnih stopenj

Sedaj poskušajmo ugotoviti, kolikšno vhodno upornost mora imeti ojačevalec, da je pri generatorju z določeno notranjo upornostjo moč na vhodu ojačevalnika največja. Na sliki 4.38 je generator z napetostjo u_G ter notranjo upornostjo R_G priključen na vhod ojačevalnika z vhodno upornostjo R_{VH} . Električna moč na vhodu ojačevalnika je $p_{VH} = i_{VH} \cdot u_{VH}$ ali drugače:

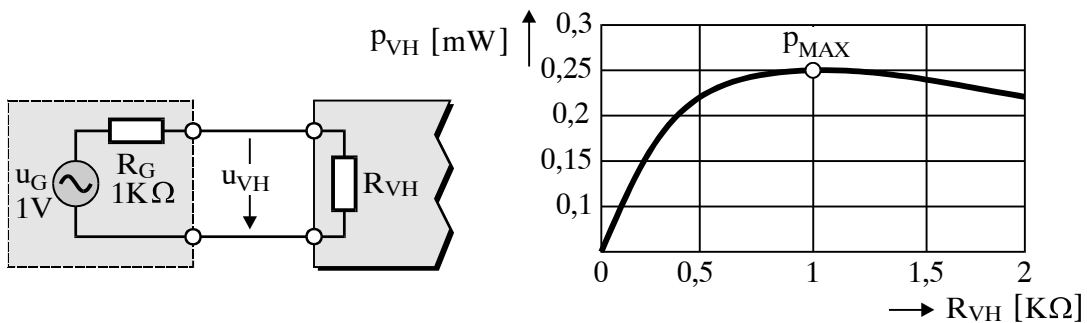
$$p_{VH} = \frac{u_{VH}^2}{R_{VH}}$$

Vhodno napetost nadomestimo z napetostjo generatorja:

$$u_{VH} = u_G \cdot \frac{R_{VH}}{R_{VH} + R_G}$$

Sedaj je enačba za električno moč na vhodu:

$$P_{VH} = u_G^2 \cdot \frac{R_{VH}}{(R_{VH} + R_G)^2}$$



Slika 4.38. Prilagoditev vhodne upornosti ojačevalnika generatorjevi upornosti.

Na sliki 4.38 je diagram, ki prikazuje potek električne moči na vhodu ojačevalnika v odvisnosti od vhodne upornosti. Takoj opazimo, da je največja moč tedaj, ko sta upornosti generatorja in ojačevalnika enaki. Takrat se na vhodu ojačevalnika troši ravno polovica moči, ki jo proizvaja generator.

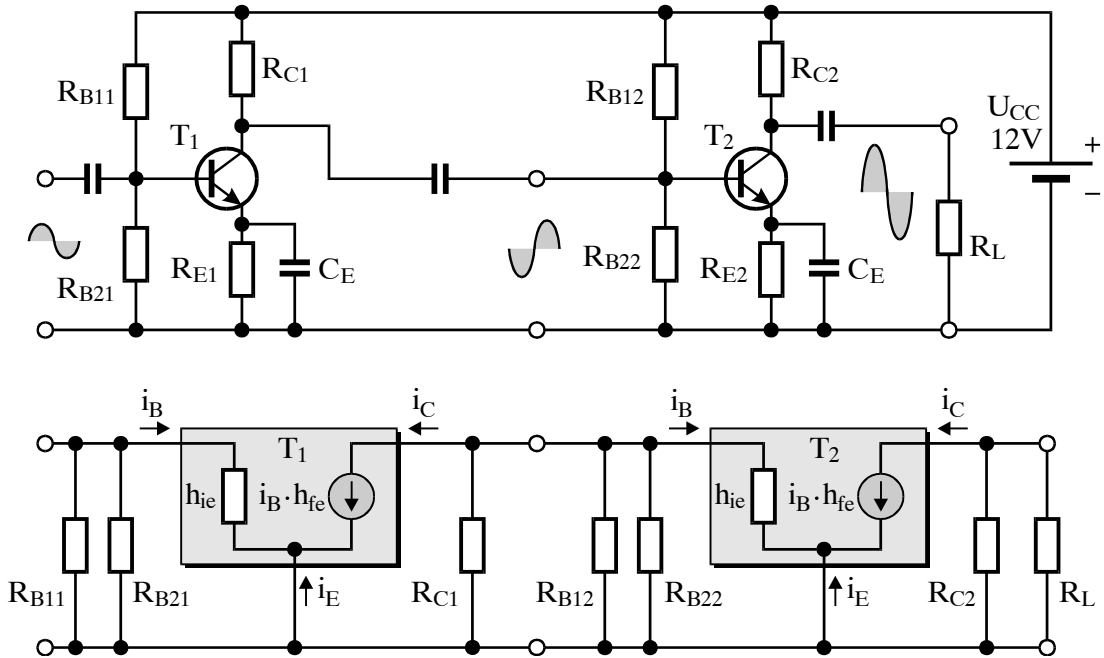
$$R_{VH} = R_G$$

$$Z_{VH} = \bar{Z}_G$$

V primeru, da ima generator kompleksno upornost, mora imeti vhodna impedanca ojačevalnika konjugirano kompleksno upornost.

Primer

Izračunajmo elemente dvostopenjskega ojačevalnika ter njegovo skupno napetostno ojačenje A_U . Podatki: $U_{CC}=12V$, $I_{C1}=I_{C2}=4mA$, $R_G=1k\Omega$, $R_L=1k\Omega$, $h_{ie1}=h_{ie2}=1,2k\Omega$, $h_{fe1}=h_{fe2}=100$, $u_G=1mV$!



Najprej izračunajmo upore za stabilizacijo delovne točke: $R_{C1}=R_{C2}=1,2\text{k}\Omega$, $R_{E1}=R_{E2}=297\Omega$, $R_{B11}=R_{B12}=23\text{k}\Omega$, $R_{B21}=R_{B22}=4,75\text{k}\Omega$.

Vhodna upornost posamezne ojačevalne stopnje je:

$$R_{VH} = R_{B1} \parallel R_{B2} \parallel h_{ie} = \frac{1}{23\text{k}\Omega^{-1} + 4,75\text{k}\Omega^{-1} + 1,2\text{k}\Omega^{-1}} = \underline{920\Omega}$$

Izhodna upornost je enaka upornosti kolektorskega upora $R_{IZH} \cong R_C=1,2\text{k}\Omega$. Napetostno ojačenje za tranzistor v orientaciji s skupnim emitorjem se glasi:

$$A_U = -\frac{h_{fe} \cdot R_L'}{h_{ie}},$$

kjer je R_L' celotna bremenska upornost tranzistorja. Iz nadomestnega vezja vidimo, da sta breme prvemu tranzistorju kolektorski upor ter vzporedno vezana vhodna upornost naslednje ojačevalne stopnje. Torej:

$$A_{U1} = -\frac{h_{fe} \cdot R_{C1} \parallel R_{VH2}}{h_{ie}} = -\frac{100 \cdot 1,2\text{k}\Omega \parallel 920\Omega}{1,2\text{k}\Omega} = -43,4$$

In druge ojačevalne stopnje:

$$A_{U2} = -\frac{h_{fe} \cdot R_{C2} \parallel R_L}{h_{ie}} = -\frac{100 \cdot 1,2\text{k}\Omega \parallel 1\text{k}\Omega}{1,2\text{k}\Omega} = -45,5$$

Skupno ojačenje je tako $A_U = A_{U1} \cdot A_{U2} = 43,4 \cdot 45,5 = 1974,7$. Negativna predznaka se uničita, to pomeni, da je izhodni signal v fazi z vhodnim. Sedaj še izračunajmo, kolikšna je izhodna napetost signala, če generator proizvaja $u_G = 1\text{mV}$:

$$u_{VH} = u_G \cdot \frac{R_{VH1}}{R_{VH1} + R_G} = 1\text{mV} \cdot \frac{920\Omega}{920\Omega + 1\text{k}\Omega} = 0,45\text{mV}$$

$$u_{IZH} = A_U \cdot u_{VH} = 1974,7 \cdot 0,45\text{mV} = \underline{0,888\text{V}}$$

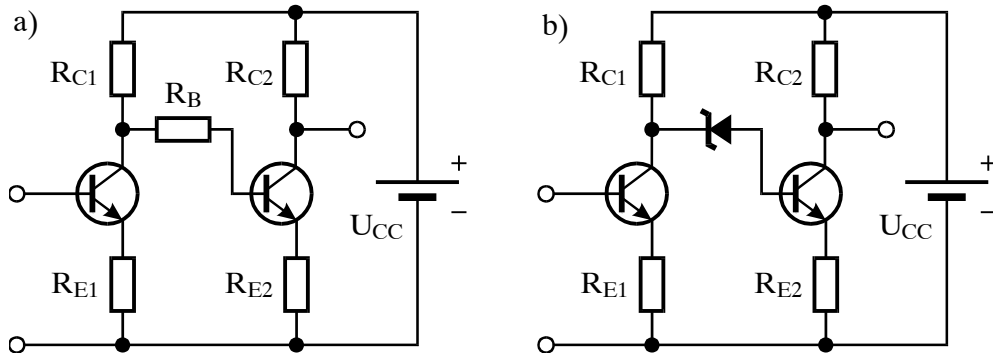
4.6.3. Frekvenčna propustnost

Vsak posamezni ojačevalnik ima tako spodnjo in zgornjo mejno frekvenco. Pri združitvi več ojačevalnih stopenj se frekvenčna propustnost celotnega ojačevalnika zniža. To pomeni, v primerjavi s posamezno ojačevalno stopnjo, višjo spodnjo mejno frekvenco in nižjo zgornjo mejno frekvenco.

4.6.4. Enosmerna povezava ojačevalnikov

Ojačevalnike najenostavneje povežemo z enosmerno povezavo. To pomeni, da med ojačevalniki ni ločilnih elementov (kondenzatorjev). Enosmerni tok na vhodu ojačevalnika priteka neposredno iz izhoda predhodnega ojačevalnika. Tak neposreden način povezovanja uporabimo, ko želimo ojačati enosmerne signale ter signale zelo nizkih frekvenc.

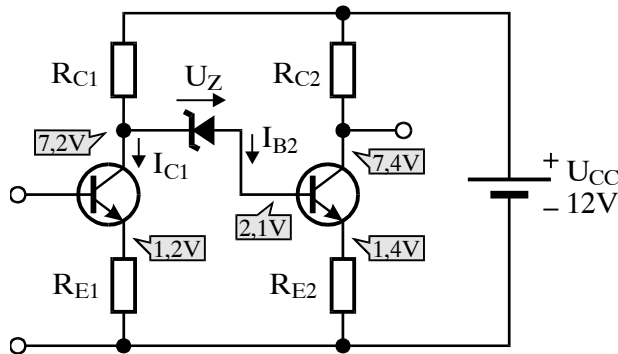
Upor R_B v vezju na sliki 4.39 a) je del delilnika napetosti $R_{C1}-R_B-R_{E2}$ in služi za to, da zniža enosmerno napetost na vhodu drugega tranzistorja in s tem prepreči, da zaide v področje nasičenja. Zaradi tega je nižje tudi ojačenje ojačevalnika. Tej pomanjkljivosti se lahko izognemo z uporabo elementov, ki imajo diferencialno upornost mnogo manjšo od statične: z diodami ter s prebojnimi diodami (vezje na sliki 4.39 b).



Slika 4.39. Ojačevalni stopnji, vezani z enosmerno povezavo.

Primer

Izračunajmo upore v vezju tako, da bo pri obeh delovna točka nastavljena na sredini delovne premice ($U_{CC}=12V$, $I_{C1}=3mA$, $I_{C2}=6mA$, $\beta_1=100$, $\beta_2=80$, $U_{RE1}=1,2V$, $U_Z=5,1V$)!



Najlažje je izračunati upor R_{E1} , ki znaša:

$$R_{E1} = \frac{U_{RE1}}{I_{E1}} = \frac{1,2V}{3,03mA} = 396\Omega$$

Tok, ki teče skozi kolektorski upor R_{C1} , je enak kolektorskemu toku prvega tranzistorja ter baznemu toku drugega tranzistorja:

$$R_{C1} = \frac{U_{CC} - U_{CE} - U_{RE1}}{I_{C1} + I_{B2}} = \frac{12\text{V} - 6\text{V} - 1,2\text{V}}{3\text{mA} + 60\mu\text{A}} = 1,57\text{k}\Omega$$

Če želimo izračunati emitorski upor R_{E2} , moramo izračunati padec napetosti na njem. S pomočjo drugega Kirchhoffovega zakona si izberemo zanko, sestavljeno iz padcev napetosti U_{RE1} , U_{CE1} , U_Z , U_{BE2} in U_{RE2} . Zanjena enačba, v kateri smo upoštevali smeri padcev napetosti, se tako glasi:

$$U_{CE1} + U_{RE1} = U_Z + U_{BE2} + U_{RE2}$$

Iz enačbe dobimo neznano napetost:

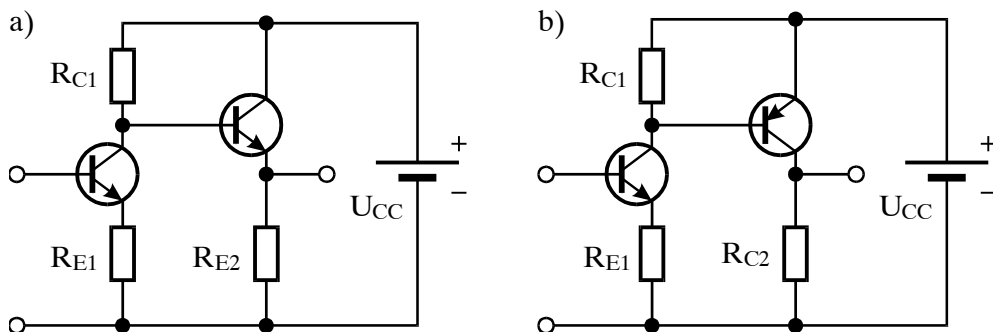
$$U_{RE2} = U_{CE1} + U_{RE1} - U_Z - U_{BE2} = 6\text{V} + 1,2\text{V} - 5,1\text{V} - 0,7\text{V} = 1,4\text{V}$$

Sedaj lahko izračunamo upornost uporov R_{E2} in R_{C2} :

$$R_{E2} = \frac{U_{RE2}}{I_{E2}} = \frac{1,4\text{V}}{6,06\text{mA}} = 231\Omega$$

$$R_{C2} = \frac{U_{CC} - U_{CE} - U_{RE2}}{I_C} = \frac{12\text{V} - 6\text{V} - 1,4\text{V}}{6\text{mA}} = 759\Omega$$

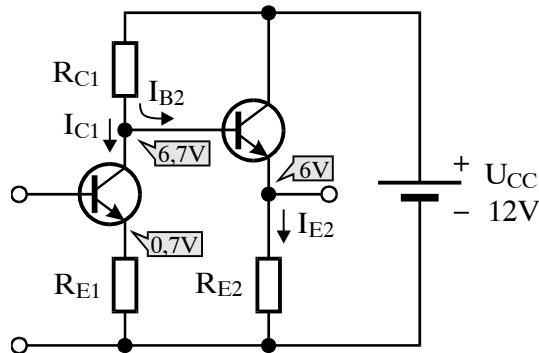
Vezji na sliki 4.40 sta nekoliko boljši. Na prvi (slika 4.40 a) je drugi tranzistor v orientaciji s skupnim kolektorjem. Njegova visoka vhodna upornost omogoča, da ima prvi tranzistor veliko napetostno ojačenje. V vezju na sliki 4.40 b) pa smo drugi tranzistor zamenjali s *pnp* tranzistorjem, tako sta oba v orientaciji s skupnim emitorjem.



Slika 4.40. Ojačevalni stopnji z enosmerno povezavo.

Primer

Izračunajmo upornosti vseh uporov ter skupno napetostno ojačenje ojačevalnika z enosmerno povezavo. Podatki: $U_{CC}=12\text{V}$, $I_{C1}=5\text{mA}$, $I_{C2}=15\text{mA}$, $h_{fe1}=100$, $h_{ie1}=500\Omega$, $h_{fe2}=50$, $h_{ie2}=100\Omega$! Pri obeh tranzistorjih mora biti delovna točka nastavljena na polovici delovne premice!



Ker je delovna točka na sredini delovne premice, to pomeni, da je na obeh tranzistorjih polovica napajalne napetosti: $U_{CE}=U_{CC}/2$. Tako je upor R_{E2} :

$$R_{E2} = \frac{U_{CC} - U_{CE}}{I_{E2}} = \frac{12\text{V} - 6\text{V}}{15\text{mA} + 0,3\text{mA}} = 392\Omega$$

Padeč napetosti na prvem emitorskem uporu poiščemo iz zanke enačbe:

$$\begin{aligned} U_{CE1} + U_{RE1} &= U_{BE2} + U_{RE2} \\ U_{RE1} &= U_{BE2} + U_{RE2} - U_{CE1} = 0,7\text{V} + 6\text{V} - 6\text{V} = 0,7\text{V} \end{aligned}$$

Upornost prvega emitorskega upora znaša:

$$R_{E1} = \frac{U_{RE1}}{I_{E1}} = \frac{0,7\text{V}}{5\text{mA} + 50\mu\text{A}} = 139\Omega$$

Upornost kolektorskega upora izračunamo s pomočjo zanke enačbe:

$$\begin{aligned} U_{CC} &= U_{RC1} + U_{CE1} + U_{RE1} = I_{C1} \cdot R_{C1} + U_{CE1} + U_{RE1} \\ R_{C1} &= \frac{U_{CC} - U_{CE1} - U_{RE1}}{I_{C1}} = \frac{12\text{V} - 6\text{V} - 0,7\text{V}}{5\text{mA}} = 1060\Omega \end{aligned}$$

Napetostno ojačenje prvega ojačevalnika dobimo tako, da najprej izračunamo vhodno upornost drugega ojačevalnika:

$$R_{VH2} = h_{ie2} + (h_{fe2} + 1) \cdot R_{E2} = 100\Omega + (50 + 1) \cdot 392\Omega = 20\text{k}\Omega$$

Tako je napetostno ojačenje prvega ojačevalnika:

$$A_U = \frac{h_{fe1} \cdot R_{C1} \parallel R_{VH2}}{h_{ie1}} = \frac{100 \cdot 1060\Omega \parallel 20\text{k}\Omega}{500\Omega} = 201,3$$

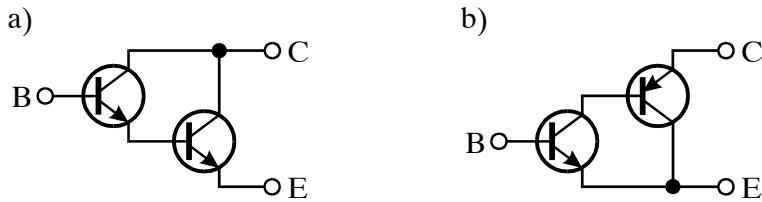
Napetostno ojačenje drugega ojačevalnika je približno enako 1 (vezava s skupnim kolektorjem), zato je skupno napetostno ojačenje enako kar ojačenju prvega ojačevalnika.

Položaj delovne točke tranzistorja se s temperaturo spremeni. Če se spremeni delovna točka enega tranzistorja, se spremenijo tudi položaji delovnih točk drugih tranzistorjev, ki so nanj vezani. Sprememba enosmernih veličin se v vsaki naslednji stopnji ojača. Tej nevšečnosti se izognemo z uporabo dovolj učinkovitih povratnih zank, ki pa znižajo ojačenje ojačevalnika.

Enosmerno povezani ojačevalniki lahko ojačajo tudi enosmerne signale. Problematični pa sta nastavitev delovne točke in velik vpliv segrevanja tranzistorjev na drsenje delovne točke: drsenje na enem tranzistorju povzroči premik delovne točke tudi na drugih nanj vezanih tranzistorjih.

Vezje, v katerem sta tranzistorja enosmerno vezana tako, kot kaže slika 4.41 a), imenujemo **Darlingtonovo** vezje. Drugi tranzistor deluje s svojo vhodno upornostjo r_{BE} kot emitorski upor prvemu. Oba skupaj delujeta kot en sam *npn* tranzistor. Pomembna lastnost Darlingtonovega vezja je veliko tokovno ojačenje ($\approx \beta_1 \cdot \beta_2$) ter velika vhodna upornost ($\approx r_{BE1} + \beta_1 \cdot r_{BE2}$). Dobimo ga v skupnem ohišju s tremi priključki, podobno kot navaden tranzistor. Parametri vezja so:

$$\begin{aligned} h_{ie} &= h_{ie1} + h_{ie2} \cdot h_{fe1} \\ h_{fe} &= h_{fe1} + h_{fe2} + h_{fe1} \cdot h_{fe2} \\ h_{oe} &= h_{oe2} + h_{oe1} \cdot h_{fe2} \\ h_{re} &= \text{zanemarljiv} \end{aligned}$$

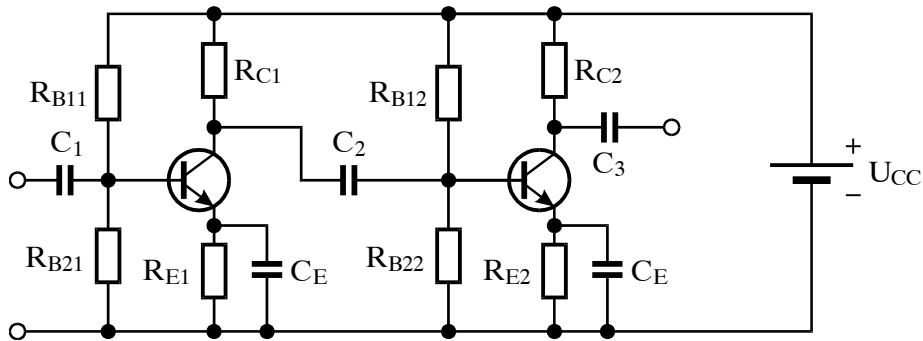


Slika 4.41. Darlingtonovi vezji.

Sorodnemu vezju na sliki 4.41 b) pa pravimo White-follower.

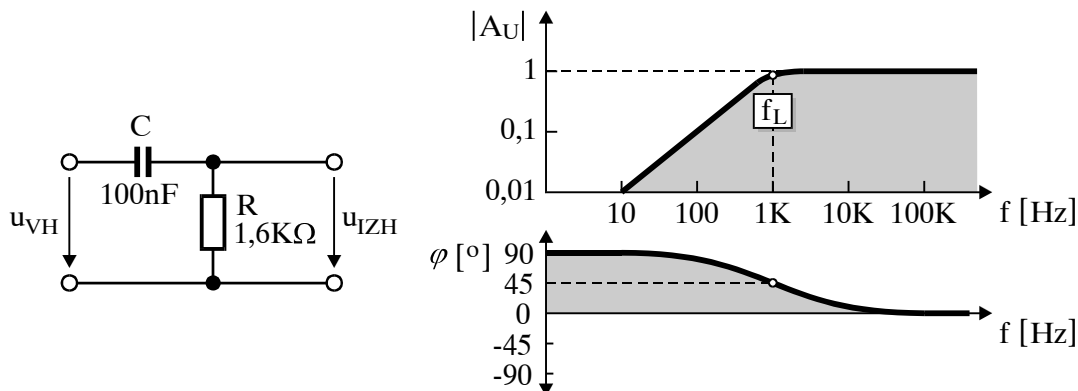
4.6.5. RC povezava ojačevalnikov

S pomočjo kondenzatorjev, ki jih vstavimo med ojačevalne stopnje, preprečimo enosmeren tok iz enega v drug ojačevalec. Zato je delovna točka posameznega tranzistorja stabilizirana ne glede na druge ojačevalnike. Poleg tega preprečimo, da bi enosmeren tok iz ojačevalnika odtekal v generator (mikrofon, gramofonska glava in podobno) ali v breme (slušalke, zvočnik in podobno).



Slika 4.42. Ojačevalnika, povezana z RC povezavo.

Ker so kondenzatorji vezani zaporedno, ojačevalnik ne more ojačati enosmernih signalov. Kondenzator predstavlja skupaj z vhodno upornostjo ojačevalne stopnje delilnik napetosti. Ta je zaradi kapacitivnosti kondenzatorja odvisen od frekvence izmeničnega signala.



Slika 4.43. Delilnik napetosti in frekvenčni potek napetosti ter faznega toka.

Poglejmo si najprej vezje na sliki 4.43. Padec napetosti na uporu je enak:

$$u_R = u_G \cdot \frac{R}{R + X_C} = u_G \cdot \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega \cdot C}} = u_G \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega \cdot C \cdot R}}$$

Absolutna vrednost razmerja med napetostjo na uporu in generatorjevo napetostjo je:

$$\left| \frac{u_R}{u_G} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{\omega^2 \cdot C^2 \cdot R^2}}}$$

Ko se absolutna vrednost razmerja napetosti z nižanjem frekvence zniža na $1/\sqrt{2}$ (v decibelih to pomeni padec za 3dB), pravimo, da nastopi spodnja mejna frekvenca f_L . Pri spodnji mejni frekvenci velja:

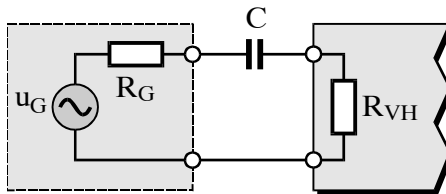
$$\frac{1}{\omega^2 \cdot C^2 \cdot R^2} = 1 \quad \text{ali} \quad \omega_L = \frac{1}{C \cdot R} = 2 \cdot \pi \cdot f_L$$

Vezje povzroči tudi fazni zasuk, ki je prav tako odvisen od frekvence signala in znaša:

$$\tan \varphi = \frac{\text{imaginarni del}}{\text{realni del}} = \frac{1}{\omega \cdot C \cdot R} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C \cdot R}$$

V točki, kjer nastopi spodnja mejna frekvenca, znaša fazni zasuk $\varphi=45^\circ$. Zaradi zaporedno vezanih kapacitivnosti ima ojačevalnik fazni zasuk ter spodnjo mejno frekvenco, izpod katere ojačenje ojačevalnika naglo upada. Če sedaj upoštevamo še upornost generatorja, se enačba za spodnjo mejno frekvenco glasi:

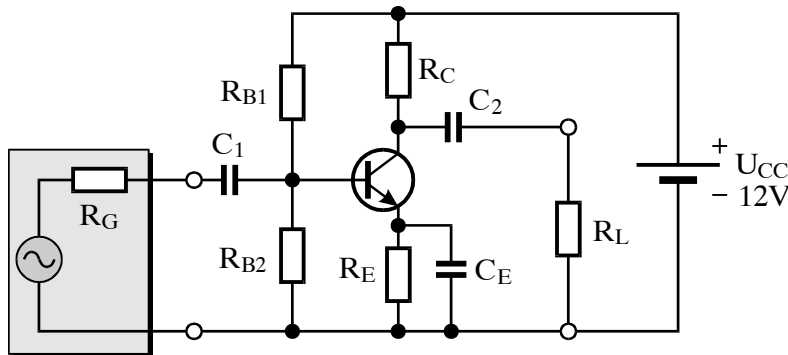
$$f_L = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C \cdot (R_G + R_{VH})}$$



Slika 4.44. Generator in ojačevalnik, povezana s kondenzatorjem.

Primer

Izračunajmo kapacitivnosti kondenzatorja C_1 in C_2 v vezju za spodnjo mejno frekvenco $f_L=100\text{Hz}$! Podatki ojačevalnika so: $U_{CC}=12\text{V}$, $I_C=5\text{mA}$, $R_G=500\Omega$, $R_L=1\text{k}\Omega$, $h_{ie}=600\Omega$ ter $h_{fe}=100$.



Najprej izračunajmo upornosti uporov v vezju:

$$R_{B1} = \frac{U_{CC} - U_{BE} - U_{RE}}{I_P + I_B} = \frac{12\text{V} - 0,7\text{V} - 1,2\text{V}}{500\mu\text{A} + 50\mu\text{A}} = 18\text{k}\Omega$$

$$R_{B2} = \frac{U_{BE} + U_{RE}}{I_P} = \frac{0,7\text{V} + 1,2\text{V}}{500\mu\text{A}} = 3,8\text{k}\Omega$$

$$R_C = \frac{U_{CC} - U_{CE} - U_{RE}}{I_C} = \frac{12\text{V} - 6\text{V} - 1,2\text{V}}{5\text{mA}} = 960\Omega$$

$$R_E = \frac{U_{RE}}{I_E} = \frac{1,2\text{V}}{5,05\text{mA}} = 238\Omega$$

Sedaj izračunamo še vhodno in izhodno upornost ojačevalnika:

$$R_{VH} = R_{B1} \parallel R_{B2} \parallel h_{ie} = 18\text{k}\Omega \parallel 3,8\text{k}\Omega \parallel 600\Omega = 504\Omega$$

$$R_{IZH} = R_C = 960\Omega$$

Kapacitivnost prvega kondenzatorja C_1 izračunamo tako, da upoštevamo upornost generatorja in vhodno upornost ojačevalnika:

$$C_1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_L \cdot (R_G + R_{VH})} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 100\text{Hz} \cdot (500\Omega + 504\Omega)} = 1,6\mu\text{F}$$

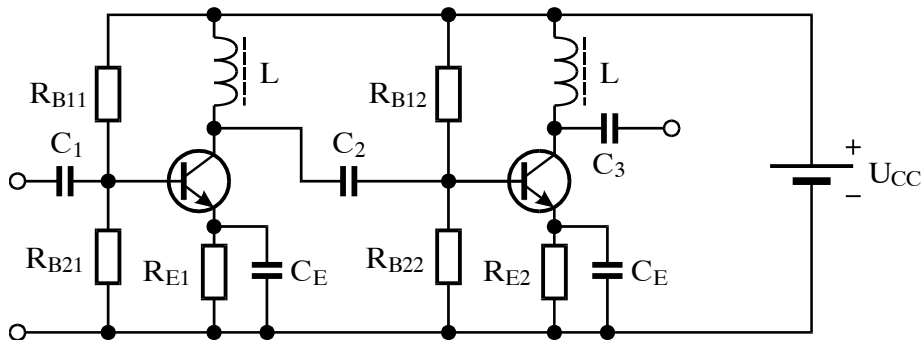
Kapacitivnost drugega kondenzatorja C_2 pa dobimo tako, da upoštevamo izhodno upornost ojačevalnika ter upornost bremena:

$$C_2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_L \cdot (R_{IZH} + R_L)} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 100\text{Hz} \cdot (960\Omega + 1\text{k}\Omega)} = 812\text{nF}$$

Posamezne ojačevalnike med seboj ločimo s kapacitivnostmi zato, da preprečimo enosmerne tokove, ki bi spreminjali položaj delovne točke tranzistorjev. Zaradi teh kapacitivnosti ima ojačevalnik spodnjo mejno frekvenco; pod to frekvenco začne ojačenje ojačevalnika upadati.

4.6.6. LC povezava ojačevalnikov

Ko deluje tranzistor kot ojačevalnik v področju visokih frekvenc, prihajajo do izraza vse kapacitivnosti tranzistorja (in ostalih elementov). Te kapacitivnosti so nezaželjene, saj slabijo ojačenje – z višanjem frekvence se namreč ojačenje ojačevalnika zmanjšuje. To upadanje lahko delno kompenziramo, če nadomestimo kolektorski upor z induktivnim bremenom oziroma tuljavo. Ker se tuljavi z višanjem frekvence večja induktivna upornost po enačbi $X_L = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L$, se večja tudi skupna bremenska impedanca tranzistorja. Večanje kompleksne upornosti bremena s frekvenco pa kompenzira vpliv kapacitivnosti na ojačenje.



Slika 4.45. Ojačevalnika, povezana z LC vezavo.

Največja temenska vrednost signala, ki ga dobimo na izhodu predhodnih ojačevalnikov, ni mogla preseči vrednosti napajalne napetosti. Pri ojačevalniku z induktivnim bremenom na sliki 4.45 je med kolektorjem in emitorjem tranzistorjev skoraj vsa napajalna napetost (tuljava ima zanemarljivo ohmsko upornost). V prisotnosti signala pa lahko temenska vrednost na izhodu zaradi inducirane napetosti na tuljavi doseže dvakratno vrednost napajalne napetosti.

LC povezane ojačevalnike uporabimo predvsem tam, kjer želimo pri visokih frekvencah s frekvenco ublažiti vpliv upadanja ojačenja.

4.6.7. Transformatorska povezava ojačevalnikov

Transformator uporabljamo v ojačevalnikih najpogosteje za galvansko ločevanje ter za transformiranje upornosti. Če upoštevamo transformator brez izgub, potem velja, da je električna moč, ki jo troši breme na sekundarju transformatorja, enaka električni moči primarja:

$$P_1 = P_2$$

Drugo pravilo, ki ga moramo upoštevati, je transformacija napetosti:

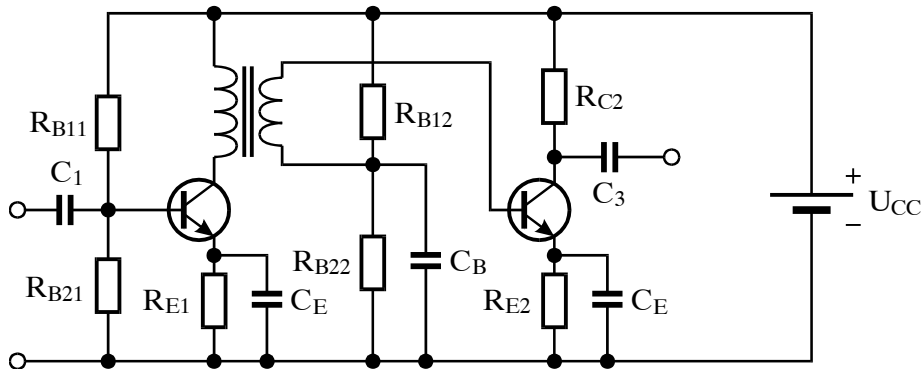
$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{n_1}{n_2},$$

kjer je n_1 število ovojev na primarju in n_2 število ovojev na sekundarju transformatorja. S pomočjo obeh enačb dobimo razmerje za tokova:

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{n_2}{n_1}$$

Razmerje upornosti pa izpeljemo s pomočjo Ohmovega zakona:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{U_1 \cdot I_2}{I_1 \cdot U_2} = \frac{U_1}{U_2} \cdot \frac{I_2}{I_1} = \frac{n_1}{n_2} \cdot \frac{n_1}{n_2} = \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2$$



Slika 4.46. Vezje ojačevalnika s transformatorsko povezavo.

V izračunu smo upoštevali le ohmske upornosti. Za točnejši izračun bi morali upoštevati ne le kompleksno upornost bremena, temveč tudi kompleksne vrednosti samega transformatorja.

Slabost transformatorske povezave je v njegovi velikosti, ceni in omejenem frekvenčnem odzivu.

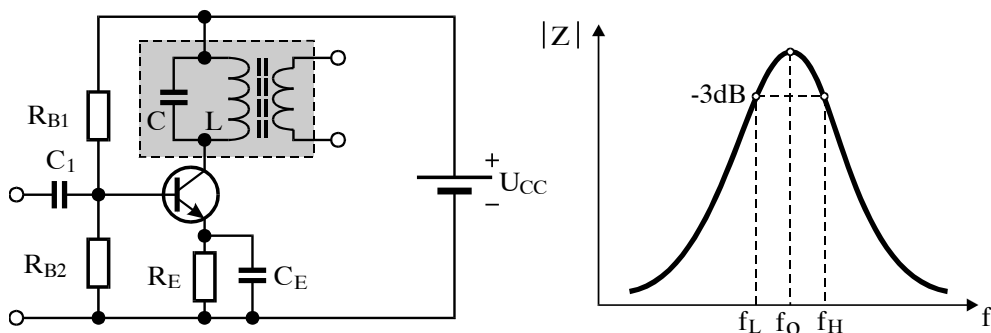
V ojačevalnikih uporabljamo transformatorje najpogosteje za prilagoditev upornosti bremena ter za galvansko ločitev.

4.6.8. Povezava ojačevalnikov s selektivnim transformatorjem

Vzporedno vezana tuljava in kondenzator sestavljata **vzporedni nihajni krog**. Tak nihajni krog ima pri natančno določeni frekvenci, ki ji pravimo resonančna frekvenca, zelo veliko upornost. Resonančna frekvenca je odvisna od induktivnosti tuljave in kapacitivnosti kondenzatorja:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \quad \text{ali} \quad f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}$$

Selektivni transformator je sestavljen iz nihajnega kroga in je vezan na izhod ojačevalne stopnje (vezje na sliki 4.47). Signale s frekvenco blizu resonančne frekvence ojačevalnik ojača, ostale signale pa oslabi.



Slika 4.47. Vezje ojačevalnika, povezanega s selektivnim transformatorjem ter diagram spremembe ojačenja s frekvenco.

Frekvenci, pri kateri pade ojačenje za 3dB, določata širino frekvenčnega pasu. Ta je odvisna od kvalitete resonančnega kroga, ki je podana kot:

$$Q = \omega_0 \cdot R \cdot C,$$

kjer je R upornost nihajnega kroga pri resonančni frekvenci ω_0 . Ko je nihajni krog v resonanci, ima le ohmsko komponento upornosti. Spodnja in zgornja mejna frekvenca sta sedaj določeni z enačbama (če je le $Q \gg 1$):

$$f_H = f_0 \cdot \left(1 + \frac{1}{2 \cdot Q}\right) \quad \text{ter} \quad f_L = f_0 \cdot \left(1 - \frac{1}{2 \cdot Q}\right)$$

Selektivni transformator uporabljamo tam, kjer želimo, da ojačevalnik ojača le signale določenih frekvenc.

4.6.9. Decibell

Ojačenje je lastnost ojačevalnikov, da povečajo velikost vhodnega signala. Definiramo ga kot razmerje amplitud ali efektivnih vrednosti. Tako poznamo napetostno in tokovno ojačenje ter ojačenje moči.

$$A_U = \frac{u_{IZH}}{u_{VH}} \quad \text{napetostno ojačenje}$$

$$A_I = \frac{i_{IZH}}{i_{VH}} \quad \text{tokovno ojačenje}$$

$$A_P = \frac{P_{IZH}}{P_{VH}} = A_U \cdot A_I \quad \text{ojačenje moči}$$

Ko govorimo o ojačevalnikih, ne moremo mimo enote dB (decibel). Ta izvira iz logaritemskega zapisa ojačenja:

$$A = 10 \cdot \log \frac{P_{IZH}}{P_{VH}} \quad [\text{dB}]$$

S pomočjo enačbe za ojačenje moči lahko izpeljemo še napetostno in tokovno ojačenje:

$$A = 10 \cdot \log \frac{P_{IZH}}{P_{VH}} = 10 \cdot \log \frac{u_{IZH}^2 \cdot Z_{IZH}}{u_{VH}^2 \cdot Z_{VH}} = 20 \cdot \log \frac{u_{IZH} \cdot \sqrt{Z_{IZH}}}{u_{VH} \cdot \sqrt{Z_{VH}}}$$

$$A = 10 \cdot \log \frac{P_{IZH}}{P_{VH}} = 10 \cdot \log \frac{i_{IZH}^2 \cdot Z_{VH}}{i_{VH}^2 \cdot Z_{IZH}} = 20 \cdot \log \frac{i_{IZH} \cdot \sqrt{Z_{VH}}}{i_{VH} \cdot \sqrt{Z_{IZH}}}$$

Če sta vhodna in izhodna impedanca enaki, lahko enačbi poenostavimo:

$$A = 20 \cdot \log \frac{u_{IZH}}{u_{VH}} \quad [\text{dB}]$$

$$A = 20 \cdot \log \frac{i_{IZH}}{i_{VH}} \quad [\text{dB}]$$

4.6.10. Šum ojačevalnika

Vsak element ojačevalnika proizvaja šum (angl. noise). To je neharmonski, naključni signal, ki je prisoten na celotnem frekvenčnem pasu. Občutljivost ojačevalnika je odvisna prav od velikosti šuma: če je signal zelo šibek, je lahko šum večji od signala. Poglejmo si nekaj razlogov za nastanek šuma.

Termični (ali Johnsonov) šum je posledica termičnega gibanja elektrin, ki je neurejeno in kaotično. Trenutna prerazporeditev elektrin in trki povzročijo majhna nihanja napetosti na priključkih elementa. Efektivna vrednost napetosti šuma je podana z enačbo:

$$U_n = \sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot R \cdot \Delta f},$$

kjer je:	k	Boltzmannova konstanta ($1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K),
	T	temperatura v K,
	R	upornost v Ω ,
	Δf	pasovna širina v Hz.

Kontaktni šum (shot ali Schottky) nastane, ko elektrina preleti potencialni prag med dvema polprevodniškima tipoma, med različnimi kovinami ali med kovino in polprevodnikom. Vsaka elektrina povzroči pri prehodu majhen tokovni sunek. Velikost šuma je sorazmerna toku, ki teče skozi enega od spojev.

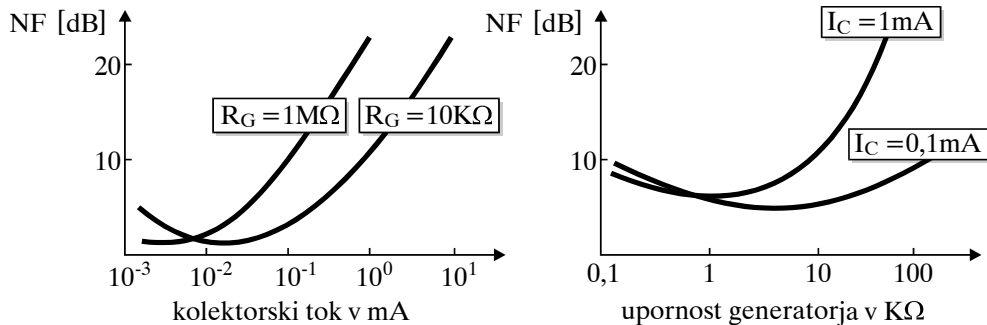
Kombinacijsko-rekombinacijski šum (flicker ali $1/f$) nastane zaradi tega, ker se število ionizacij in rekombinacij v polprevodniku nenehno spreminja. Prisoten je predvsem pri frekvencah nižjih od 1kHz.

Šumno število (angl. noise figure) nam pove, koliko je obravnavano vezje šumno. Podano je kot razmerje med šumom, ki ga proizvaja vezje, ter termičnim šumom, ki bi ga proizvedel upor, enak notranji upornosti vezja:

$$NF = 10 \cdot \log \frac{P_{IZHn}}{A_P \cdot P_{VHn}} \quad [\text{dB}],$$

kjer je P_{IZHn} moč šuma na izhodu vezja, P_{VHn} moč termičnega šuma na vходу vezja, ki ga proizvede upor, enak notranji upornosti vezja, ter A_P ojačenje moči. Če predpostavimo, da sta vhodna in izhodna impedanca enaki, potem je šumno število podano kot:

$$NF = 20 \cdot \log \frac{U_{VH} / U_{VHn}}{U_{IZH} / U_{IZHn}} = 20 \cdot \log \frac{U_{VH}}{U_{VHn}} - 20 \cdot \log \frac{U_{IZH}}{U_{IZHn}}$$



Slika 4.48. Odvisnost šumnega števila NF od kolektorskega toka in upornosti generatorja.

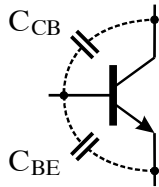
Razmerje izhodne in vhodne napetosti signala dobimo iz ojačenja. Šumno število je odvisno od kolektorskega toka in notranje upornosti, zato proizvajalci pogosto podajajo ustrezne diagrame. Da bi bil šum čim manjši, izberemo za vhodno stopnjo tranzistor z majhnim šumnim številom, majhnim kolektorskim tokom in frekvenčno širino, ki ni nič širša, kot je potrebno.

Razmerje signal/šum (angl. signal to noise ratio) nam pove, v kolikšni meri je ojačevalnik sposoben ločevati med koristnim signalom in šumom. To razmerje je enako razmerju med močjo signala in močjo šuma na izhodu vezja:

$$S / N = 10 \cdot \log \frac{P_{IZH}}{P_{IZHn}} = 20 \cdot \log \frac{U_{IZH}}{U_{IZHn}} \quad [\text{dB}]$$

4.7. OJAČEVALNIKI PRI VISOKIH FREKVENCAH

Ko ojačevalnik obratuje pri višjih delovnih frekvencah, se izkaže, da kapacitivnosti polprevodniških elementov ne moremo več zanemariti. V tem poglavju bomo spoznali predvsem vpliv notranjih kapacitivnosti tranzistorja na delovanje ojačevalnika. V notranjosti bipolarnega tranzistorja se vsak *pn* spoj obnaša kot majhen kondenzator, zato lahko opredelimo dve kapacitivnosti: prvo med bazo in emitorjem, drugo pa med kolektorjem in bazo.



Slika 4.49. Kapacitivnosti v notranjosti tranzistorja.

4.7.1. Kapacitivnost baza-emitor

Pn spoj med bazo in emitorjem je seštevek dveh kapacitivnosti: spojne in difuzijske. Spojna kapacitivnost nastane zato, ker deluje osiromašeno področje med *p* in *n* polprevodnikom kot dielektrik. Ta kapacitivnost je zelo majhna, največ nekaj pF (piko faradov). Druga, difuzijska, nastane zaradi omejene hitrosti difuzije manjšinskih nosilcev, ki prehajajo iz enega v drugi tip polprevodnika. Pri hitrih spremembah toka se zaradi počasnosti difuzije kopiči elektrina v polprevodniku. Ko prevodna napetost na spoju upade, tok ne upade takoj, temveč šele takrat, ko elektrina dejansko odteče iz prehodnega področja. Difuzijska kapacitivnost lahko doseže vrednost tudi nekaj nF (nano faradov), podana je z enačbo:

$$C_{BE} = \tau \cdot \frac{q \cdot I_E}{k \cdot T},$$

kjer je τ življenjski čas manjšinskih nosilcev elektrine, ki potujejo skozi bazo.

4.7.2. Kapacitivnost kolektor-baza

Kapacitivnost kolektorskega spoja povzroča spojna kapacitivnost, ki nastane zaradi zaporno polariziranega spoja. Čim višja je zaporna napetost na spoju, širša je zaporna plast in manjša je spojna kapacitivnost $C_{CB'}$ (opuščaj ob B-ju pomeni, da gre za kapacitivnost med pravo bazo – torej bazo na sami polprevodniški ploščici – in kolektorskim priključkom). $C_{CB'}$ je sicer po velikosti majhna, toda povezuje vhod in izhod ojačevalnika. Ker gre za povratno zanko, je vpliv te kapacitivnosti na vhod večji za velikost ojačenja ojačevalnika:

$$C_C = C_{CB'} \cdot (1 + A_U) \approx C_{CB'} \cdot (1 + g_m \cdot R_L),$$

kjer je g_m transkonduktanca tranzistorja, R_L pa breme, ki je vezano na izhodu tranzistorja (glej nadomestno vezje na sliki 4.51).

4.7.3. Vpliv kapacitivnosti na ojačenje

Skupna kapacitivnost na vhodu je enaka seštevkju obeh, torej:

$$C_{SK} = C_{B'E} + C_{CB'} \cdot (1 + g_m \cdot R_L)$$

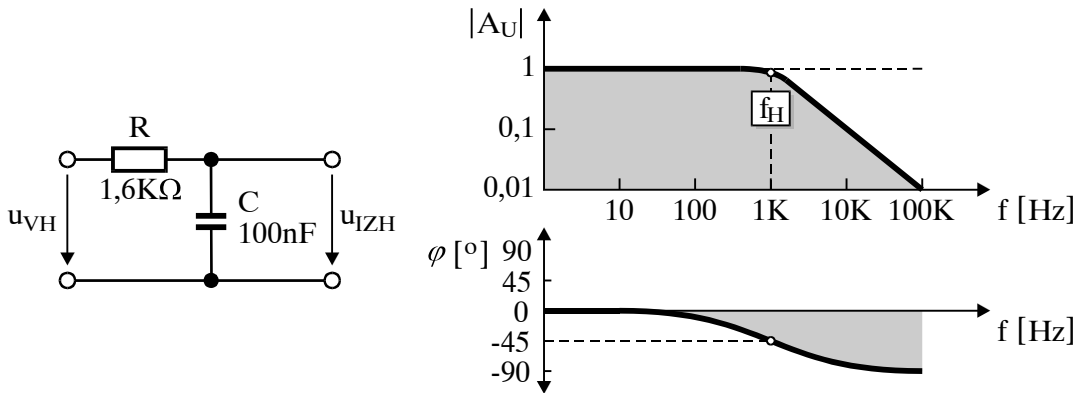
Skupna kapacitivnost deluje skupaj z vhodno upornostjo kot delilnik napetosti. Zaradi kapacitivnosti je delilnik odvisen od frekvence. Napetost na izhodu je enaka:

$$u_{IZH} = u_{VH} \cdot \frac{X_C}{X_C + R} = u_{VH} \cdot \frac{1}{1 + j\omega \cdot C \cdot R}$$

Z višanjem frekvence se izhodna napetost niža. Frekvenci, pri kateri ojačenje pade za vrednost $1/\sqrt{2}$, pravimo zgornja mejna frekvenca. Absolutno vrednost ojačenja dobimo iz predhodne enačbe in znaša:

$$|A_U| = \left| \frac{u_{IZH}}{u_{VH}} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 \cdot C^2 \cdot R^2}}$$

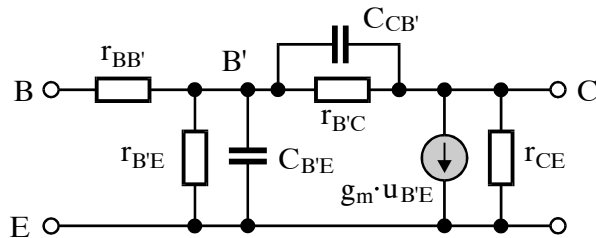
Ojačenje pade za vrednost $1/\sqrt{2}$ pri frekvenci: $f_H = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C \cdot R}$



Slika 4.50. Delilnik napetosti ter potek ojačenja in faznega zasuka s frekvenco.

Diagram na sliki 4.50 prikazuje potek ojačenja s frekvenco. Diagram je narejen po logaritemski lestvici. Opisani delilnik napetosti povzroči tudi fazni zasuk, ki je enak:

$$\tan \varphi = -\omega \cdot C \cdot R$$



Slika 4.51. Nadomestna vezava tranzistorja za visoke frekvence.

Nadomestno vezje tranzistorja na sliki 4.51 je hibridni Π -četveropol, ki smo mu dodali kapacitivnosti emitorskega in kolektorskega spoja. Tokovni ojače-

valni faktor β za tranzistor v orientaciji s skupnim emitorjem dobimo tako, da izhod kratko sklenemo. S pomočjo četveropola dobimo tokova:

$$i_B = u_{B'E} \cdot \left(\frac{1}{r_{B'E}} + j\omega \cdot (C_{B'E} + C_{CB'}) \right) \quad \text{ter}$$

$$i_C = g_m \cdot u_{B'E}$$

Oba kondenzatorja sta zaradi kratkosklenjenega izhoda sedaj vezana vzporedno. Tokovni ojačevalni faktor β , ki je sedaj odvisen od frekvence, znaša:

$$\beta_f = \frac{i_C}{i_B} \Big|_{(u_{CE} = 0)} \quad \text{ali}$$

$$\beta_f = \frac{g_m \cdot r_{B'E}}{1 + j\omega \cdot (C_{B'E} + C_{CB'}) \cdot r_{B'E}} = \frac{\beta}{1 + j\omega \cdot (C_{B'E} + C_{CB'}) \cdot r_{B'E}}$$

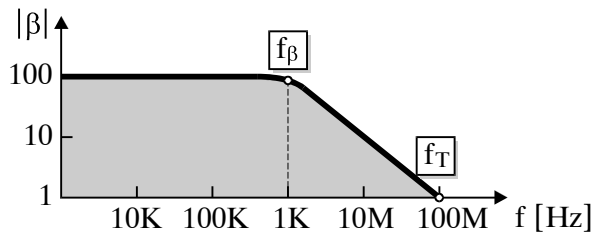
Zgornja mejna frekvenca (angl. cut-off frequency) nastopi tedaj, ko ojačenje pade za vrednost $1/\sqrt{2}$, to je pri frekvenci:

$$f_\beta = \frac{g_m}{2 \cdot \pi \cdot (C_{B'E} + C_{CB'}) \cdot \beta}$$

Skrajna frekvenca tranzistorja f_T (angl. transition frequency, unity gain frequency) je podana kot:

$$f_T = f_\beta \cdot \beta = \frac{g_m}{2 \cdot \pi \cdot (C_{B'E} + C_{CB'})}$$

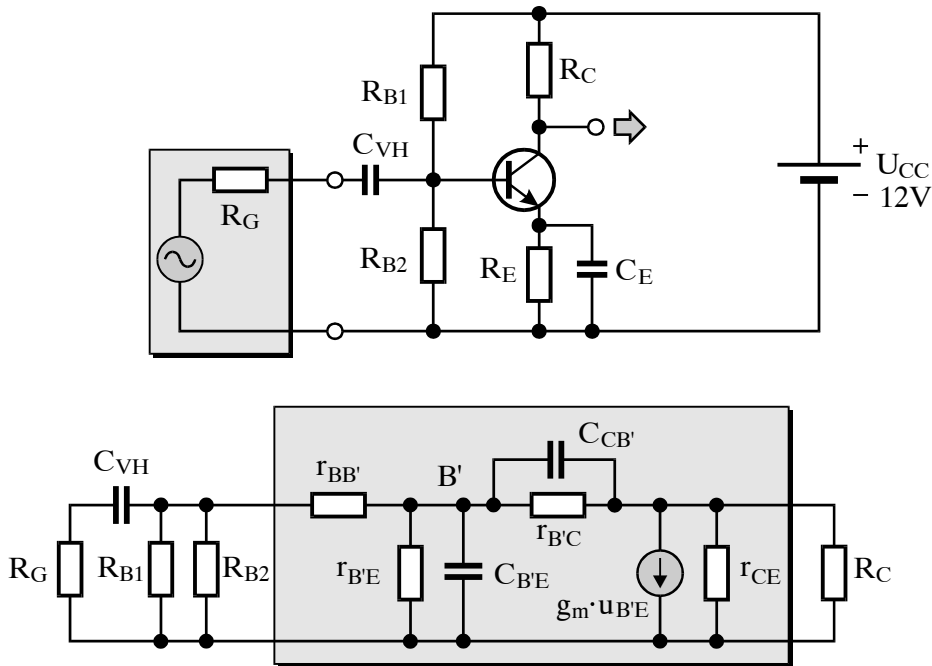
To je frekvenca, pri kateri pade kratkostični ojačevalni faktor na vrednost 1. V katalogih največkrat najdemo ravno skrajno frekvenco tranzistorja.



Slika 4.52. Potek kratkostičnega tokovnega ojačenja tranzistorja v odvisnosti od frekvence.

Primer

Izračunajmo spodnjo f_L in zgornjo f_H mejno frekvenco ojačevalnika ter zgornjo mejno frekvenco tranzistorja f_β in skrajno frekvenco f_T ! Emitorski kondenzator C_E naj bo dovolj velik, da ne bo vplival na spodnjo frekvenčno mejo. Podatki za ojačevalnik so: $U_{CC}=12V$, $I_C=5mA$, $\beta=h_{fe}=100$, $R_G=1k\Omega$ in $C_{VH}=10nF$, medtem ko so podatki tranzistorja: $r_{BB'}=100\Omega$, $r_{CE}=100k\Omega$, $C_{B'E}=1nF$ in $C_{CB'}=10pF$ (privzamemo, da je $r_{B'C}=\infty$).



Najprej izračunajmo upornost uporov za stabilizacijo delovne točke tranzistorja, ki si sledijo: $R_{B1}=18k\Omega$, $R_{B2}=3,8k\Omega$ in $R_C=960\Omega$.

Upornost $r_{B'E}$ izračunamo glede na tok v delovni točki. Transkonduktanco g_m pa iz omenjene upornosti:

$$r_{B'E} \cong \beta \cdot \frac{25mV}{I_C} = 100 \cdot \frac{25mV}{5mA} = 500\Omega$$

$$g_m = \frac{\beta}{r_{B'E}} = \frac{100}{500\Omega} = 0,2\text{S}$$

Na spodnjo mejno frekvenco f_L vpliva kondenzator C_{VH} in znaša:

$$R_{VH} = R_{B1} \parallel R_{B2} \parallel (r_{BB'} + r_{B'E}) = 18\text{k}\Omega \parallel 3,8\text{k}\Omega \parallel (100\Omega + 500\Omega) = 503,7\Omega$$

$$f_L = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_{VH} \cdot (R_G + R_{VH})} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 10\text{nF} \cdot (1\text{k}\Omega + 503,7\Omega)} = 10,6\text{kHz}$$

Na zgornjo mejno frekvenco f_H vplivajo kapacitivnosti v tranzistorju. Skupna kapacitivnost na vhodu tranzistorja znaša:

$$R_L = r_{CE} \parallel R_C = 100\text{k}\Omega \parallel 960\Omega = 951\Omega$$

$$C_{SK} = C_{B'E} + C_{CB'} \cdot (1 + g_m \cdot R_L) = 1\text{nF} + 10\text{pF} \cdot (1 + 0,2\text{S} \cdot 951\Omega) = 2912\text{pF}$$

Zgornja mejna frekvenca je sedaj:

$$R_{VH'} = R_G \parallel R_{VH} = 1\text{k}\Omega \parallel 503,7\Omega = 335\Omega$$

$$f_H = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{VH'} \cdot C_{SK}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 335\Omega \cdot 2912\text{pF}} = 163\text{kHz}$$

Napetostno ojačenje ojačevalnika, ki znaša $A_U = -g_m \cdot R_L = -0,2\text{S} \cdot 951\Omega = -190,2$, pade za 3dB pri frekvenci 10,6kHz (spodnja mejna frekvenca ojačevalnika) in 163kHz (zgornja mejna frekvenca).

Zgornjo mejno frekvenco tranzistorja dobimo tako, da kratko sklenemo izhodni sponki tranzistorja:

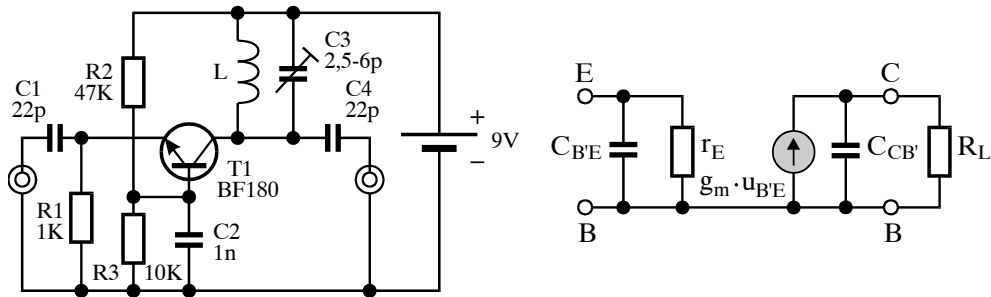
$$f_\beta = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot r_{B'E} \cdot (C_{B'E} + C_{CB'})} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 500\Omega \cdot (1000\text{pF} + 10\text{pF})} = 315\text{kHz}$$

$$f_T = f_\beta \cdot \beta = 315\text{kHz} \cdot 100 = 31,5\text{MHz}$$

Vežje na sliki 4.53 je ojačevalnik za signale visokih frekvenc. Tranzistor je priključen v orientaciji s skupno bazo. Kot lahko vidimo iz nadomestnega vezje na sliki 4.53, je sedaj kolektorska kapacitivnost $C_{CB'}$ vezana na maso in tako nima povratnega vpliva na vhod ojačevalnika. Zgornjo mejno frekvenco tranzistorja v orientaciji s skupno bazo izračunamo s pomočjo f_{β} :

$$f_{\alpha} = \frac{f_{\beta}}{1 - \alpha}$$

To pomeni, da je mejna frekvenca višja kot pri tranzistorju v orientaciji s skupnim emitorjem. Zgornja mejna frekvenca f_{α} je približno enaka skrajni frekvenci tranzistorja f_T . V vezju smo uporabili tranzistor BF180, ki ima skrajno frekvenco okrog 700MHz.



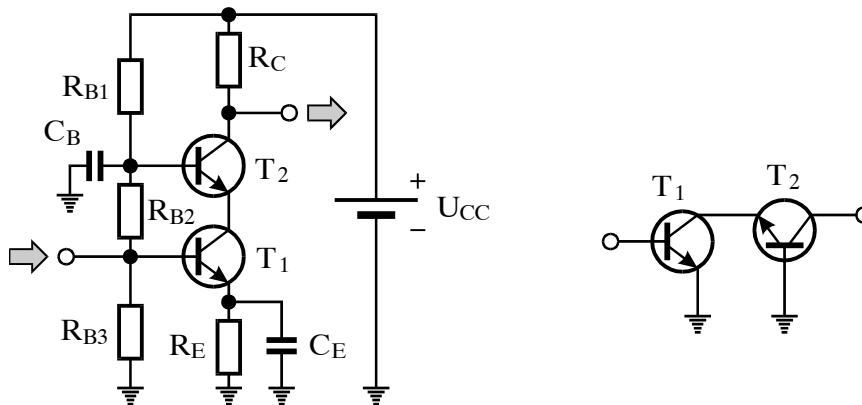
Slika 4.53. Vežje visokofrekvenčnega ojačevalnika in nadomestno vezje tranzistorja.

Ojačevalnik ima zelo nizko vhodno upornost, saj je vhodna upornost tranzistorja med emitorjem in bazo enaka h_{ie}/h_{fe} . Zato je primeren za prilagoditev na upornost antene, ki je zelo majhna.

Ko tranzistor uporabimo v ojačevalniku za visoke frekvence, moramo upoštevati tudi vse njegove kapacitivnosti. To sta kapacitivnosti med bazo in emitorjem ter med kolektorjem in bazo. Obe vplivata na zgornjo mejno frekvenco. To je frekvenca, kjer ojačenje pade za 3dB.

4.7.4. Kaskadni ojačevalnik

Kaskadni ojačevalnik (vezje na sliki 4.54) sestavljata dva tranzistorja. Prvi je vezan v orientaciji s skupnim emitorjem, na njegov izhod je vezan drugi tranzistor in sicer v orientaciji s skupno bazo. Kondenzator C_B služi za to, da je baza drugega tranzistorja za signale sklenjena na maso. Tako vezani ojačevalnik je zelo primeren za ojačevanje signalov visokih frekvenc. Poglejmo, zakaj!



Slika 4.54. Vezje kaskadnega ojačevalnika.

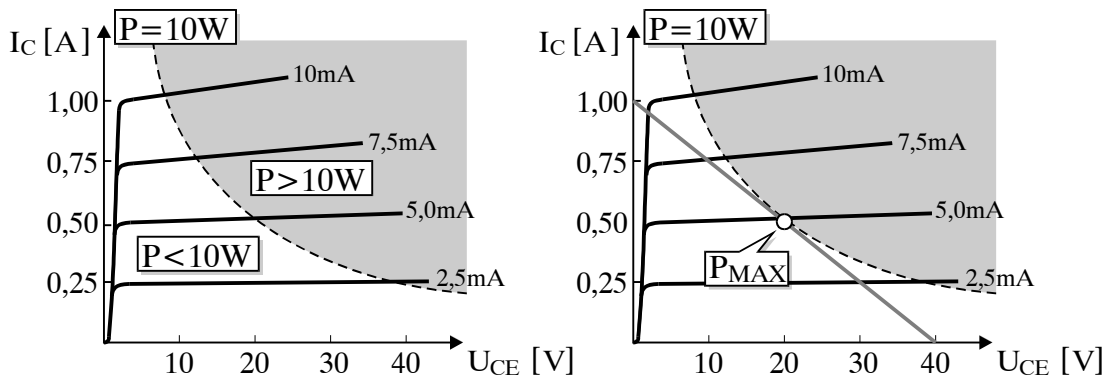
Drugi tranzistor predstavlja breme prvega tranzistorja. Ker je drugi tranzistor vezan v orientaciji s skupno bazo, je njegova vhodna upornost zelo majhna. Napetostno ojačenje prvega tranzistorja je zato majhno, le okrog 1. Posledica tako majhnega ojačenja je majhen povratni vpliv kolektorske kapacitivnosti C_{CB} prvega tranzistorja.

Kolektorska kapacitivnost C_{CB} drugega tranzistorja prav tako ne vpliva na vhod vezja, saj je sklenjena na maso preko kondenzatorja C_B . Ojačevalnik je zato stabilnejši pri visokih frekvencah. Prvi tranzistor nudi le tokovno ojačenje, drugi pa napetostno.

4.8. MOČNOSTNI OJAČEVALNIKI

Močnostni ojačevalniki so ojačevalniki z veliko močjo na izhodu ter z velikimi signali, ki so blizu izkrmiljenja (izkrmiljenje se zgodi, ko ima izhodni signal največjo možno amplitudo). Tako postanejo pomembni potrošnja električne moči, izkoristek moči, segrevanje tranzistorja, hlajenje, izkrmiljenje signala in popačenje. Pozorni moramo biti predvsem na omejitve tranzistorja, ki so tako tokovne (največji dopustni tokovi), napetostne (prebojne napetosti spojev) in omejitev izgubne moči (segrevanje tranzistorja).

Izgubno električno moč lahko vrišemo v polje izhodnih karakteristik kot hiperbolo $P = U_{CE} \cdot I_C$. V polju nad hiperbolo je moč povsod večja, pod njo pa manjša. Prekoračitev dopustne izgubne moči povzroči prekomerno pregrevanje tranzistorja in njegovo uničenje.



Slika 4.55. Omejitev izgubne moči tranzistorja.

4.8.1. Izkoristek ojačenja moči

Izkoristek ojačenja moči je definiran kot razmerje med koristno močjo na bremenu in srednjo močjo, ki jo proizvaja napajalni vir. Pove nam, koliko električne moči, ki jo mora proizvajati napajalni vir, se porablja na bremenu.

$$\eta = \frac{\text{moč na bremenu}}{\text{moč napajalnega vira}}$$

Za določeno napajalno napetost moramo izračunati največjo moč, ki jo lahko dobimo na izhodu ojačevalnika. Pri teoretičnem polnem izkrmiljenju je napetostni signal na izhodu velik: $2 \cdot U_M = U_{CC}$, kjer je U_M temenska vrednost napetosti. Električna moč je določena kot: $P = U_{EF} \cdot I_{EF}$, zato lahko izpeljemo:

$$P_L = \frac{U_{EF}^2}{R_L} = \frac{U_M^2}{2 \cdot R_L} = \frac{U_{CC}^2}{8 \cdot R_L}$$

Ta enačba nam na primer pove, da pri ojačevalnikih v avtomobilu, kjer je napajalna napetost 12V in upornosti zvočnika 4Ω, ne moremo doseči večje moči od 4,5W (ojačevalniki v avtomobilih imajo vezje, ki poveča napajalno napetost).

Pri največjem možnem teoretičnim izkrmiljenju, kjer ima izhodni signal amplitudo od 0 do U_{CC} , pade na breme 25% moči. Če na primer želimo imeti ojačevalnik, ki na bremenu troši 100W koristne moči signala, mora napajalni vir proizvajati 400W moči. Preostalih 300W pa troši tranzistor za lastno segrevanje. To pomeni, da lega delovne točke na sredini delovne premice ni najbolj primerna za močnostne ojačevalnike.

Ker breme ne porabi vse električne moči, ki jo nudi napajalni vir, moramo pri močnostnih ojačevalnikih upoštevati tudi izkoristek moči.

4.8.2. Popačenje

Ko tranzistor krmilimo z velikimi signali, moramo upoštevati, da je njegova karakteristika nelinearna. Zaradi tega je signal na izhodu v primerjavi z vhodnim popačen. Ko se signal sinusne oblike določene frekvence popači, ugotovimo, da nastane poleg osnovnega signala še množica manjših signalov. Le-ti imajo frekvence, ki so mnogokratniki frekvence osnovnega signala, zato jim pravimo višjeharmonski signali. Popačenje, ki je nastalo, imenujemo **nelinearno** ali **amplitudno** popačenje in ga lahko le merimo (ne moremo ga izračunati, saj se karakteristike tranzistorjev tudi pri istih tipih razlikujejo). Vzrok za nelinearno popačenje so najpogosteje nelinearni elementi, nepravilna nastavitve delovnih pogojev komplementarnih tranzistorjev in podobno. Popačenje lahko omilimo z uporabo povratnih vezav.

Stopnja popačenja je enaka razmerju vsote višjih harmonskih komponent do osnovnega signala. **Faktor popačenja** (angl. total harmonic distortion, THD) pa je enak razmerju vsote višjih harmonskih komponent do celotnega signala na izhodu ojačevalnika.

Drug pojav, ki nastane zaradi nelinearnosti karakteristik tranzistorja, opazimo, ko ojačevalnik ojača dva signala istočasno. Na izhodu ojačevalnika dobimo poleg osnovnega signala še signala, ki imata frekvenci enaki seštevku in razliki frekvenc osnovnih signalov. Recimo, da na vhod ojačevalnika priključimo dva vira s frekvencama 800Hz in 1000Hz. Na izhodu dobimo poleg obeh signalov še dva manjša: prvega s frekvenco 1800Hz in drugega s frekvenco 200Hz. Temu popačenju pravimo **intermodulacijsko** popačenje (angl. intermodulation distortion).

Frekvenčno popačenje nastane zato, ker ojačevalnik ne ojača enako signalov vseh frekvenc. Fazno popačenje pa nastane zaradi različnega faznega zasuca signalov različnih frekvenc.

Nelinearno popačenje nastane zaradi nelinearnih karakteristik tranzistorjev. Popačenje signala povzroči tvorbo višjih harmonskih komponent. To so signali, ki nastanejo iz osnovnega signala in imajo frekvence, ki so mnogokratniki frekvence osnovnega signala.

4.8.3. A razred ojačevalnika

Ojačevalnik deluje v »A« razredu takrat, ko je delovna točka tranzistorja stabilizirana v aktivnem področju, kjer je popačenje najmanjše. To je najpogosteje na sredini delovne premice. Prednost takega ojačevalnika je zato majhna stopnja nelinearnega popačenja.

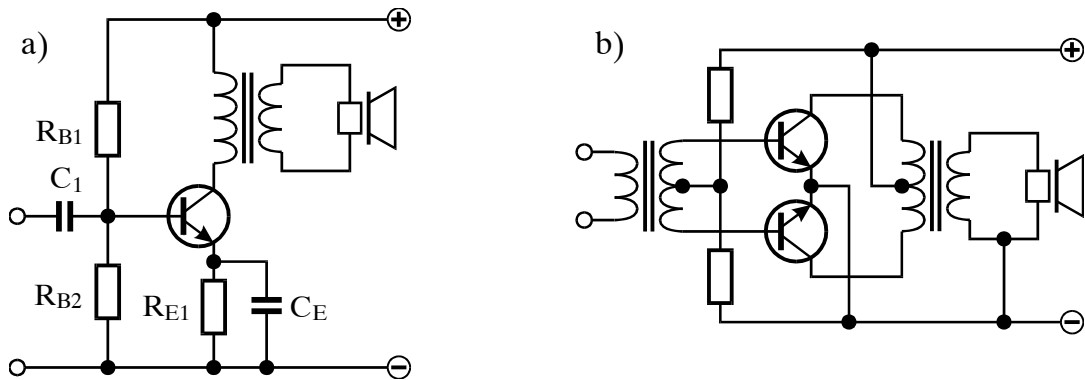
Pri ojačevalnikih, kjer je delovna točka stabilizirana na sredini delovne premice in je breme priključeno na kolektor, je izkoristek zelo majhen. Srednja moč takega ojačevalnika znaša:

$$P_{CC} = U_{CC} \cdot I_{SR} = U_{CC} \cdot \frac{U_{CC}}{2 \cdot R_L} = \frac{U_{CC}^2}{2 \cdot R_L}$$

Srednji tok je približno enak toku v delovni točki, ki ga povzroči polovična napajalna napetost na bremenu. Izkoristek ojačenja moči je sedaj:

$$\eta = \frac{P_L}{P_{CC}} = \frac{\frac{U_{CC}^2}{8 \cdot R_L}}{\frac{U_{CC}^2}{2 \cdot R_L}} = \frac{1}{4} = 0,25$$

To pomeni, da je izkoristek moči lahko največ 25 odstoten. Tranzistor troši največ električne moči takrat, ko je produkt med kolektorskim tokom in napetostjo med kolektorjem in emitorjem ($P_C = I_C \cdot U_{CC}$) največji. To pa je ravno na sredini delovne premice. Zaradi tega se tranzistor najbolj greje takrat, ko na vhodu ni signala.



Slika 4.56. Ojačevalnika v »A« razredu.

Dodatno slabost takega ojačevalnika predstavlja kolektorski tok, ki teče skozi breme tudi takrat, ko na vhodu ni signala. Zato je namesto bremena na kolektorju običajno vezan transformator (vezje na sliki 4.56 a). Enosmeren tok, ki teče v delovni točki tranzistorja, sedaj ne povzroča toka skozi breme. V tem primeru izboljšamo izkoristek ojačenja moči na 50%.

Vezju na sliki 4.56 b) pravimo push-pull (potisni-povleči). Ko se zaradi vhodnega signala odpira prvi tranzistor, se istočasno zapira drugi. Zaradi poti, po kateri pritekata kolektorska tokova, ima ojačevalnik določene prednosti. Kolektorski tok namreč vstopa v sredinski odcep transformatorja in teče preko navitja na kolektor. Zaradi take vezave se izločijo vse sode višjiharmonske komponente, zaradi česar je nelinearno popačenje manjše. Ker tečeta tokova v

navitju transformatorja v nasprotnih smereh, se pri magnetenju transformatorsko jedro ne zasiči, prav tako pa izloči tudi nihanja napetosti zaradi valovitosti napajalne napetosti.

Tranzistor, ki dela v »A« razredu, ima nastavljeno delovno točko tam, kjer je popačenje najmanjše, vendar ima zaradi tega zelo slab izkoristek moči.

4.8.4. B razred ojačevalnika

Izkoristek ojačenja moči znatno izboljšamo tako, da preprečimo potrošnjo električne moči, ko na vhodu ojačevalnika ni signala. Najlažja rešitev je, da delovno točko nastavimo na dno delovne premice, kjer je kolektorski tok enak 0. Šele dovolj velik signal na vhodu povzroči kolektorski tok na tranzistorju.

Izkoristek ojačenja moči je tu boljši, saj tranzistor prevaja električni tok le takrat, ko je na vhodu prisoten signal. Srednjo vrednost toka za eno polperiodo smo spoznali že pri polvalnem usmerniku in znaša:

$$I_{SR} = \frac{2}{\pi} \cdot I_M = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{U_{CC}}{R_L}.$$

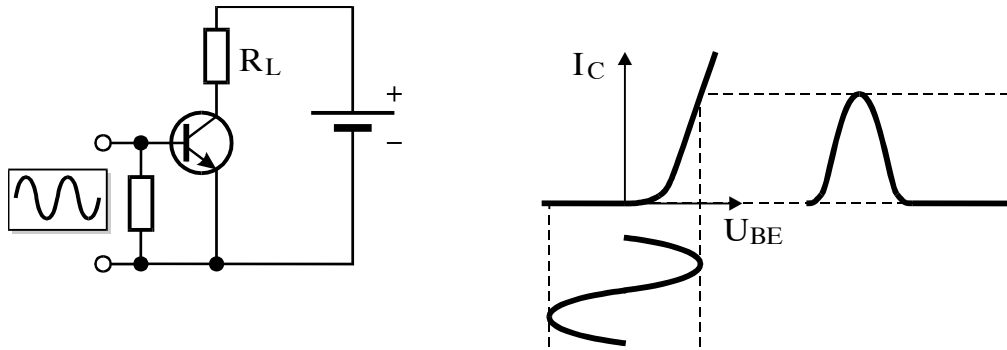
Zato je srednja moč napajalnega vira enaka:

$$P_{CC} = U_{CC} \cdot I_{SR} = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{U_{CC}^2}{R_L}$$

Maksimalni izkoristek ojačenja moči je pri polnem izkrmiljenju:

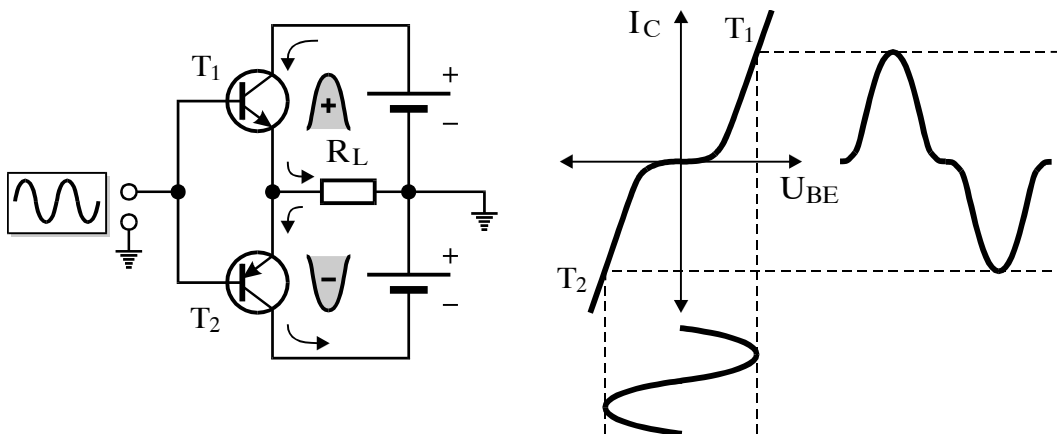
$$\eta = \frac{P_L}{P_{CC}} = \frac{\frac{U_{CC}^2}{8 \cdot R_L}}{\frac{2}{\pi} \cdot \frac{U_{CC}^2}{8 \cdot R_L}} = \frac{\pi}{4} = 0,785$$

Izkoristek ojačenja moči je sedaj največ 78,5%, kar je bistveno več kot v »A« razredu ojačevalnikov.



Slika 4.57. Ojačevalnik v »B« razredu.

Slabost ojačevalnika na sliki 4.57 je v tem, da lahko *nnp* tranzistor ojača le pozitivno polperiodo vhodnega signala. Rešitev je v dveh tranzistorjih, kjer je prvi *nnp* in drugi *pnp*. Tak komplementarni par tranzistorjev lahko ojača obe polperiodi, potrebujemo pa dva napajalna vira.



Slika 4.58. Ojačevalnik v »B« razredu s komplementarnim parom tranzistorjev.

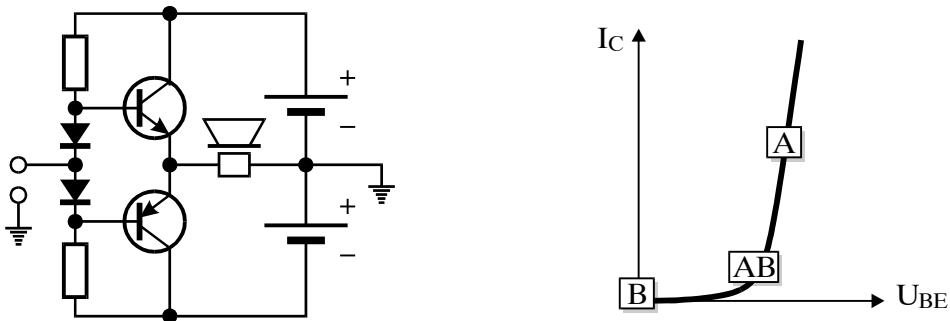
Tranzistorja v vezju na sliki 4.58 sta orientirana s skupnim kolektorjem. To pa zato, ker je taka orientacija tranzistorjev primernejša za krmiljenje bremen z majhno upornostjo, kot je zvočnik. Signal na izhodu je kljub temu popačen.

Razlog je v velikosti prevodne napetosti, ki je potrebna med bazo in emitorjem, da steče kolektorski tok. Šele ko vhodni signal preseže napetost kolena tranzistorjev (za silicij okrog 0,7V), tranzistorja prevajata.

Tranzistor troši manj, če miruje (skozenj ne teče kolektorski tok), ko na vходу ni signala. Ker tako nastavljen tranzistor prevaja le eno polperiodo, potrebujemo za ojačenje obeh polperiod dva komplementarna tranzistorja.

4.8.5. AB razred ojačevalnika

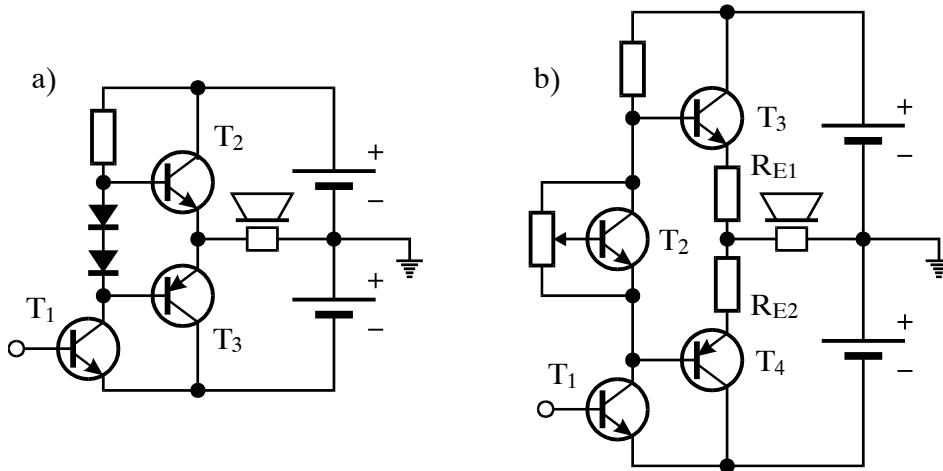
Popačenje v »B« razredu popravimo tako, da postavimo delovno točko tranzistorja nekoliko višje. Ko na vходу ni signala, teče skozi tranzistor majhen kolektorski tok. Če je delovna točka pravilno nastavljena in kolektorski tok dovolj majhen, je izkoristek še vedno zadovoljiv.



Slika 4.59. Ojačevalnik v »AB« razredu.

Tranzistorjem v vezju na sliki 4.59 nastavimo delovno točko s pomočjo uporov ter obeh diod. Diodi služita za pravilno nastavitev delovnih točk. Napetost med bazo in emitorjem posameznega tranzistorja mora biti tolikšna, da je tranzistor na meji prevajanja, okrog 0,7V. Večja napetost bi povzročila prevelik kolektorski tok in segrevanje tranzistorjev, prenizka pa popačenje, ker bi bila tranzistorja preveč zaprta.

V vezju na sliki 4.60 a) krmili vhodni tranzistor T_1 oba izhodna tranzistorja. Ko se tranzistor zaradi pozitivne polperiode vhodnega signala odpira, se znižata napetostna potenciala med bazama in maso obeh končnih tranzistorjev. Zaradi tega se *npn* tranzistor T_2 zapira, *pnp* tranzistor T_3 pa odpira. Nasprotno se zgodi ob negativni polperiodi vhodnega signala.

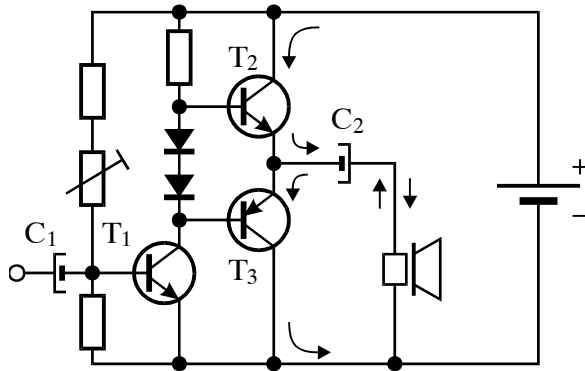


Slika 4.60. Dopolnjena ojačevalnika v AB razredu.

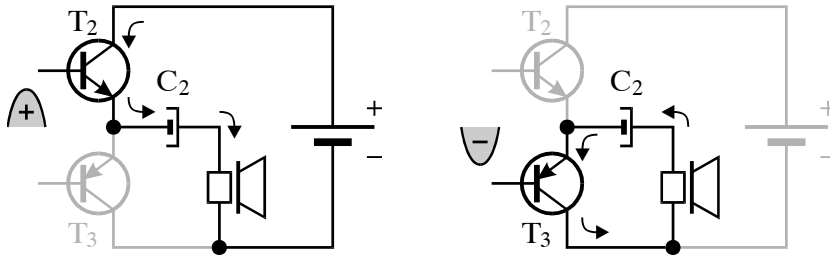
V vezju na sliki 4.60 b) smo obe diodi nadomestili s tranzistorjem T_2 , ki ravno tako dobro obdrži stalno napetost med kolektorjem in emitorjem. Prednost je v tem, da lahko sedaj nastavimo delovno točko končnih tranzistorjev T_3 in T_4 s pomočjo trimmer potenciometra. Na emitorju končnih tranzistorjev sta priključena upora R_{E1} in R_{E2} , ki imata navadno zelo majhno upornost (manjšo kot 1Ω), služita pa za temperaturno stabilizacijo delovne točke.

Do sedaj smo spoznali ojačevalnike s simetričnim napajanjem. Ko pa imamo na razpolago samo en napajalni vir, si moramo pomagati s kondenzatorjem, ki je priključen na izhodu ojačevalnika. Oglejmo si delovanje vezja na sliki 4.62! Ko je *npn* tranzistor T_2 odprt, skozenj teče tok, ki nato pot nadaljuje skozi kondenzator C_2 in zvočnik. Kondenzator se sedaj polni. Ko je odprt *pnp* tranzistor T_3 , se kondenzator C_2 prazni preko tega tranzistorja in zvočnika.

Kondenzator mora imeti dovolj veliko kapacitivnost, da lahko ojačevalnik dela tudi pri dovolj nizkih frekvencah.



Slika 4.61. Vezje ojačevalnika, ki uporablja en vir napajanja.



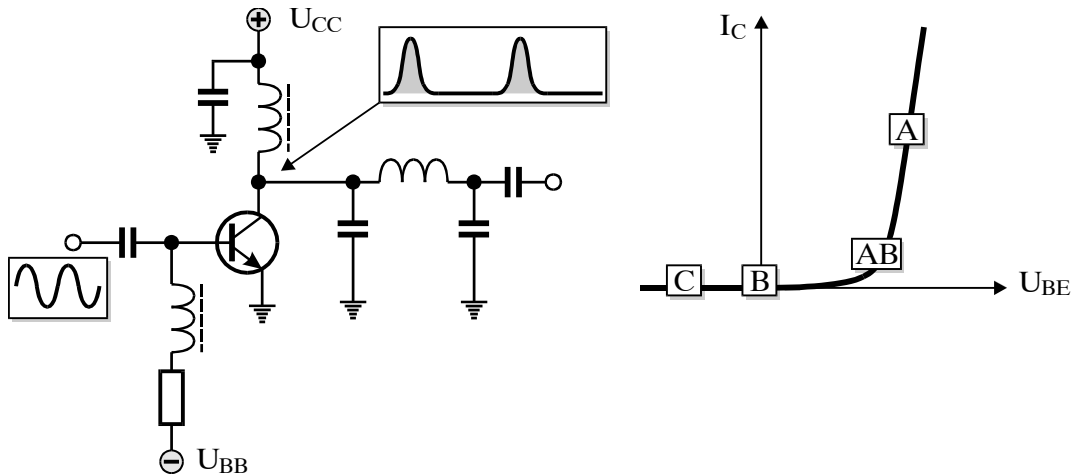
Slika 4.62. Delovanje ojačevalnika s komplementarnimi tranzistorji ob uporabi enega vira napajanja.

Če delovno točko tranzistorja nastavimo nekoliko višje kot pri »B« razredu, se izognemo popačenju, ki nastane zaradi kolenske napetosti tranzistorja.

4.8.6. C razred ojačevalnika

Izkoristek ojačenja moči lahko še dodatno izboljšamo, če je tranzistor odprt krajši čas, kot je trajanje ene polperiode. Tranzistor zato pretvori manj električne energije v toplotno kot sicer. Pri ojačevalniku v »B« razredu prevaja

tranzistor le polovico periode, v »C« razredu pa še manj. To pomeni, da je delovna točka tranzistorja nastavljena v področju zaporne napetosti med bazo in emitorjem. Take ojačevalnike uporabimo najpogosteje pri močnostnih izhodnih stopnjah radijskih oddajnikov ter pri množilnikih frekvence. Seveda tako vezje signal popači (govorimo o nelinearnem popačenju), zato se na izhodu pojavijo višjeharmonski signali, ki jih moramo s pomočjo selektivnih filtrov odstraniti.



Slika 4.63. Ojačevalnik v »C« razredu.

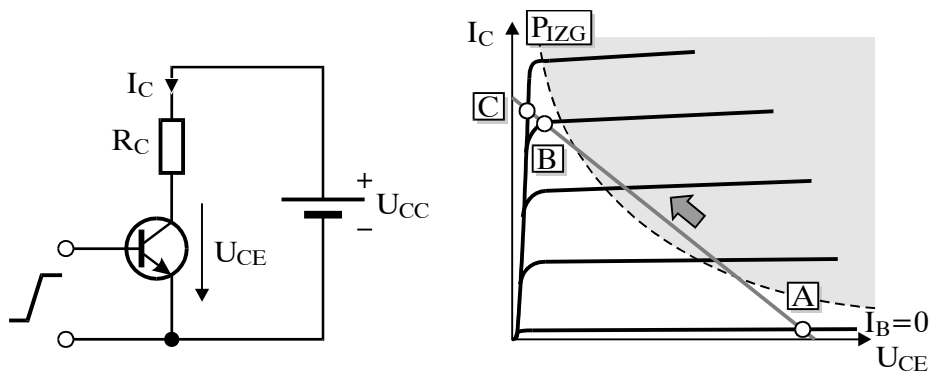
Še boljši izkoristek moči dobimo v primeru, ko tranzistor prevaja le del ene polperiode. Tak ojačevalnik srečamo le pri radijskih oddajnikih.

4.9. PREKLOPNE LASTNOSTI TRANZISTORJA

Od elektronskega stikala pričakujemo dvoje: odprto in zaprto stanje. Pri tem sta zelo pomembna potrošnja moči ter podatek, koliko časa porabi tranzistor, da preklopi iz enega v drugo stanje.

Če baznega toka ni, potem se tranzistor nahaja v točki A v diagramu na sliki 4.64 – teče le tok nasičenja I_{CE0} . Ko na vходу steče bazni tok, tranzistor

odpremo. Delovna točka se dvigne po delovni premici navzgor do točke B. Napetost med kolektorjem in emitorjem je blizu področja nasičenja, zato je tranzistor izkrmiljen. Če dodatno povečujemo bazni tok na vhodu, se kolektorski tok bistveno ne poveča. Tranzistor je v področju nasičenja, zato je prekrmljen (točka C).



Slika 4.64. Tranzistor v vlogi stikala.

Potrošnja električne moči tranzistorja je v enem ali drugem stanju zelo majhna. Ko je tranzistor zaprt, je vsa napajalna napetost med kolektorjem in emitorjem, kolektorski tok je zanemarljiv. Ko pa tranzistor prevaja, je kolektorski tok skozenj dovolj velik, padec napetosti pa pri vrednosti nasičenja. Tranzistor troši največ moči takrat, ko je delovna točka na sredini delovne premice. To pa zato, ker je produkt napetosti in toka tam največji. Ko tranzistor odpiramo, se delovna točka pomika po delovni premici navzgor. Na začetku se giblje proti polovici delovne premice, kjer je potrošnja tranzistorja največja, nato nadaljuje pot navzgor in se od sredine oddaljuje. Tranzistor se bo najbolj segrel ravno pri preklopu. Večje število preklonov v časovni enoti pomeni, da bo morala delovna točka pogostokrat skozi sredino delovne premice in tranzistor se bo čedalje bolj segreval. Zato je segrevanje tranzistorja pri preklonih vezjih odvisno od števila preklonov v časovni enoti.

Ker delovna točka pri preklopu tranzistorja zelo naglo prečka sredino delovne premice, lahko tranzistor nastavimo tako, da delovna premica seka krivuljo največje dopustne izgubne moči P_{TOT} (glej diagram na sliki 4.64). Delovna

točka se tako med preklopom znajde v področju, kjer je izgubna moč na tranzistorju večja od dopustne, a le za kratek čas, zato se tranzistor ne pregreje. To pomeni, da lahko uporabimo tudi šibkejši tranzistor. Pri slabi temperaturni stabilizaciji lahko segrevanje tranzistorja privede do termičnega pobega (angl. thermal runaway). Ko je na vhodu tranzistorja tok nič, teče skozi kolektor le manjši tok nasičenja I_{CE0} . Tranzistor troši tedaj moč približno $P \approx I_{CB0} \cdot U_{CC}$, ki je na začetku majhna (točka »A« na sliki 4.64). Zaradi segrevanja pa se tok nasičenja veča, zato se poveča tudi potrošena moč na tranzistorju. Temperatura tranzistorja se zato dvigne, posledica pa je večji tok nasičenja. Delovna točka se premika po delovni premici navzgor, dokler ne doseže največje dopustne izgubne moči, kjer se tranzistor pregreje in uniči.

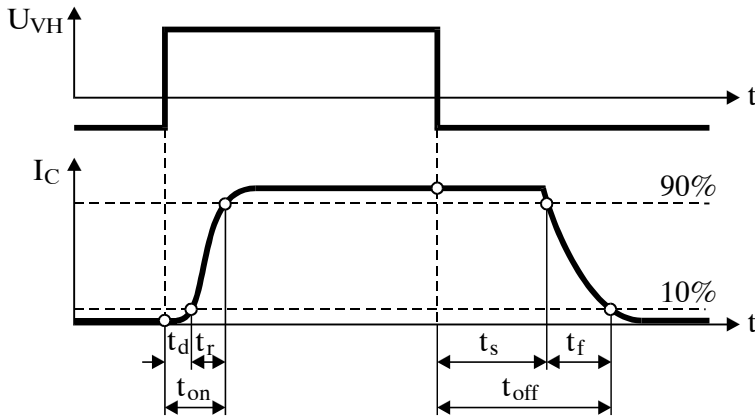
Pri stikalnem obratovanju lahko izgubno moč tranzistorja nekajkrat prekoračimo. Delovna točka pri preklopu potuje skozi področje, kjer je izgubna moč večja, kot je dovoljena, vendar se prehod traja le kratek čas. Če je preklop dovolj hiter, se tranzistor ne uspe toliko segreti, da bi se uničil.

Proizvajalci ponujajo v katalogih vrsto podatkov, ki govorijo o preklopnih lastnostih tranzistorjev. Poleg tega je končna oblika signala odvisna tudi od vrste bremena. Oglejmo si oboje.

4.9.1. Preklopni časi

Ko tranzistor vklopimo, zaradi svoje kapacitivnosti ne more v hipu prevajati. Tako preteče nekaj časa, preden prispejo elektrine iz emitorja v kolektor. Ta čas se imenuje čas zakasnitve vzpona (delay time) t_d . Čas, v katerem kolektorski tok nato naraste od 10% do 90%, pa imenujemo čas vzpona (rise time) t_r .

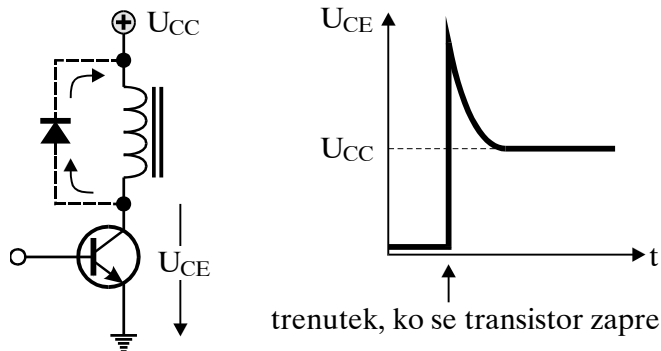
Ko tranzistor prevaja, prehaja skozi bazo pri $n\text{pn}$ tranzistorju veliko število elektronov, ki so v bazi manjšinski nosilci elektrine. V trenutku, ko tranzistor zapremo, jih ostane v bazi določeno število. Ker je med kolektorjem in bazo zaporna napetost, ti elektroni še vedno pritekajo v kolektor. To pomeni, da tudi po preklopu še nekaj časa teče kolektorski tok. Temu pravimo zakasnilni čas zaradi kopičenja naboja (storage time) t_s in je kar nekajkrat večji od vseh ostalih zakasnilnih časov. Čas, v katerem kolektorski tok nato pade iz 90% na 10%, imenujemo čas upadanja (fall time) t_f .



Slika 4.65. Časi zakasnitve tranzistorja.

4.9.2. Induktivno breme

Induktivno breme tranzistorja je lahko rele, tuljava elektromotorja in podobno. Zaradi induktivnosti se ta bremena obnašajo drugače kot ohmska. Indukcijski zakon pravi, da se v vsakem ovoju pojavi električna napetost, če se v njem spreminja magnetni pretok. V trenutku preklopa tranzistorja se kolektorski tok skokovito spremeni, zato se spremeni tudi magnetni pretok v tuljavi. Inducira se lastna napetost tuljave, ki temu toku nasprotuje.

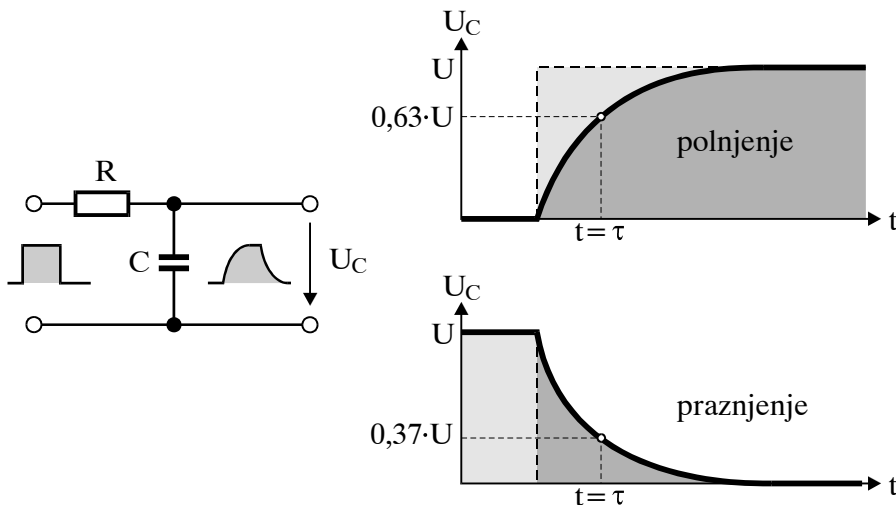


Slika 4.66. Delovanje tranzistorja z induktivnim bremenom.

Posebej nevaren je trenutek, ko prekinemo kolektorski tok. Zaradi tega v tuljavi naglo upade magnetni pretok, ki povzroči, da se v ovojih inducira napetost. Ta je na kolektorju pozitivna in ima vrednost $R \cdot I_C$. Napetost med kolektorjem in emitorjem tranzistorja je sedaj enaka seštevku napajalne napetosti in inducirane napetosti tuljave. Če presežemo dopustno temensko vrednost napetosti tranzistorja, le-ta prebije. Temu se izognemo tako, da vzporedno s tuljavo vežemo diodo, kot kaže vezje na sliki 4.66). Dioda je obrnjena tako, da kratko sklene tuljavo, ko se v njej pojavi inducirana napetost.

4.9.3. Kapacitivno breme

Kapacitivno breme povzroči, da se v njem nabira elektrina, ki se kasneje prazni preko tranzistorja in onemogoči hipne spremembe napetosti. Napetost na izhodu tranzistorja ne more slediti kolektorskemu toku. Kapacitivno breme lahko povzročijo tudi dolgi vodniki ali vhodna kapacitivnost naslednje stopnje. Oglejmo si odziv kapacitivnega bremena na vhodni signal pravokotne oblike.



Slika 4.67. Potek polnjenja in praznjenja kondenzatorja.

Čas polnjenja in praznjenja kondenzatorja je izpeljan s pomočjo dejstva, da je tok, ki teče skozi kondenzator, enak produktu kapacitivnosti in hitrosti spre-

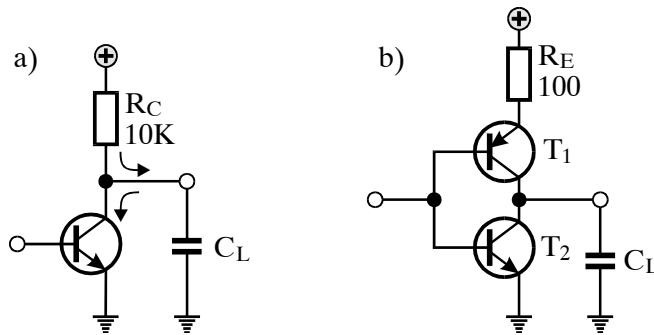
membe napetosti na kondenzatorju. Enačbi za trenutno napetost na kondenzatorju sta:

$$u_C = U \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right), \quad \text{ko se kondenzator polni,}$$

$$u_C = U \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}, \quad \text{ko se kondenzator prazni,}$$

kjer je τ časovna konstanta in znaša: $\tau = R \cdot C$. To pomeni, da je hitrost polnjenja in praznjenja odvisna le od produkta kapacitivnosti kondenzatorja in upornosti, skozi katero se kondenzator polni ali prazni.

Ker je kondenzator na začetku prazen, je na njem napetost 0. Zaradi tega teče v kondenzator tok, ki ga omejuje upor. Kondenzator se postopoma polni, napetost na njem narašča, medtem ko padec napetosti in tok skozi upor upadata. Pri praznjenju je tok na začetku največji in teče skozi upor v nasprotno smer. Napetost na kondenzatorju upada, dokler ne doseže 0V.



Slika 4.68. Krmiljenje kapacitivnega bremena s tranzistorji.

V vezju na sliki 4.68 a) se kondenzator C polni skozi kolektorski upor R_C in prazni skozi tranzistor. Ker je upornost kolektorskega upora navadno mnogo večja kot je upornost odprtega tranzistorja, se kondenzator neprimerno več časa polni kot prazni. Zato je vezje na sliki 4.68 b) boljše, saj se kondenzator

sedaj polni preko tranzistorja (T_I), ki ima mnogo manjšo upornost, ko je odprt.

Primer

Kondenzator kapacitivnosti $C=10\text{nF}$ se polni preko prvega upora z upornostjo $R_1=100\text{k}\Omega$, prazni pa preko drugega upora z upornostjo $R_2=40\text{k}\Omega$. Izračunajmo čas naraščanja t_R in čas upadanja t_F napetosti na kondenzatorju!

Čas naraščanja merimo od trenutka, ko napetost doseže 10%, do trenutka, ko doseže 90% celotne napetosti:

$$\frac{u_C}{U} = 1 - e^{\frac{-t_1}{R \cdot C}}$$

$$\frac{-t_1}{R \cdot C} = \ln\left(1 - \frac{u_C}{U}\right)$$

$$t_1 = -R_1 \cdot C \cdot \ln(0,9) = -100\text{k}\Omega \cdot 10\text{nF} \cdot (-0,1) = 0,1\text{ms}$$

$$t_2 = -R_1 \cdot C \cdot \ln(0,1) = -100\text{k}\Omega \cdot 10\text{nF} \cdot (-2,3) = 2,3\text{ms}$$

$$t_R = t_2 - t_1 = 2,3\text{ms} - 0,1\text{ms} = 2,2\text{ms}$$

Čas upadanja pa merimo od trenutka, ko napetost pade na 90%, do trenutka, ko upade na 10% celotne napetosti:

$$\frac{u_C}{U} = e^{\frac{-t_1}{R \cdot C}}$$

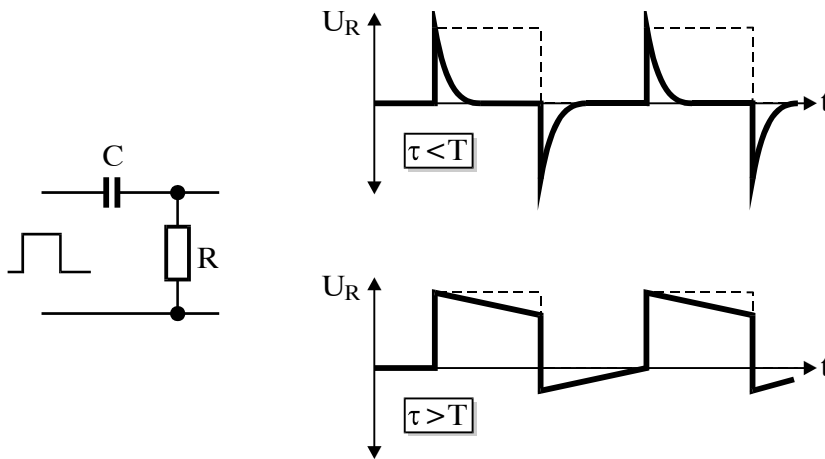
$$\frac{-t_1}{R \cdot C} = \ln\left(\frac{u_C}{U}\right)$$

$$t_1 = -R_2 \cdot C \cdot \ln(0,9) = -40\text{k}\Omega \cdot 10\text{nF} \cdot (-0,1) = 0,04\text{ms}$$

$$t_2 = -R_2 \cdot C \cdot \ln(0,1) = -40\text{k}\Omega \cdot 10\text{nF} \cdot (-2,3) = 0,92\text{ms}$$

$$t_F = t_2 - t_1 = 0,92\text{ms} - 0,04\text{ms} = 0,88\text{ms}$$

Na sliki 4.69 vidimo vpliv sklopnega kondenzatorja na obliko pravokotnega vhodnega signala. Ko je kondenzator prazen, teče skozenj največji tok, ki je omejen z uporom. V času polnjenja napetost na kondenzatorju narašča, padec napetosti na uporu pa zaradi tega upada proti ničli. Ko se kondenzator popolnoma napolni, je padec napetosti na njem enak celotni vhodni napetosti, zato je na uporu napetost 0V in tok več ne teče. Ko pa se kondenzator prazni, teče tok v obratno smer, zato ima izhodna napetost nasproten predznak. Tok ponovno pade na nič, ko se kondenzator popolnoma izprazni. V vezju na sliki 4.69 je v prvem primeru časovna konstanta $R \cdot C$ manjša, v drugem primeru pa večja od trajanja polperiode pravokotnega signala.



Slika 4.69. Oblika signala na izhodu vezja, vzbujenega s signalom pravokotne oblike.

VPRAŠANJA

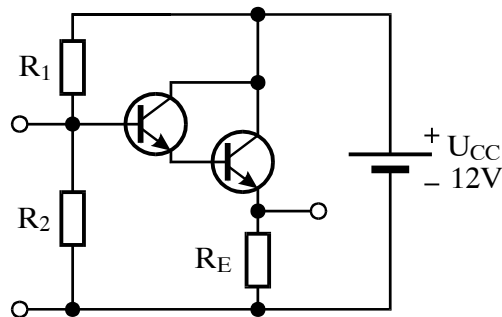
1. Kaj pomeni, da je tranzistor »*pnp*« tipa?
2. V katero smer moramo priključiti emitorski in kolektorski spoj pri bipolarnem tranzistorju, da bo deloval v aktivnem področju?
3. Zaradi česa teče skozi kolektorski spoj električni tok, kljub temu, da ga priključimo v zaporno smer?
4. Kaj je α ? Kolikšno vrednost ima? Ali je lahko večji od 1?
5. V kakšni povezavi sta si α in β pri bipolarnem tranzistorju?
6. Kaj je tok nasičenja? Kako ga označimo in od česa je najbolj odvisen?
7. Naštej vse orientacije tranzistorja! Zakaj jih tako poimenujemo?
8. Zakaj potrebujemo nadomestna vezja? Nariši preprosto nadomestno vezje za bipolarni tranzistor!
9. Kaj nam pove parameter h_{fe} ?
10. Kaj je področje nasičenja tranzistorja?
11. Kaj je enosmerna delovna točka in zakaj jo moramo nastavljanje? Na kakšen način jo nastavimo?
12. Kaj se zgodi, če delovno točko tranzistorja nastavimo z baznim uporom, kot na sliki 4.20, β tranzistorja pa je večji, kot smo pričakovali?
13. Zakaj moramo delovno točko pri tranzistorju stabilizirati?
14. Razloži, kako deluje stabilizacija delovne točke z emitorskim uporom! Čemu v takem vezju služi emitorski kondenzator?
15. Opiši prednosti in slabosti posameznih orientacij tranzistorja!
16. Čemu služi diferencialni ojačevalnik? Kako deluje?
17. Zakaj diferencialni ojačevalnik izboljšamo s tokovnim generatorjem in kaj je faktor rejekcije ali CMRR?
18. Zakaj moramo vhodno upornost ojačevalnikov prilagoditi upornosti generatorja?
19. Kakšna je prednost in kakšna slabost enosmerno povezanih ojačevalnikov? Kaj moramo paziti pri taki povezavi?
20. Kaj je Darlingtonovo vezje?

21. Čemu služi sklopni kondenzator med posameznimi ojačevalnimi stopnjami?
22. Kako vplivajo sklopni kondenzatorji na frekvenčno karakteristiko ojačevalnika? Kaj se zgodi, če nižamo kapacitivnost teh kondenzatorjev?
23. Čemu tuljava namesto kolektorskega upora ojačevalnika?
24. Zakaj v ojačevalnikih uporabljamo selektivne transformatorje?
25. Opiši, kako nastane šum v ojačevalnikih!
26. Kakšen vpliv imata kapacitivnosti tranzistorja na ojačenje?
27. Kaj je skrajna frekvenca tranzistorja?
28. Kako deluje kaskadni ojačevalnik? Zakaj je primernejši za višje frekvence?
29. Kaj je izkoristek ojačenja moči pri močnostnih ojačevalnikih?
30. Zakaj nastane nelinearno popačenje?
31. Zakaj delimo ojačevalnike v razrede? Kakšne so razlika med posameznimi razredi?
32. Zakaj je izkoristek ojačenja moči boljši v »B« od tistega v »A« razredu?
33. Zakaj v »B« razredu potrebujemo dva komplementarna tranzistorja?
34. Kako deluje ojačevalnik v »AB« razredu, če imamo na voljo en sam napajalni vir?
35. Zakaj nastane zakasnitev pri preklopu bipolarnega tranzistorja?

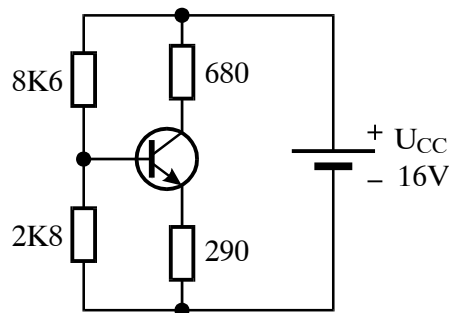
NALOGE

1. Kolikšen je kolektorski tok tranzistorja, če je $I_B=0,3\text{mA}$, $\beta=120$ in $I_{CB0}=40\mu\text{A}$? (Odg.: 40,84mA)
2. Kolikšna je transkonduktanca tranzistorja g_m , če je $I_E=8\text{mA}$ in $\beta=120$ (termična napetost znaša 25mV)? (Odg.: 320mS)
3. Pri tranzistorju v orientaciji s skupnim emitorjem sta parametra $h_{fe}=120$ in $h_{ie}=1\text{k}\Omega$, upornost bremena pa je 2k Ω . Izračunajte A_I , A_U , R_{VH} in R_{IZH} ! (Odg.: -120, -240, 1k Ω , ∞)
4. Izračunajte upornost kolektorskega R_C in baznega upora R_B v vezju na sliki 4.20 tako, da bo delovna točka tranzistorja pri $U_{CE}=4\text{V}$ in $I_C=5\text{mA}$! $U_{CC}=12\text{V}$ in $\beta=120$. (Odg.: 1,6k Ω , 271k Ω)

5. Izračunajte upornosti uporov R_{C1} , R_{E1} in R_{E2} v vezju na sliki 4.40 tako, da bo delovna točka pri obeh tranzistorjih na sredini. Podatki: $I_{C1}=5\text{mA}$, $\beta_1=120$, $I_{C2}=10\text{mA}$, $\beta_2=80$ in $U_{CC}=16\text{V}$! (Odg.: $1,4\text{k}\Omega$, 140Ω , 800Ω)
6. Kolikšno je napetostno ojačenje iz predhodnega primera, če so parametri: $h_{fe1}=120$, $h_{ie1}=1\text{k}\Omega$, $h_{fe2}=80$ in $h_{ie2}=1\text{k}\Omega$? (Odg.: ≈ 9)
7. Izračunajte upornosti uporov R_1 , R_2 in R_E spodnjega vezja tako, da bo $I_{E2}=240\mu\text{A}$ in delovna točka drugega tranzistorja na sredini delovne premice ($\beta_1=100$, $\beta_2=60$)! Kolikšna je približno vhodna upornost ojačevalnika? (Odg: $10,4\text{k}\Omega$, $18,5\text{k}\Omega$, 25Ω , $6,37\text{k}\Omega$)




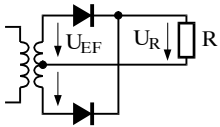
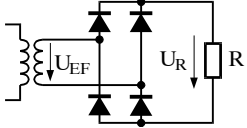
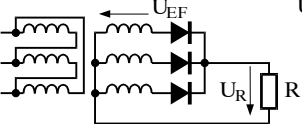
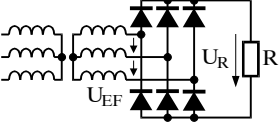
8. Izračunajte, kolikšno izgubno moč troši tranzistor v danem vezju, če je $\beta=80$! (Odg.: $59,5\text{mW}$)



9. Ojačevalnik ima na izhodu selektivni transformator (glej sliko 4.47) s podatki: $C=470\text{pF}$ in $L=50\mu\text{H}$. Kolikšna je resonančna frekvenca nihajnega kroga in kolikšni zgornja in spodnja mejna frekvenca, če ima nihajni krog pri resonančni frekvenci upornost $R=10\text{k}\Omega$? (Odg.: 1,038MHz, 1,055MHz, 1,021MHz)
10. Na izhodu ojačevalnika je narastel signal z 12mV na 17mV. Za koliko decibelov se je signal povečal? (Odg.: 3dB)
11. Ojačevalnik s pasovno širino 10kHz ima v vezju upor z upornostjo 5k Ω . Kolikšno šumno napetost povzroči termični šum na upor pri temperaturi 25°C? (Odg.: 0,9 μV)
12. Kolikšna je zgornja mejna frekvenca tranzistorja, če je $h_{fe}=120$ in $f_T=10\text{MHz}$? (Odg.: 83kHz)
13. Kolikšna je lahko največja (teoretična) moč na izhodu ojačevalnika v AB razredu pri napajalni napetosti 24V in upornosti bremena 8 Ω ? (Odg: 9W)

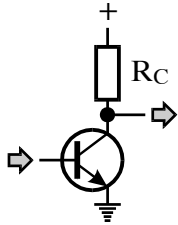
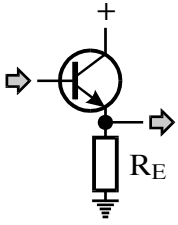
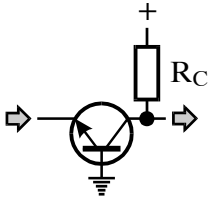
TABELE

10.1. USMERNIKI

<i>Vezje</i>	$\frac{U_{EF}}{U_R}$	$\frac{U_{DZ}}{U_R}$	$\frac{I_{DM}}{I_R}$	η	f_{BR}
	2,22	3,45	1,0	1,21	50Hz
	1,11	3,45	0,5	0,48	100Hz
	1,11	1,73	0,5	0,48	100Hz
	0,86	2,3	0,33	0,18	150Hz
	0,74	1,15	0,33	0,042	300Hz

U_{DZ} zaporna konična napetost na diodah, I_{DM} trajni mejni tok diod, η valovitost, f_{BR} frekvenca nihanja napetosti na izhodu.

10.2. ORIENTACIJE BIPOLARNEGA TRANZISTORJA

<i>Orient.</i>	skupni emitor	skupni kolektor	skupna baza
<i>Shema</i>			
R_{VH}	$h_{ie} \approx \beta \cdot r_E$	$h_{ie} + (1 + h_{fe}) \cdot R_E \approx \beta \cdot (r_E + R_E)$	$\frac{h_{ie}}{1 + h_{fe}} \approx r_E$
R_{IZH}	R_C	$\frac{R_G + h_{ie}}{1 + h_{fe}} \parallel R_E \approx r_E \parallel R_E$	R_C
A_I	$-h_{fe} = -\beta$	$1 + h_{fe} = 1 + \beta$	$-h_{fb} = -\alpha$
A_U	$-\frac{h_{fe} \cdot R_C}{h_{ie}} \approx -\frac{R_C}{r_E}$	$\frac{(h_{fe} + 1) \cdot R_E}{h_{ie} + (h_{fe} + 1) \cdot R_E} \approx 1$	$h_{fe} \cdot \frac{R_C}{h_{ie}} \approx \frac{R_C}{r_E}$

R_C in R_E sta celotni bremeni na izhodu tranzistorja, R_G je upornost generatorja. Približek za notranjo upornost emitorja r_E se izračuna po enačbi:

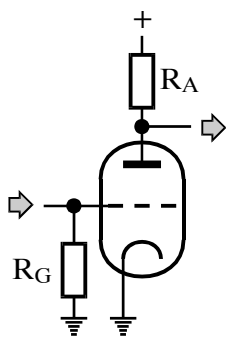
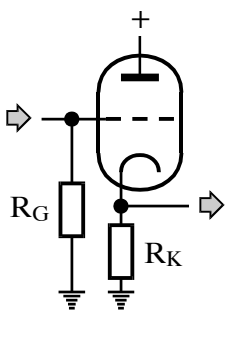
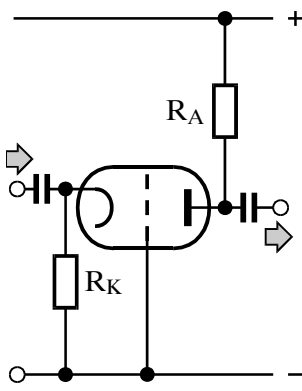
$$r_E = \frac{U_T}{I_E} \cong \frac{25\text{mV}}{I_E}$$

10.3. ORIENTACIJE UNIPOLARNEGA TRANZISTORJA

<i>Orient.</i>	skupni izvor	skupni ponor	skupna vrata
<i>Shema</i>			
R_{VH}	R_G	R_G	$R_S + \frac{1}{g_m}$
R_{IZH}	R_D	$\frac{R_S}{1 + g_m \cdot R_S}$	R_D
A_U	$-g_m \cdot R_D$	$\frac{g_m \cdot R_S}{1 + g_m \cdot R_S} \approx 1$	$\frac{g_m \cdot R_D}{1 + g_m \cdot R_S}$

R_D in R_S sta celotni bremeni na izhodu tranzistorja.

10.4. ORIENTACIJE VAKUUMSKE TRIODE

<i>Orient.</i>	skupna katoda	skupna anoda	skupna mrežica
<i>Shema</i>			
R_{VH}	R_G	R_G	R_K
R_{IZH}	$r_A \parallel R_A$	$1/g$	$g \cdot R_A$
A_U	$g \cdot r_A \parallel R_A$	< 1	$g \cdot r_A \parallel R_A$

R_A je celotna izhodna upornost triode.

10.5. POGOSTO UPORABLJENE ENAČBE

10.5.1. Diode

$$U_T = \frac{k \cdot T}{q}$$

termična napetost, ki znaša pri sobni temperaturi 25mV,

$$r \cong \frac{U_T}{I_D} = \frac{25\text{mV}}{I_D}$$

diferencialna upornost diode v prevodni smeri,

$$P_{TOT} = \frac{T_J - T_A}{\Theta_{TOT}}$$

izgubna moč diode.

10.5.2. Usmerniki

$$U_{EF} = \frac{U_{MAX}}{\sqrt{2}}$$

efektivna vrednost napetosti,

$$U_{SR} = \frac{U_{MAX}}{\pi}$$

srednja vrednost napetosti na izhodu polvalnega usmernika,

$$U_{SR} = 2 \cdot \frac{U_{MAX}}{\pi}$$

srednja vrednost napetosti na izhodu polnovalnega usmernika,

$$FR = \frac{U_R}{U_{SR}}$$

faktor valovitosti,

$$FF = \frac{U_{EF}}{U_{SR}}$$

faktor oblike,

$$\eta = \frac{P_{IZH}}{P_{VH}} \cdot 100$$

učinkovitost.

10.5.3. Bipolarni tranzistor

$$\alpha = \frac{I_C}{I_E} = \frac{\beta}{1 + \beta}$$

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

$$I_E = I_C + I_B$$

$$I_C = \alpha \cdot I_E + I_{CB0} \text{ ali}$$

$$I_C = \beta \cdot I_B + (\beta + 1) \cdot I_{CB0}$$

$$I_{CE0} = (\beta + 1) \cdot I_{CB0}$$

$$r_{BE} = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B} \cong \beta \cdot \frac{k \cdot T}{q \cdot I_E} = \beta \cdot \frac{U_T}{I_E}$$

$$r_E = \frac{k \cdot T}{e \cdot I_E} \cong \frac{25 \text{ mV}}{I_E}$$

$$A_U = -\frac{h_{fe} \cdot R_C}{h_{ie}} \approx -\frac{R_C}{r_E}$$

kratkostični tokovni ojačevalni faktor za tranzistor v orientaciji s skupno bazo,

kratkostični tokovni ojačevalni faktor za tranzistor v orientaciji s skupnim emitorjem,

vsota tokov tranzistorja,

kolektorski tok,

kolektorski tok nasičenja pri odprtih vhodnih sponkah,

diferencialna upornost med bazo in emitorjem,

diferencialna upornost emitorja,

napetostno ojačenje tranzistorja v orientaciji s skupnim emitorjem (brez emitorskega upora)

10.5.4. Unipolarni tranzistorji

$$I_{DS} \cong I_{DSS} \cdot \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P}\right)^2$$

$$g_m = g_{m0} \cdot \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P}\right)$$

$$g_m = g_{m0} \cdot \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}}$$

ponorski tok nasičenja,

transkonduktanca

transkonduktanca

$$g_{mo} = -\frac{2 \cdot I_{DSS}}{U_P}$$

največja transkonduktanca,

$$A_U = -g_m \cdot R_D$$

napetostno ojačenje.

10.5.5. Operacijski ojačevalnik

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

ojačenje invertirajočega ojačevalnika,

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

ojačenje neinvertirajočega ojačevalnika,

$$CMRR = 20 \cdot \log \frac{A_{PR}}{A_{SOF}}$$

faktor rejekcije, kjer je A_{PR} protifazno ojačenje in A_{SOF} sofazno ojačenje.

10.5.6. Vakuumske elektronke

$$\frac{g \cdot r_A}{\mu} = 1$$

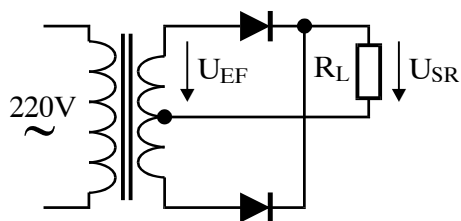
Barkhausenova enačba,

$$A_U = g \cdot r_A \parallel R_A$$

napetostno ojačenje ojačevalnika s skupno katodo.

10.6. ENAČBE ZNAČILNIH VEZIJ

10.6.1. Polnovalni usmernik s sredinskim odcepom



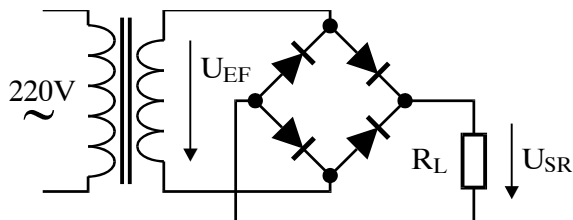
$$U_{SR} = 2 \cdot \frac{U_{MAX}}{\pi}$$

$$U_{MAX} = U_{EF} \cdot \sqrt{2}$$

$$U_{RRM} = 2 \cdot U_{MAX}$$

$$I_D = \frac{U_{SR}}{R_L}$$

10.6.2. Polnovalni mostični usmernik



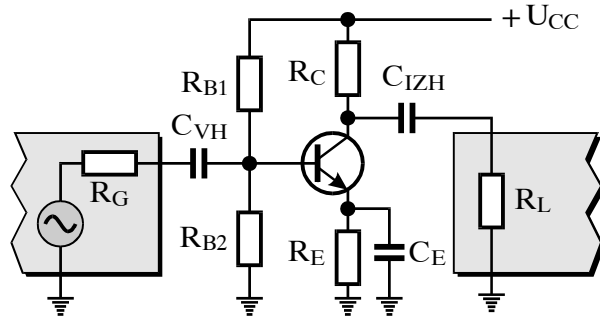
$$U_{SR} = 2 \cdot \frac{U_{MAX}}{\pi}$$

$$U_{MAX} = U_{EF} \cdot \sqrt{2}$$

$$U_{RRM} = U_{MAX}$$

$$I_D = \frac{U_{SR}}{R_L}$$

10.6.3. Ojačevalnik z bipolarnim npn tranzistorjem



$$R_C = \frac{U_{CC} - U_{CE} - U_{RE}}{I_C}$$

$$R_E = \frac{U_{RE}}{I_E}$$

$$R_{B1} = \frac{U_{CC} - U_{BE} - U_{RE}}{I_P + I_B}$$

$$R_{B2} = \frac{U_{BE} + U_{RE}}{I_P}$$

$$C_{VH} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_L \cdot (R_G + R_{VH})}$$

$$C_{IZH} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_L \cdot (R_C + R_L)}$$

$$R_{VH} = R_{B1} \parallel R_{B2} \parallel h_{ie}$$

$$A_U = - \frac{h_{fe} \cdot R_C \parallel R_L}{h_{ie}}$$

Posplošitve:

$$U_{RE} = \frac{U_{CC}}{10}$$

$$I_P = 10 \cdot I_B$$

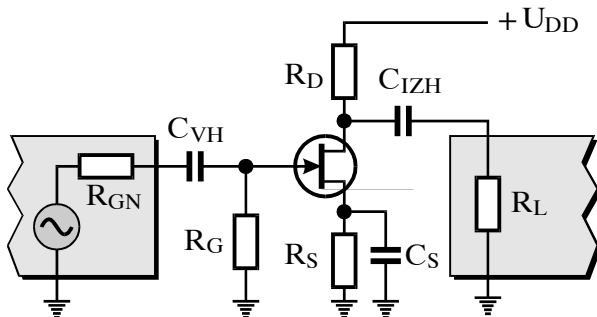
$$U_{BE} \cong 0,7V \text{ (Si)}$$

$$h_{fe} = \beta$$

$$h_{ie} \approx \beta \cdot r_E$$

$$r_E \approx \frac{25mV}{I_E}$$

10.6.4. Ojačevalnik z JFET



$$R_D = \frac{U_{DD} - U_{DS} - U_{RS}}{I_D}$$

$$R_S = \frac{U_{GS}}{I_D}$$

$$g_m = g_{mo} \cdot \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P}\right) = g_{mo} \cdot \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}}$$

$$g_{mo} = -\frac{2 \cdot I_{DSS}}{U_P}$$

$$C_{VH} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_L \cdot (R_{GN} + R_G)}$$

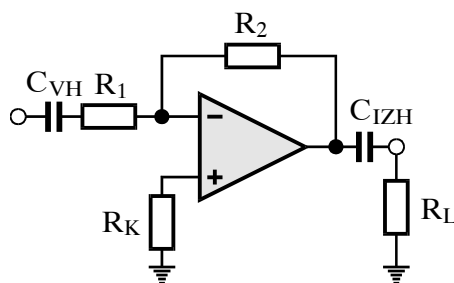
$$C_{IZH} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_L \cdot (R_D + R_L)}$$

$$R_{VH} = R_G$$

$$A_U = -g_m \cdot R_D \parallel R_S$$

10.6.5. Operacijski ojačevalnik

Invertirajoči
ojačevalnik



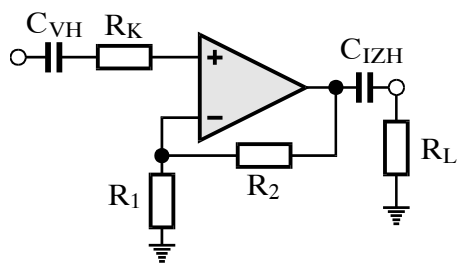
$$A_U = -\frac{R_2}{R_1}$$

$$C_{VH} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_L \cdot R_1}$$

$$C_{IZH} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_L \cdot R_L}$$

$$R_K = R_1 \parallel R_2$$

Neinvertirajoči
ojačevalnik



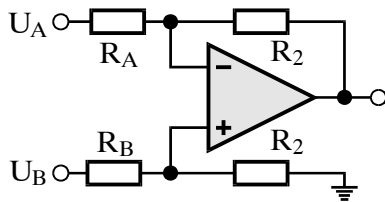
$$A_U = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

$$C_{VH} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_L \cdot R_K}$$

$$C_{IZH} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_L \cdot R_L}$$

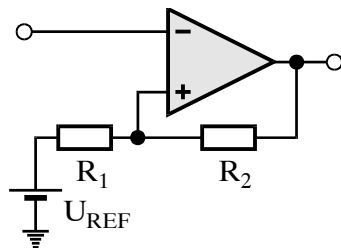
$$R_K = R_1 \parallel R_2$$

Odštevalnik



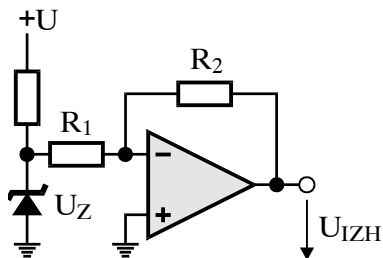
$$U_{IZH} = R_2 \cdot \left(\frac{U_B}{R_B} - \frac{U_A}{R_A} \right)$$

Primerjalnik s
histerezo
(Schmittovo vezje)



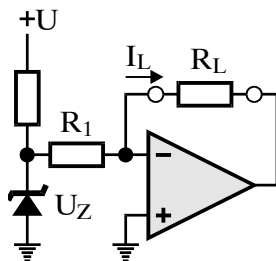
$$\Delta U_{VH} = \Delta U_{IZH} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Generator
konstantne
napetosti



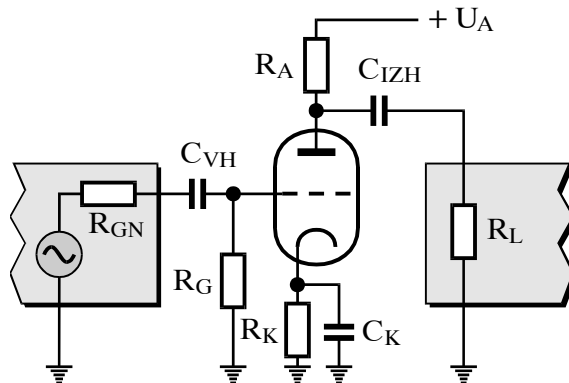
$$U_{IZH} = -U_Z \cdot \frac{R_2}{R_1}$$

Generator
konstantnega toka



$$I_L = \frac{U_Z}{R_1}$$

10.6.6. Vakuumska trioda



$$R_A = \frac{U_A - U_{AK} - U_{RK}}{I_A}$$

$$R_K = \frac{U_{GK}}{I_A}$$























$$A_U = -g \cdot r_A \parallel R_A \parallel R_L$$

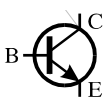
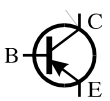
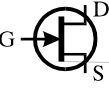
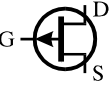




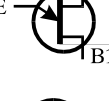
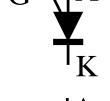



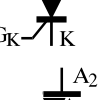
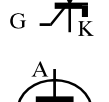
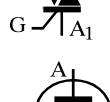
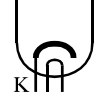
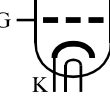
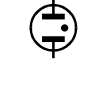
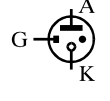
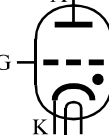

$$\frac{g \cdot r_A}{\mu} = 1$$

$$C_{VH} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_L \cdot (R_{GN} + R_G)}$$

$$C_{IZH} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_L \cdot (r_A \parallel R_A + R_L)}$$

10.7. SIMBOLI

	ohmski upor		dioda
	spremenljivi upor (potenciometer)		prebojna dioda
	nastavljivi (trimer) upor		kapacitivna (varicap) dioda
	kondenzator		Schottkyjeva dioda
	spremenljivi (vrtljivi) kondenzator		tunelska dioda
	nastavljivi (trimer) kondenzator		svetleča (LED) dioda
	elektrolitski kondenzator		foto dioda
	dušilka		diodni tiristor
	dušilka s feritnim jedrom		diac
	vir izmeničnega signala		idealni napetostni generator
	napetostni vir		idealni tokovni generator

	bipolarni <i>n</i> pn tranzistor		bipolarni <i>p</i> np tranzistor
	unipolarni JFET s kanalom <i>n</i> tipa		unipolarni JFET s kanalom <i>p</i> tipa
	MOSFET z induciranim <i>n</i> kanalom		MOSFET z induciranim <i>p</i> kanalom
	MOSFET z vgrajenim <i>n</i> kanalom		MOSFET z vgrajenim <i>p</i> kanalom
	enospojni tranzistor UJT		tranzistor z možnostjo programiranja PUT
	dvosmerna dioda		tiristor
	ugasljivi tiristor GTO		tetrodni tiristor SCS
	zaporno prevodni tiristor RCT		triac
	vakuumska dioda		vakuumska trioda
	tlivka		tlivka s tremi elektrodami
	tiratron		ignitron

10.8. PREDPONE

<i>predpona</i>	<i>faktor</i>	<i>simbol</i>
exa	10^{18}	E
peta	10^{15}	P
tera	10^{12}	T
giga	10^9	G
mega	10^6	M
kilo	10^3	k
mili	10^{-3}	m
mikro	10^{-6}	μ
nano	10^{-9}	n
piko	10^{-12}	p
femto	10^{-15}	f
ato	10^{-18}	a

INDEKSNO KAZALO

A

α , 73, 79
 A razred, 140, 247
 AB razred, 144, 247
 akceptor, 20
 aktivni elementi, 1
 aktivno področje tranzistorja, 71
 amplitudno popačenje, 139
 analogno stikalo, 53
 anoda, 25, 190, 240
 atom, 15, 17, 18

B

β , 73, 79
 B razred, 142, 247
 baza, 69, 72
 bipolarni tranzistor, 69
 delovanje, 71
 karakteristika, 81
 nadomestno vezje, 77
 nastavitev delovne točke, 87
 npn, 69
 orientacije, 76
 pnp, 69
 preklopne lastnosti, 147
 simbol, 69
 stabilizacija delovne točke, 92
 zgradba, 69

C

C razred, 146, 247
 CCD, 267
 CCIS, 268
 CMOS, 181
 CMRR, 108, 207, 220

Č

časovna konstanta, 49, 152, 173
 četverpoli, enačbe, parametri, 11

D

Darlingtonovo vezje, 119, 230
 debeloplastno integrirano vezje, 206
 decibel, 127
 Delonovo vezje, 45
 delovna premica, 85
 delovna točka, 86
 diac, 193
 diferencialna upornost, 12, 30, 81
 diferencialni ojačevalnik, 106
 diferenciator, 219
 difuzija primesi, 233
 difuzijska kapacitivnost, 33, 130
 difuzijska napetost, 23, 27
 difuzijski tok, 21
 dinamična upornost, 12, 31

dioda, 25
 delovanje, 26
 vrste, 55
diodni tiristor, 192
direktno ogrevanje, 240
DMOS, 179
donor, 19
držalni tok, 193, 196, 198
dvosmerna dioda, 191
dvosmerni diodni tiristor, 193

E

Earlyjev efekt, 78, 82
efektivna vrednost, 37
elektron, 15-19
elektron volt, 15
elektronske leče, 250
elektronski top, 250
elementi, 1
 pasivni, 1
 aktivni, 1
 linearni, 2
 nelinearni, 2
emitor, 69
emitorski spoj, 71
emitorski kondenzator, 95
emitorski upor, 90, 107
energijski pasovi, 16, 18
enojno napajanje, 221
enosmerna delovna premica, 85
enosmerna povezava, 115
enospojni tranzistor, 187
 z možnostjo programiranja, 190
epitaksija, 235
EPROM, 182

F

faktor popačenja, 139
faktor stabilizacije, 57
FAMOS, 182
fazna regulacija, 199
fazni zasuk, 122, 131, 223
fazno popačenje, 140
fluorescenčni prikazovalnik, 266
fotodioda, 260, 63
fotoemulzija, 234
fotolitografija, 234
fotoresist, 234
fototiristor, 261
fototranzistor, 260
fotoupor, 260
frekvenčna kompenzacija, 223
frekvenčno popačenje, 140

G

generacija, 18
generator konstantnega toka, 109
generatorji, 2
gladilni faktor, 57
Greatzov mostiček, 42
grelna žica, 240
GTO, 197

H

h-četveropol, 11, 78
Hallova sonda, 263
HEXFET, 180
HFET, 174
hibridna integrirana vezja, 206
hibridni četveropol, 77
hladna katoda, 253

I

IGBT, 183
 ignitron, 255
 indirektno ogrevanje, 240
 induktivnost, 86, 124, 150
 integrator, 218
 integrirano vezje, 70
 intermodulacijsko popačenje, 140
 invertirajoči ojačevalnik, 208
 izhodna karakteristika, 82
 izhodna izravnalna napetost, 220
 izkoristek ojačenja moči, 138
 izkrmiljenje, 138
 izolanti, 16
 izravnalni tok, napetost, 220, 222
 izravnava, 222
 izvor, 159
 izvor simetrične napetosti, 217

J

JFET, 159, 160
 delovanje, 161
 karakteristika, 163
 nadomestno vezje, 165
 nastavitev del. točke, 166
 orientacije, 169
 stabilizacija del. točke, 166
 zadrgnitev kanala, 162

K

kapacitivna dioda, 58
 kapacitivnost, 33, 86, 95, 103, 120,
 130, 146, 151, 166
 kapacitivnost diode, 33

kapacitivnost tranzistorja, 130, 137
 kaskadni ojačevalnik, 137, 179
 kaskadni usmernik, 46
 katoda, 25, 190, 240
 katodna cev, 250
 Kirchhoffov zakon, 3
 kolektor, 69
 kolektorski spoj, 71
 kombinacijsko-rekombinacijski šum,
 129
 komplementarni par, 143, 181, 227
 končni tranzistor, 145, 226
 kontaktna napetost, 23
 kontaktni šum, 128
 kratkostični tokovni ojačevalni faktor,
 73
 kremenčev kristal, 263
 krmiljeni generator, 2
 krmilna mrežica, 240, 242
 krmilni polprevodniški elementi, 187
 diac, 193
 diodni tiristor, 192
 dvosmerna dioda, 191
 enospojni tranzistor, 187
 tiristor, 195
 triac, 198
 z možnostjo programiranja, 190
 kvaliteta Q, 127, 263

L

LASCR, 261
 laserska dioda, 64
 LCD, 264
 LC povezava, 124
 LED, 62, 264

linearizacija, 12, 98
 linearna integrirana vezja, 205
 debeloplastna, 206
 monolitna, 205
 operacijski ojačevalnik, 207
 tankoplastna, 205
 linearni elementi, 1

M

manjšinski nosilci, 21
 MESFET, 173
 metalizacija, 235
 Millerjev teorem, 10
 množilniki napetosti, 44
 močnostni ojačevalnik, 138, 225
 monolitna integrirana vezja, 205, 231
 MOSFET, 159, 174
 močnostni, 179
 nastavitev delovne točke, 178
 z dvoje vrati, 178
 z induciranim kanalom, 175
 z vgrajenim kanalom, 177
 MOS kondenzator, 174, 267
 mostični ojačevalnik, 212, 227
 mostični usmernik, 42
 motnja, 110
 mrežica, 240
 krmilna, 240, 242
 zaščitna, 244
 zaviralna, 245

N

n-tip polprevodnika, 19, 21
 nadomestno vezje, 77, 80, 165
 naparevanje, 235
 napetost kolena, 28, 37

napetost nasičenja, 83, 162, 176, 178
 napetost od temena do temena, 50
 napetost zadržnitve, 162
 napetostni izvor, 216
 napetostni regulator, 229
 napetostni sledilnik, 105, 210
 napetostno-tokovni pretvornik, 216
 naprševanje, 235
 nastavitev delovne točke, 87, 89, 90,
 140, 142, 144, 147, 166
 negativna upornost, 60, 189
 neinvertirajoči ojačevalnik, 172, 209
 nelinearni elementi, 2
 nelinearno popačenje, 139
 nihajni krog, 126
 Nortonov ojačevalnik, 221
 Nortonov teorem, 7
 npn transistor, 69
 NTK termistor, 258

O

odklonski sistem, 250
 odštevalnik, 211
 odvajanje toplote, 35
 delovna temperatura, 35
 izgubna moč, 35
 termična upornost, 35
 segrevanje tranzistorja, 148
 Ohmov zakon, 3
 ojačenje tranzistorja, 83, 100, 102-
 104, 131
 ojačevalnik, 98, 130
 okenski diskriminator, 218
 oksidacija, 234
 omejevanje napetosti, 52
 omejitve tranzistorja, 138

- operacijski ojačevalnik, 207
 - kompensacija, 222
 - lastnosti, 207
 - značilni podatki, 219
- optični polarizator, 264
- optični spojnik, 62, 261
- optoelektrični pretvorniki, 260
 - fotodioda, 260
 - fototiristor, 261
 - fototranzistor, 260
 - fotoupor, 260
 - optični spojnik, 261
- orientacija tranzistorja, 76, 169
- osiromašeno področje, 22

- P**
- p-tip polprevodnika, 19, 21
- pasivni elementi, 1
- pentoda, 245
- piezoelektrični pretvornik, 262
- PIN dioda, 59
- plazma prikazovalnik, 266
- plazovita ionizacija, 30, 191
- plinski elementi, 253
 - ignitron, 255
 - tlivka, 253
 - tiratron, 254
- pn spoj, 21
- pnp tranzistor, 69
- področje nasičenja, 83, 148, 163
- polarizator, optični, 264
- polnovalni usmerniki, 39
- polprevodniki, 16, 17
 - n-polprevodnik, 19, 21
 - p-polprevodnik, 19, 21
- polvalni usmerniki, 36, 37
- pomikalni register, 267
- pomnilnik, 182
- ponor, 159
- popačenje, 88, 139
 - amplitudno, 139
 - faktor popačenja, 139
 - fazno, 140
 - frekvenčno, 140
 - intermodulacijsko, 140
 - nelinearno, 139
 - stopnja popačenja, 139
- pragovna napetost, 176
- pravila vezij, 2
- preboj, električni, 29
- prebojna dioda, 55, 105
- prebojna fotodioda, 260
- predpone, 284
- preklopne lastnosti diode, 34
- preklopne lastnosti tranzistorja, 147, 149
- preklopni časi, 34, 149
 - čas kopičenja, 34
 - čas preklopa, 34
 - čas upadanja, 34, 149
 - čas vzpona, 149
 - čas zakasnitve vzpona, 149
 - čas zaradi kopičenja naboja, 149
 - sprostitevni, 196
- preostali tok, 76
- prepletanje, 251
- presega, 243
- preščipnjen kanal, 162, 176
- prevodna smer diode, 27
- prevodniki, 16
- prevodnost, 16, 18

prikazovalniki, 264
 LED, 264
 plazma, 266
 tekoči kristali, 264
 vakuumski fluorescenčni, 266
prilagoditev, 112
primerjalnik, 212, 229
 s histerezo, 214
propustnost, frekvenčna, 115
PSRR, 220
PTK termistor, 258
push-pull, 141
PUT, 190

R

razmerje signal/šum, 130
RC člen, 173, 199
 filter, 48
 oscilator, 189
 povezava, 120
RCT, 198
rejekcijski faktor, 108, 207, 220
rekombinacija, 18
rekombinacijski center, 33
resonančna frekvenca, 126, 263
RGB, 252
ROM, 183

S

samodejna vključitev, 196
Schottkyjeva dioda, 61
SCR, 195
SCS, 197
selektivni transformator, 126
seštevalnik, 211
signalna dioda, 53

simboli, 282
simetrična napetost, 217
skrajna frekvenca tranzistorja, 133
sončna celica, 64
spodnja mejna frekvenca, 115, 121
spojna kapacitivnost, 33, 58, 131
sprememba koeficienta ojačenja, 211
sprostitveni čas, 196
srednja vrednost, 38
stabilizacija delovne točke, 90, 96, 166, 258
statična upornost, 12
step-recovery dioda, 34
stimulirana emisija, 64
stopnja popačenja, 139
strmina, 220, 243
substitucijski teorem, 10
superpozicija, teorem, 9
svetleča dioda, 62

Š

šum, 128
 termični, 128
 kontaktni, 128
 kombinacijsko-rekombinacijski, 129
 šumno število, 129
 razmerje signal/šum, 130
šumno število, 129

T

tabele, 269
tankoplastna integrirana vezja, 205
tehnologija monolitnih integriranih vezij, 231

- difuzija, 233
 - epitaksija, 235
 - fotolitografija, 234
 - metalizacija, 235
 - oksidacija, 234
 - tekoči kristali, 264
 - Tellegenov teorem, 7
 - temperaturna kompenzacija, 110
 - termična emisija elektronov, 240
 - termični pobeg, 149
 - termični šum, 128
 - termistor, 258
 - termočlen, 259
 - termoelektrični pretvorniki, 257
 - monolitni, 259
 - polprevodni elementi, 259
 - termistorji, 258
 - termočlen, 259
 - tetroda, 244
 - tetrodni tiristor, 197
 - Theveninov teorem, 7
 - tiratron, 254
 - tiristor, 195
 - tetrodni, 197
 - zaporno neprevodni, 195
 - zaporno prevodni, 198
 - z možnostjo ugašanja, 197
 - tlivka, 253
 - tok nasičenja, 26, 32, 75, 149
 - tok nasičenja tranzistorja, 75, 163
 - tokovna varovalka, 199
 - tokovni izvor, 216
 - tokovni ojačevalni faktor, 73
 - topla katoda, 253
 - toplotna preobremenitev, 226
 - transformator, 37-45, 125, 141
 - selektivni, 126
 - transformatorska povezava, 125
 - tranzistor z izoliranimi vrati, 183
 - transkonduktanca, 77, 163, 243
 - trioda, 242
 - tunelska dioda, 60
- U**
- UJT, 187
 - unipolarni tranzistor, 159
 - CMOS, 181
 - DMOS, 179
 - FAMOS, 182
 - HEXFET, 180
 - HFET, 174
 - IGBT, 183
 - JFET, 159, 160
 - MESFET, 173
 - MOSFET, 159, 174
 - VMOS, 181
 - simboli, 160
 - usmerniki, 36
 - polvalni, 36, 37
 - polnovalni, 39
 - glajenje, 47
 - množilniki, 44
- V**
- vakuumski elementi, 239
 - dioda, 241
 - katodna ali žarkovna cev, 250
 - pentoda, 245
 - tetroda, 244
 - trioda, 242
 - valovitost napetosti, 48
 - faktor valovitosti, 48
 - faktor oblike, 48
 - usmerniško razmerje, 48
 - učinkovitost, 48

varicap dioda, 58
večinski nosilci, 21
večstopenjski ojačevalnik, 111
vezja, 2
 generatorji, 2
 krmiljeni generator, 2
 pravila vezij, 2
 Ohmov zakon, 3
 Kirchhoffov zakon, 3
 Tellegenov teorem, 7
 Theveninov teorem, 7
 Nortonov teorem, 7
 superpozicija, teorem, 9
 substitucijski teorem, 10
 Millerjev teorem, 10
vhodna karakteristika, 81
vhodna izravnalna napetost, 220
vhodni izravnalni tok, 220
Villardovo vezje, 44
višjeharmoniki, 139
VMOS, 181
vrata, 159, 190
vrzel, 18, 20
vzorčevalnik, diodni, 54
vzporedna vezava diod, 47

Z

zadrgrnitev kanala, 162
zaporedna vezava diode, 46
zaporna plast, 22, 26
zaporna smer diode, 26
zaporno neprevodni tiristor, 195
zaporno prevodni tiristor, 198
zaščitna mrežica, 244

zaviralna mrežica, 245
Zenerjev preboj, 29
Zenerjeva dioda, 55
zgornja mejna frekvenca, 115, 131,
 178

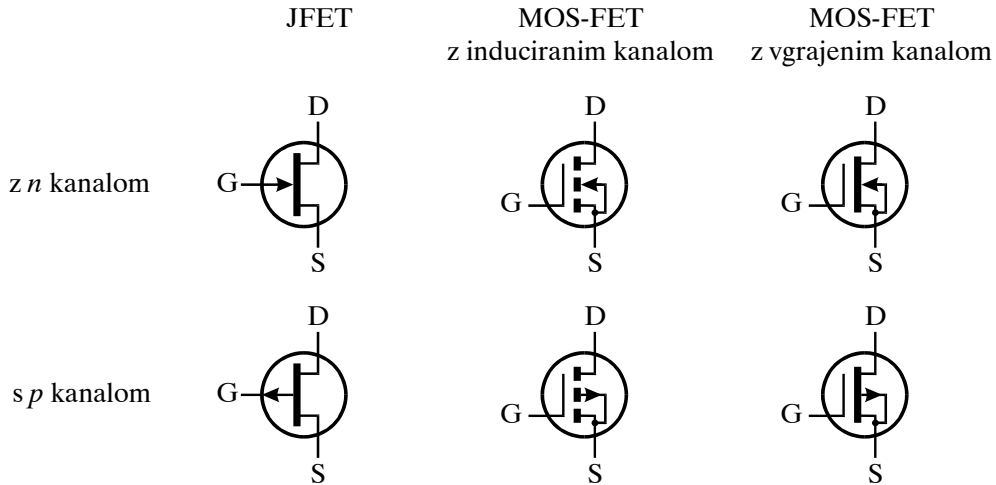
Ž

žarilna nitka, 240
žarkovna cev, 250

UNIPOLARNI TRANZISTORJI

Unipolarnim tranzistorjem pravimo tudi tranzistorji z vplivom polja (FET, angl. field effect transistor). Unipolarni so zato, ker je električni tok v teh tranzistorjih sestavljen le iz večinskih nosilcev naboja. Ta tok teče skozi polprevodniški kanal, ki ima dva priključka: izvor (S, angl. source) in ponor (D, angl. drain). Vhodni priključek, s katerim krmilimo tok skozi kanal, imenujemo vrata (G, angl. gate). Glede na zgradbo vhodnega priključka ločimo dve vrsti unipolarnih tranzistorjev: spojni FET (JFET, angl. junction gate field effect transistor) ter FET z izoliranimi vrati (IGFET, angl. insulated gate field effect transistor), ki ga imenujemo tudi MOSFET (angl. metal-oxide-semiconductor FET). MOSFET tranzistorji se po zgradbi delijo v dva tipa: z induciranim kanalom (angl. enhancement-type) ter z vgrajenim kanalom (angl. depletion-type). Simbole vseh tranzistorjev vidimo na sliki 5.1. Poleg teh poznamo še posebne tipe tranzistorjev, ki so najpogosteje kombinacija med unipolarnimi in bipolarnimi tranzistorji, kot je na primer bipolarni tranzistor z izoliranimi vrati (IGBT, angl. insulated gate bipolar transistor).

Unipolarni tranzistorji imajo – za razliko od bipolarnih – zelo veliko vhodno upornost, ki znaša od $10^6\Omega$ pri JFET do $10^{14}\Omega$ pri MOSFET.

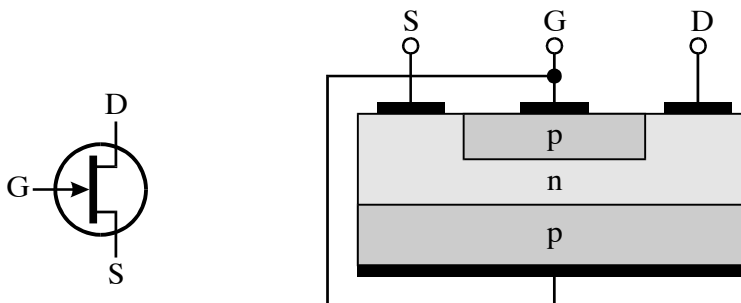


Slika 5.1. Simboli unipolarnih tranzistorjev.

5.1. JFET

Tranzistor sestavlja kanal (na sliki 5.2 *n*-tipa), vmeščen v nasprotni tip polprevodnika (*p*-tip). Na ta polprevodnik, ki oklepa kanal, je spojen vhodni priključek – vrata. Poleg tranzistorjev z *n*-kanalom poznamo tudi tranzistorje s *p*-kanalom.

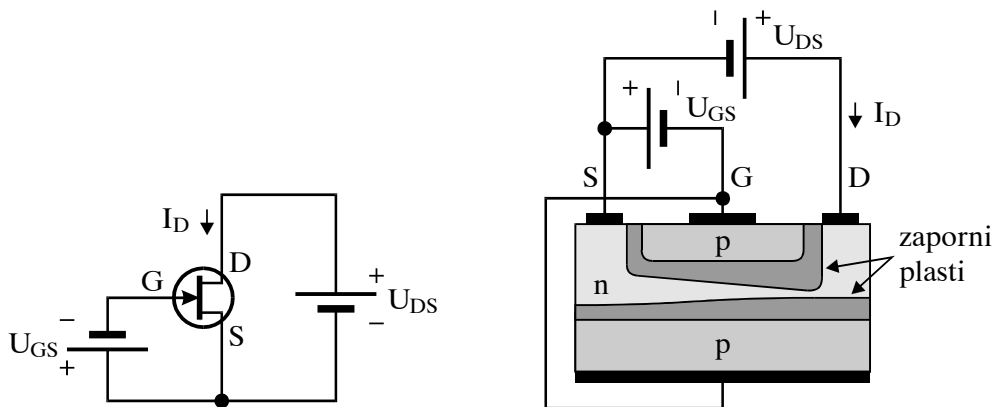
Ko na kanal priključimo električno napetost U_{DS} , stečejo skozi kanal večinski nosilci (v našem primeru elektroni). Le-ti pritekajo skozi izvor in odtekajo skozi ponor. Za pravilno delovanje tranzistorja moramo na vhod priključiti napetost tako, da je *pn* spoj med vrati in kanalom polariziran v zaporno smer. Zaradi tega nastane med kanalom in oklepajočim polprevodnikom zaporna plast. Pri tranzistorju z *n*-kanalom mora biti napetost na vratih (U_{GS}) negativnejša, kot je na izvoru.



Slika 5.2. Zgradba JFET.

5.1.1. Delovanje JFET

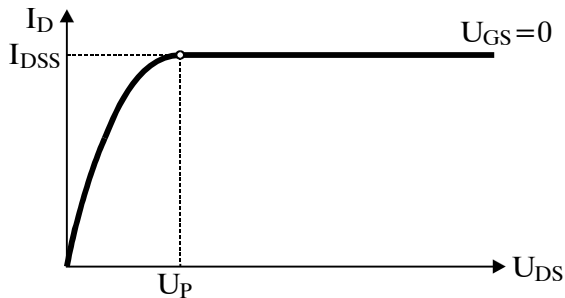
Zaradi napetosti U_{GS} , ki je priključena v zaporno smer, je med kanalom in oklepajočim polprevodnikom zaporna plast, v kateri ni prostih elektronov ne vrzeli. Zaporna plast seže tudi v kanal, kar pomeni, da je kanal, ki lahko prevaja električni tok, ožji od dejanskega. Upornost kanala je zaradi tega večja kot v primeru, če zaporne plasti ne bi bilo. Če vhodno napetost med vrati in izvorom U_{GS} povečamo, se zaporna plast razširi globlje v kanal in s tem se zoža njegov prevodni presek. Upornost kanala se še poveča.



Slika 5.3. Priklučitev JFET.

Opazujemo sedaj primer, ko je vhodna napetost (napetost na vratih) 0V. Ko priključimo napetost med izvorom in ponorom U_{DS} , se med kanalom in vrati ustvari zaporna plast, saj je kanal zaradi napetostnega vira na pozitivnejšem električnem potencialu. Širina zaporne plasti je vzdolž kanala različna – pri ponoru je mnogo širša kot pri izvoru. To pa zato, ker je napetostna razlika med n -kanalom in oklepajočim p -tipom pri ponoru večja kot pri izvoru. Ko napetost U_{DS} povečujemo, se zaporna plast širi z obeh strani in prevodni del kanala se oža. Tok I_D , ki teče skozi kanal, zato več ne narašča.

Ko doseže napetost U_{DS} dovolj veliko vrednost, se zaporni plasti z obeh strani toliko razširita, da se kanal pri ponoru preščipne ali zadrigne. Tok skozi kanal I_D sedaj več ne narašča, temveč ostaja z nadaljnjim večanjem napetosti U_{DS} konstanten. Napetost, pri kateri se kanal zadrigne, imenujemo napetost nasičenja U_{DSsat} .



Slika 5.4. Izhodna karakteristika JFET pri pogoju $U_{GS}=0$.

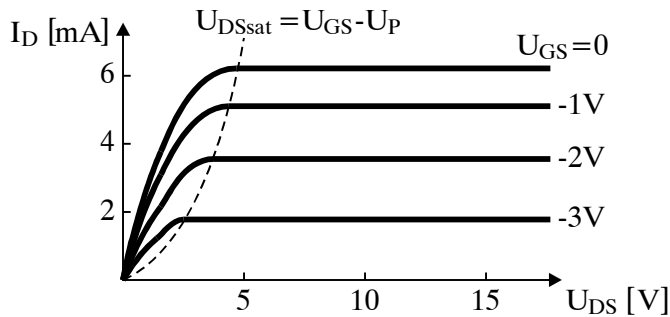
Kanal lahko zadrignemo tudi tako, da pri nespremenjeni vrednosti U_{DS} večamo zaporno napetost na vhodu U_{GS} . Napetost med vrati in ponorom, pri kateri se kanal zadrigne, imenujemo napetost zadrignitve U_P (angl. pinchoff voltage). Povezava med napetostjo nasičenja in napetostjo zadrignitve je naslednja:

$$U_{DSsat} = U_{GS} - U_P$$

Ponorski tok I_D , ki teče ob zadrignitvi kanala ko je vhodna napetost $U_{GS}=0$, označimo z I_{DSS} .

5.1.2. Karakteristika JFET

V polju izhodnih karakteristik ločimo dve področji: področje pod zadrgrnitvijo in nad njo. Slednje imenujemo tudi področje nasičenja. Področje pod zadrgrnitvijo uporabljamo tam, kjer želimo, da JFET deluje kot napetostno spremenljiv upor. Področje nad zadrgrnitvijo pa je primerno za ojačevalnike, saj je izhodni tok I_D odvisen le od velikosti vhodne napetosti U_{GS} .



Slika 5.5. Polje izhodnih karakteristik JFET.

Tokove nasičenja I_{DS} v področju zadrgrnitve približno izračunamo iz enačbe:

$$I_{DS} \cong I_{DSS} \cdot \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P}\right)^2$$

Če vhodna napetost U_{GS} doseže vrednost napetosti zadrgrnitve U_P , potem je ponorski tok enak 0. To pomeni, da vhodna napetost ne sme nikoli preseči napetosti zadrgrnitve.

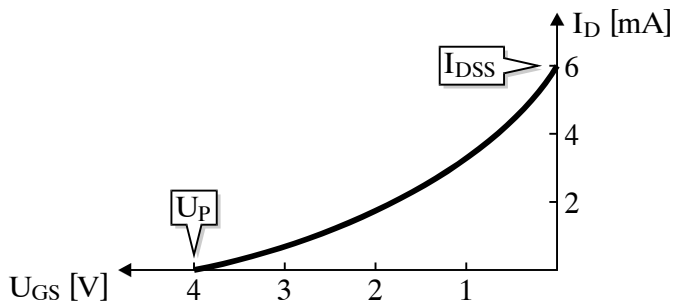
Izhodni tok I_D krmilimo s pomočjo vhodne napetosti U_{GS} , kar lahko predstavimo s prenosno karakteristiko. To je diagram, ki prikaže odvisnost izhodne veličine od vhodne. Razmerje med spremembo izhodnega toka in spremembo vhodne napetosti je prevodnost – transkonduktanca g_m :

$$g_m = \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}}$$

Pove nam, za koliko se spremeni ponorski tok I_D , če spremenimo napetost med vrati in izvorom U_{GS} . V prenosni karakteristiki na sliki 5.6 je transkonduktanca enaka nagibu tangente v izbrani točki na krivulji. Ker je velikost transkonduktance v različnih točkah krivulje različna, podajajo proizvajalci

največjo transkonduktanco g_{mo} , ki je pri vrednosti $U_{GS}=0$. Vrednost, ki jo ima tranzistor v določeni delovni točki, lahko nato izračunamo s pomočjo približne enačbe:

$$g_m = g_{mo} \cdot \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P}\right) = g_{mo} \cdot \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}}$$



Slika 5.6. Prenosna karakteristika JFET.

Če sedaj upoštevamo enačbo za ponorske tokove, dobimo za transkonduktanco:

$$g_m = \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}} = -\frac{2 \cdot I_{DSS}}{U_P} \cdot \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P}\right)$$

Ker vemo, da je $g_m = g_{mo}$ pri napetosti $U_{GS} = 0$, dobimo za g_{mo} :

$$g_{mo} = -\frac{2 \cdot I_{DSS}}{U_P}$$

JFET ima tri priključke: izvor S, ponor D in vrata G. Ponorski tok na izhodu krmilimo z vhodno napetostjo med vrata in izvorom. Kanal tranzistorja se pri napetosti nasičenja med izvorom in ponorom zadrigne ali preščipne. Tu postane ponorski tok skoraj konstanten, odvisen je le od vhodne napetosti. Pomemben podatek o tranzistorju je transkonduktanca, ki nam poda ojačenje unipolarnega tranzistorja.

Primer

Če med vrati in izvorom JFET priključimo napetost $U_{GS} = -1\text{V}$, steče ponorski tok $I_D = 4\text{mA}$, napetost zadržnitve pa je $U_P = -3\text{V}$. Izračunajmo največji tok I_{DSS} , največjo transkonduktanco g_{mo} ter transkonduktanco v delovni točki g_m !

$$I_D = I_{DSS} \cdot \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P}\right)^2 = I_{DSS} \cdot \left(1 - \frac{-1\text{V}}{-3\text{V}}\right)^2 = I_{DSS} \cdot \frac{4}{9}$$

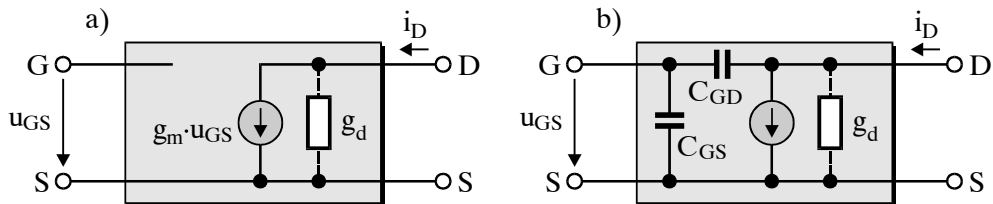
$$I_{DSS} = I_D \cdot \frac{9}{4} = 4\text{mA} \cdot \frac{9}{4} = 9\text{mA}$$

$$g_{mo} = -\frac{2 \cdot I_{DSS}}{U_P} = -\frac{2 \cdot 9\text{mA}}{-3\text{V}} = 6\text{mS}$$

$$g_m = g_{mo} \cdot \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P}\right) = 6\text{mS} \cdot \left(1 - \frac{-1\text{V}}{-3\text{V}}\right) = 4\text{mS}$$

5.1.3. Nadomestno vezje JFET

Najenostavnejše nadomestno vezje za majhne signale vidimo na sliki 5.7 a). Vhodni tok I_G je zanemarljiv, zato so zanemarljive tudi spremembe tega toka. Na vohodu si torej predstavljajmo odprte sponke. Tokovni generator na izhodu je odvisen od produkta vhodne napetosti u_{GS} in transkonduktance tranzistorja g_m . Izhodna diferencialna prevodnost g_d pa podaja razmerje med spremembo ponorskega toka i_D in spremembo napetosti med izvorom in ponorom u_{DS} . V področju pod zadržnitvijo je odvisnost velika, nad njo (v področju nasičenja) pa zelo majhna.



Slika 5.7. Nadomestni vezji JFET.

Iz prvega nadomestnega vezja lahko izpeljemo enačbo za napetostno ojačenje. Tok i_D , ki teče skozi breme R_L , vezano na izhodu, je enak:

$$i_D = g_m \cdot u_{GS}$$

Napetostno ojačenje je razmerje med izhodno in vhodno napetostjo signala, zato dobimo:

$$A_U = \frac{u_{IZH}}{u_{VH}} = \frac{i_D \cdot R_L}{u_{GS}} = \frac{g_m \cdot u_{GS} \cdot R_L}{u_{GS}} = g_m \cdot R_L$$

Če se spomnimo bipolarnih tranzistorjev, je tam zelo pomemben podatek faktor ojačenja β . Podoben podatek je za JFET ojačevalni faktor μ (grška črka mi), ki je definiran kot:

$$\mu = \frac{g_m}{g_d}$$

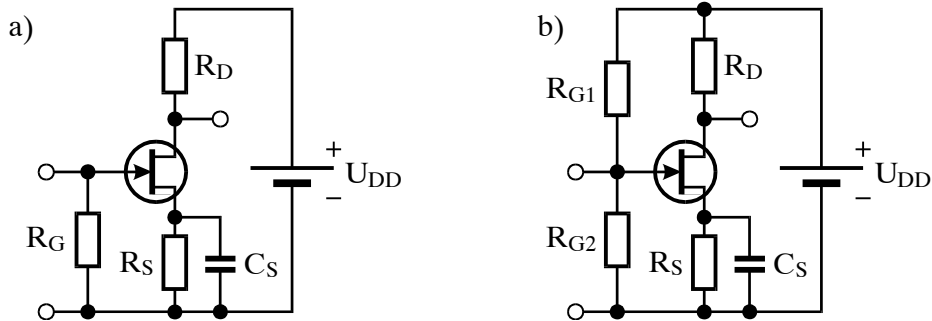
V bipolarnem tranzistorju je hitrost odziva omejena zaradi (počasne) difuzije manjšinskih nosilcev v področju baze, kar se odraža kot difuzijska kapacitivnost. V JFET imamo opraviti le s kapacitivnostmi zapornih plasti med krmilno elektrodo in kanalom. V nadomestnem vezju na sliki 5.7 b) smo te kapacitivnosti predstavili s C_{GS} in C_{GD} , ki imata kapacitivnosti nekaj pF (piko faradov).

5.1.4. Nastavitev in stabilizacija delovne točke JFET

Delovno točko tranzistorja nastavimo tako, da je pri tranzistorju z n kanalom vhodni priključek G negativnejši od izvora S. To dosežemo s pomočjo upora na izvoru R_S , kot kaže slika 5.8 a). Ker je vhodni tok I_G zanemarljiv, je tudi padec napetosti na uporu R_G majhen, vrata G imajo praktično potencial mase. Ponorski tok I_D povzroči na uporu R_S padec napetosti U_{RS} , zato je izvor S na pozitivnejšem potencialu kot vrata G. Padec napetosti med vrata in izvorom (U_{GS}) je približno enak (saj so vrata praktično na potencialu mase), a nasprotno usmerjen od padca napetosti na uporu R_S .

Upor R_S služi tudi za stabilizacijo delovne točke tranzistorja. Če bi se ponorski tok I_D zaradi katerega koli vzroka povečal, bi povzročil večji padec napetosti na uporu R_S . Izvor bi postal pozitivnejši od vrat, posledica pa bi bil nižji ponorski tok I_D . Vezje se tako upira spremembi toka na izhodu tranzistorja. Nasprotovanju izhodnega signala, da bi se povrnil na vhod, pravimo negativna

povratna zanka. Delovanju zanke na izmenični signal se izognemo tako, da vežemo vzporedno z uporom R_S še kondenzator C_S .

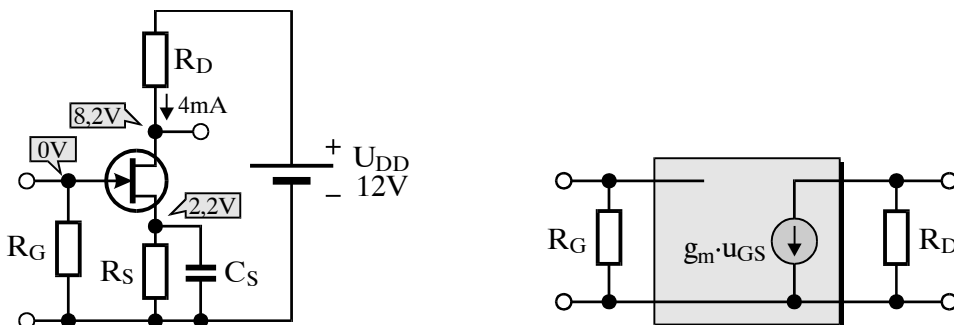


Slika 5.8. Nastavitev delovne točke JFET.

V prvem vezju smo zanemarili padec napetosti na vhodnem uporu R_G . Vhodni tok I_G je močno odvisen od temperature, saj se s temperaturo kar nekajkrat poveča. Zato prihaja do izraza tudi sprememba padca napetosti na uporu R_G . S tem se spremenijo napetosti med vrati in izvorom U_{GS} . Spremembo lahko ublažimo z vezjem na sliki 5.8 b), kjer za to poskrbi delilnik napetosti z uporoma R_{G1} in R_{G2} . Če je prečni tok skozi delilnik nekajkrat večji od vhodnega toka I_G , potem je padec napetosti na izhodu delilnika skoraj neodvisen od sprememb toka I_G .

Primer

Izračunajmo upornosti uporov v vezju ojačevalnika ter napetostno ojačenje, če je $U_{DD}=12\text{V}$, $U_P=-4\text{V}$, $g_{m0}=10\text{mS}$! Delovno točko nastavimo pri $I_D=4\text{mA}$.



Najprej moramo izračunati napetost med vrati in izvorom v delovni točki U_{GS} :

$$g_{mo} = \frac{2 \cdot I_{DSS}}{U_P} \Rightarrow I_{DSS} = -\frac{g_{mo} \cdot U_P}{2} = -\frac{10\text{mS} \cdot (-4\text{V})}{2} = 20\text{mA}$$

$$U_{GS} = U_P \cdot \left(1 - \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}}\right) = -4\text{V} \cdot \left(1 - \sqrt{\frac{4\text{mA}}{20\text{mA}}}\right) = -2,2\text{V}$$

Nato lahko izračunamo upornosti obeh uporov. Upoštevati moramo le pogoj, da delovna točka JFET tranzistorja na polovici delovne premice.

$$R_S = \frac{U_{RS}}{I_D} = \frac{-U_{GS}}{I_D} = \frac{2,2\text{V}}{4\text{mA}} = 550\Omega$$

$$R_D = \frac{U_{DD} - U_{DS} - U_{RS}}{I_D} = \frac{12\text{V} - 6\text{V} - 2,2\text{V}}{4\text{mA}} = 950\Omega$$

Pri izračunu ojačenja potrebujemo najprej transkonduktanco v delovni točki:

$$g_m = g_{mo} \cdot \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P}\right) = 10\text{mS} \cdot \left(1 - \frac{-2,2\text{V}}{-4\text{V}}\right) = 4,5\text{mS}$$

$$A_U = g_m \cdot R_L = g_m \cdot R_D = 4,5\text{mS} \cdot 950\Omega = 4,275$$

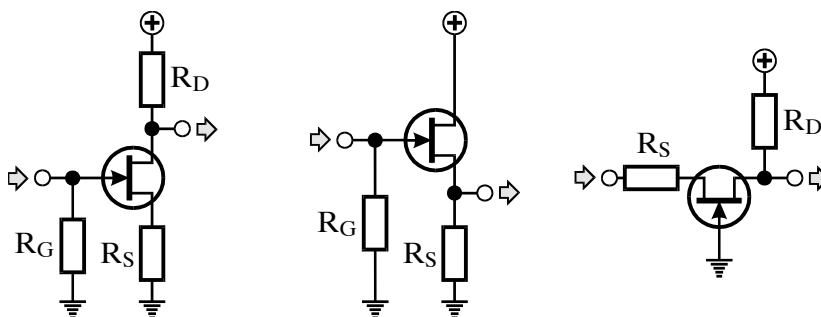
Izračunajmo še vhodno in izhodno upornost ojačevalnika! Spet si pomagamo z nadomestnim vezjem in hitro ugotovimo, da je:

$$R_{VH} = R_G = 1\text{M}\Omega$$

$$R_{IZH} = R_D = 950\Omega$$

5.1.5. Orientacije JFET

Podobno kot pri bipolarnih tranzistorjih tudi pri JFET uporabljamo vezave v različnih orientacijah. Tako poznamo orientacije s skupnim izvorom, s skupnim ponorom ter s skupnimi vrata.



Slika 5.9. Orientacije JFET.

Poglejmo tabelo, ki podaja napetostno ojačenje ter vhodno in izhodno upornost ojačevalnika z JFET za različne orientacije:

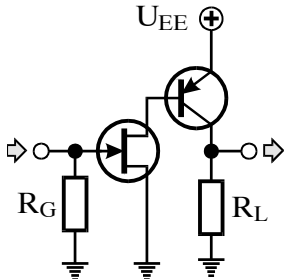
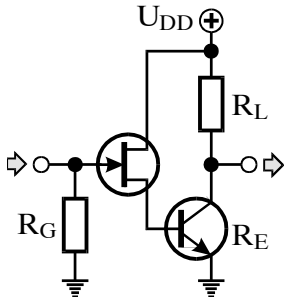
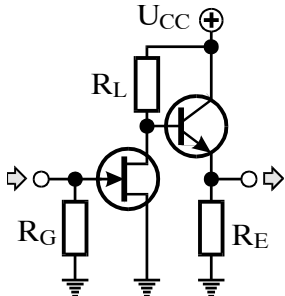
	<i>skupni izvor</i>	<i>skupni ponor</i>	<i>skupna vrata</i>
A_U	$\frac{-g_m \cdot R_D}{1 + g_m \cdot R_S} *$	$\frac{g_m \cdot R_S}{1 + g_m \cdot R_S} \approx 1$	$\frac{g_m \cdot R_D}{1 + g_m \cdot R_S}$
R_{VH}	R_G	R_G	$R_S + \frac{1}{g_m}$
R_{IZH}	R_D	$\frac{R_S}{1 + g_m \cdot R_S}$	R_D

*Enačba velja, če upor R_S ni kratkosklenjen s kondenzatorjem (sicer je člen v imenovalcu enak 1).

5.1.6. Vezja z JFET in bipolarnim tranzistorjem

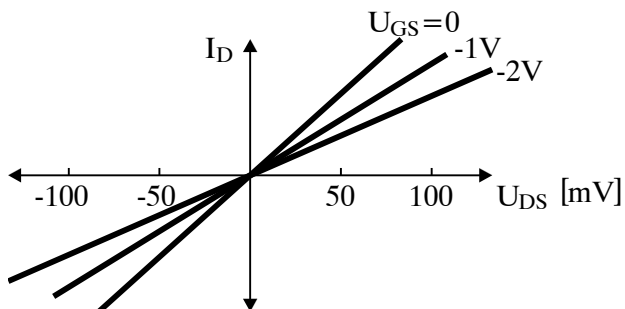
Zaradi velike vhodne upornosti JFET nam včasih pride prav vezje, ki je sestavljeno iz JFET in bipolarnega tranzistorja. Vezje lahko približno izračunamo z uporabo poenostavljenih nadomestnih vezij. Nekaj rešitev je podanih v tabeli:

Orj.	Vezje	R_{VH}	R_{IZH}	A_U
CS-CB kaskadno		R_G	R_L	$-g_m \cdot R_L$
CS-CB kaskadno		R_G	R_L	$-g_m \cdot R_L$
CD-CB		R_G	R_L	$g_m \cdot R_L$

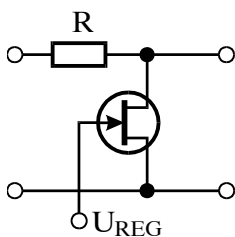
CS-CE		R_G	R_L	$h_{fe} \cdot g_m \cdot R_L$
CD-CE		R_G	R_L	$\frac{-h_{fe} \cdot g_m \cdot R_L}{1 + \frac{g_m \cdot h_{fe}}{g_{mt}}}$ $g_{mt} = \frac{\Delta I_C}{\Delta U_{BE}}$
CS-CC		R_G	$\frac{R_L}{h_{fe}}$	$-g_m \cdot R_L$

5.1.7. JFET kot upor

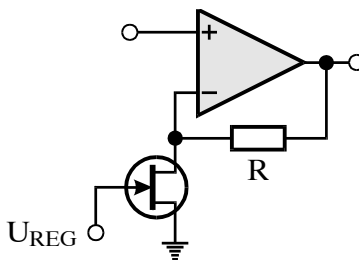
JFET lahko uporabimo tudi kot napetostno spremenljiv upor. V ta namen izkoriščamo področje v karakteristiki pod zadrgrnitvijo. Vhodna napetost je omejena na manj kot 100mV, saj pri višji napetosti že preidemo v področje zadrgrnitve. V teh mejah je upornost med izvorom in ponorom linearna in obojestranska (pri pozitivni in negativni U_{DS} – glej sliko 5.10).



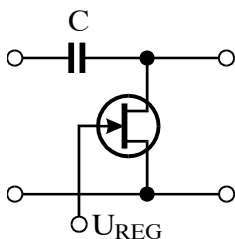
Slika 5.10. Linearno področje JFET.



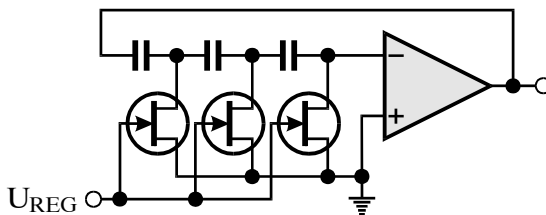
a) delilnik napetosti



b) kontrola ojačenja



c) kontrola faznega zamika



d) kontrola frekvence oscilatorja

Slika 5.11. JFET kot napetostno krmiljeni upor.

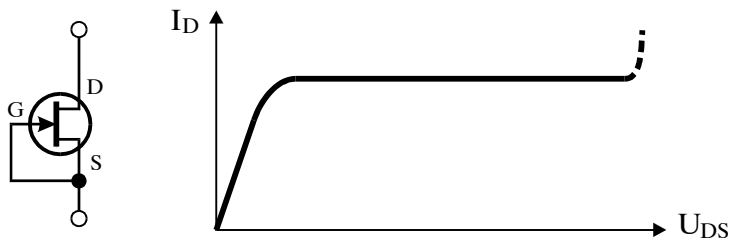
Nekaj možnih uporab si lahko ogledamo na sliki 5.11. V vezju a) uporabljamo JFET kot del napetostnega delilnika (drugi del predstavlja upor R). Izhodna napetost je določena z enačbo $U_{IZH} = U_{VH} \cdot R_{DS} / (R + R_{DS})$, kjer je R_{DS} upornost kanala JFET.

V vezju b), kjer je operacijski ojačevalnik vezan kot neinvertirajoči ojačevalnik (glej stran 209), uporabljamo JFET v povratni zanki. Ojačenje takega ojačevalnika je določeno z enačbo: $A_U = 1 + R/R_{DS}$.

V zadnjih dveh vezjih c) in d) spreminjamo časovno konstanto, ki določa hitrost polnjenja in praznjenja kondenzatorja: $\tau = R_{DS} \cdot C$. Vezje na sliki 5.11 d) je oscilator, ki mu spreminjamo frekvenco s spremembo RC členov.

5.1.8. JFET kot dioda

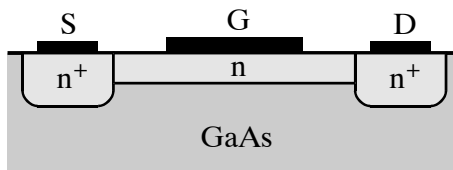
V vezjih lahko JFET uporabimo tudi kot diodo. V tem primeru morata biti vrata G in izvor S kratko sklenjena. Tranzistor se sedaj obnaša tako, kot da bi bila napetost $U_{GS} = 0V$. Tok I_D na začetku narašča do napetosti nasičenja U_{DSsat} . Ko se kanal zadrigne, ostane tok konstanten vse do preboja. Zaradi tega uporabimo JFET kot konstanten izvor toka. Pozorni moramo biti le na to, da deluje tranzistor v področju nad zadrignitvijo.



Slika 5.12. JFET kot konstanten izvor toka.

5.1.9. MESFET

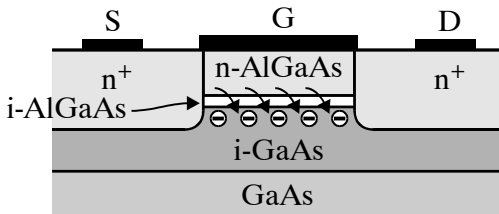
MESFET (angl. metal-semiconductor field-effect transistor) je podoben JFETU, le da ima en sam priključek vrat, ki so izdelana iz spoja prevodnik-polprevodnik. Polprevodnik je najpogosteje galijev arzenid (GaAs), ki omogoča večjo mobilnost elektrin kot silicij. Zaradi tega uporabljamo ta tranzistor pri mikrovalovnih ojačevalnikih (pri frekvencah nekaj GHz).



Slika 5.13. Zgradba MESFET.

5.1.10. HFET

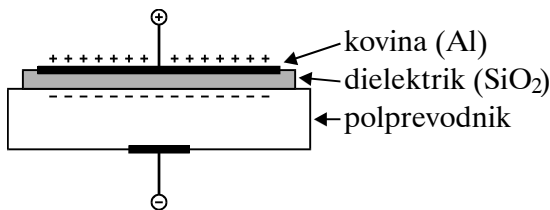
HFET (angl. heterojunction field-effect transistor) je narejen iz več vrst polprevodnega materiala. Kanal je dopiran tako, da ima širok prepovedani energijski pas; pod kanalom leži polprevodnik, ki nima primesi in ima ožji prepovedani pas. Tako prehajajo elektrine v priležni polprevodnik, saj je zaradi odsotnosti primesi tu mobilnost elektrin zelo velika. HFET tranzistor je uporaben v mikrovalovnih ojačevalnikih.



Slika 5.14. Zgradba HFET.

5.2. MOSFET

MOSFET tranzistorji imajo vhodno elektrodo – vrata G – galvansko ločeno od kanala. Vrata so izdelana tako, da delujejo kot majhen kondenzator. Med vhodno elektrodo in kanalom je tanka plast oksidnega polprevodnika, ki deluje kot izolator oz. dielektrik. Oznaka MOS izvira iz zgradbe krmilne elektrode: kovina-oksidi-polprevodnik (angl. metal-oxide-semiconductor).



Slika 5.15. MOS kondenzator.

Oglejmo si delovanje MOS kondenzatorja. Kondenzator sestavljajo kovinska elektroda, tanka plast dielektrika iz oksidne plasti ter druga elektroda iz polprevodnika. Ko na tak kondenzator priključimo električno napetost, kot na sliki 5.15, se med elektrodama ustvari električno polje. Zaradi tega se na

kovinski elektrodi nabere pozitivna elektrina, v polprevodniku, tik pod dielektrikom, pa negativna. Ozek pas polprevodnika, tik pod dielektrikom, smo obogatili z negativno elektrino in izboljšali prevodnost. Na ta način lahko bogatimo ali siromašimo polprevodniški kanal MOS tranzistorja.

Po načinu delovanja ločimo dve vrsti MOSFET:

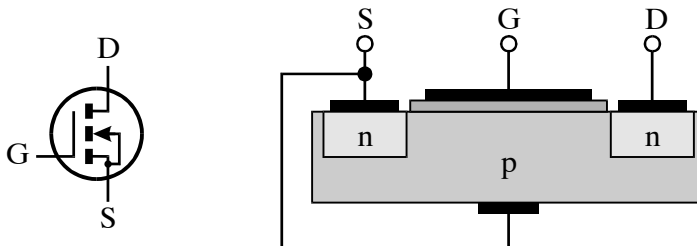
- MOSFET z induciranim kanalom (angl. enhancement-mode) in
- MOSFET z vgrajenim kanalom (angl. depletion-mode).

Zaradi zgradbe vhodnega priključka imajo MOSFET zelo veliko vhodno upornost (okrog 10^{12} do $10^{14}\Omega$). Ker je debelina dielektrika izredno majhna, lahko tranzistor uničimo s statično elektriko. Ta je previsoka že, če priključke tranzistorja primemo z rokami.

Vhodna elektroda predstavlja skupaj s kanalom MOSFET majhen kondenzator, s pomočjo katerega lahko v polprevodniškem kanalu ustvarimo (induciramo) dodatno elektrino.

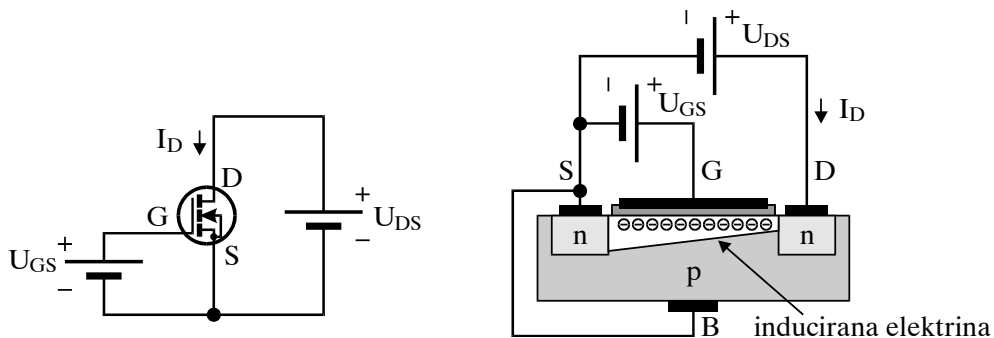
5.2.1. MOSFET z induciranim kanalom

Symbol in zgradba tranzistorja z n -kanalom sta prikazana na sliki 5.16. Na polprevodniku p -tipa, v katerem je kanal n -tipa, je dodaten priključek B (angl. bulk). Ta je v notranjosti spojen na izvor S in služi za to, da delujeta polprevodnik in vhodna elektroda kot majhen kondenzator.



Slika 5.16. MOSFET z induciranim kanalom.

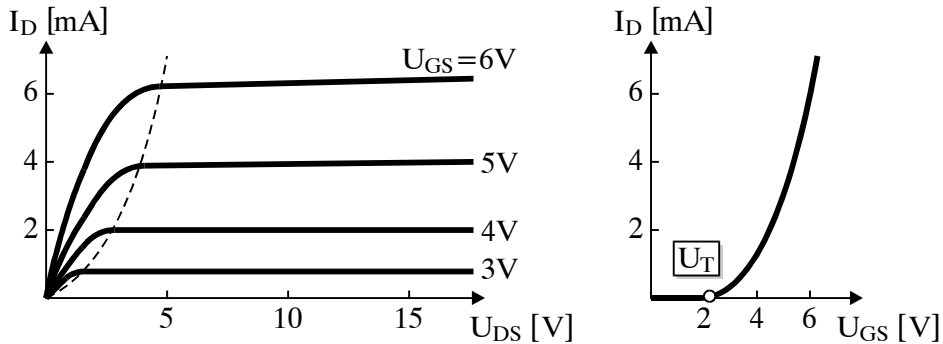
Ko med izvor S in ponor D priključimo električno napetost, bo eden od *pn* spojev zaporno polariziran (na spodnji sliki to velja za *pn* spoj ob ponoru). Brez priključene vhodne napetosti teče skozi kanal zanemarljivo majhen tok. Ko med vrati G in izvorom S priključimo napetost, kot kaže slika 5.17, se na elektrodi vrat nabere pozitivna elektrina, v polprevodniku tik pod dielektrikom pa negativna. Če je vhodna napetost dovolj velika, se v kanalu nabere dovolj veliko število negativne elektrine, da začne kanal prevajati. Čim večja je vhodna napetost, tem več elektrine se nabere v kanalu in kanal boljše prevaja.



Slika 5.17. Priključitev MOSFET z induciranim kanalom.

Napetosti na vhodu, pri kateri začne kanal prevajati, pravimo pragovna napetost U_T (angl. threshold voltage). Ko na vhodu dosežemo pragovno napetost, se v kanalu nabere dovolj elektrin, da skozenj steče ponorski tok.

Količina v kanalu induciranih elektrin je odvisna od napetosti med vhodno elektrodo G in kanalom. Ko med izvor S in ponor D priključimo napetost U_{DS} , se v kanalu inducirana elektrina neenakomerno porazdeli. Poglejmo, kaj se dogaja, ko je napetost med vrati in izvorom U_{GS} večja od napetosti med izvorom in ponorom U_{DS} . Napetostna razlika med kanalom in elektrodo vrat G ni povsod enaka (zaradi priključene U_{DS}) in je najmanjša v tistem delu kanala, ki je na višjem potencialu, torej ob ponoru D. V tem delu je zato manj inducirane elektrine. Če napetost U_{DS} sedaj povečujemo, se število elektrin ob ponoru D zmanjšuje. Ko dosežemo določeno vrednost, ki ji pravimo napetost nasičenja U_{DSsat} , je induciranih elektrin pri ponoru D premalo in kanal se tu preščipne. Če napetost U_{DS} še povečujemo, ponorski tok I_D ne narašča več, temveč ostaja skoraj konstanten.

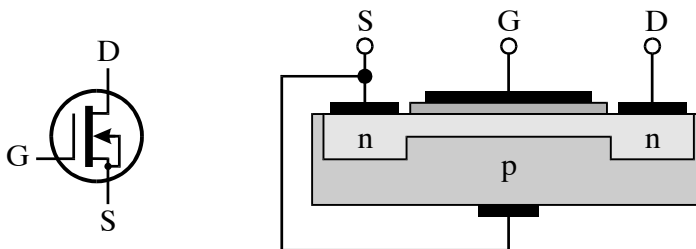


Slika 5.18. Karakteristika MOSFET z induciranim kanalom.

Ko je vhodna napetost dovolj velika, se v kanalu inducira dovolj veliko število elektronov in kanal začne prevajati. Pri napetosti nasičenja med izvorom in ponorom pa se kanal preščiipne. Tu postane ponorski tok skoraj konstanten, odvisen le od vhodne napetosti.

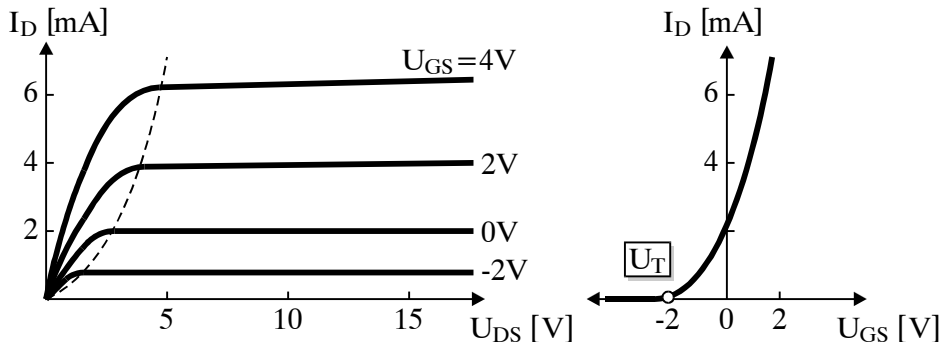
5.2.2. MOSFET z vgrajenim kanalom

MOSFET z vgrajenim kanalom ima med izvorom S in ponorom D vgrajen kanal iz n -tipa polprevodnika. Zaradi tega kanal prevaja tudi, če na vhodu ni napetosti. Pozitivna vhodna napetost na vratih G obogati kanal z negativno elektrino, zato kanal bolje prevaja. Nasprotno pa negativna napetost na vhodnem priključku povzroči osiromašenje kanala (število negativnih elektronov se zmanjša), zato kanal slabše prevaja.



Slika 5.19. MOSFET z vgrajenim kanalom.

Kanal se prešči pri določeni napetosti med izvorom in ponorom, ki ji pravimo napetost nasičenja U_{DSsat} . Z naraščanjem napetosti U_{DS} se sedaj ponorski tok I_D več ne spreminja (ostaja skoraj konstanten).



Slika 5.20. Karakteristika MOSFET z vgrajenim kanalom.

Pri MOSFET z vgrajenim kanalom lahko z vhodno napetostjo ta kanal bodisi bogatimo z elektrino bodisi siromašimo.

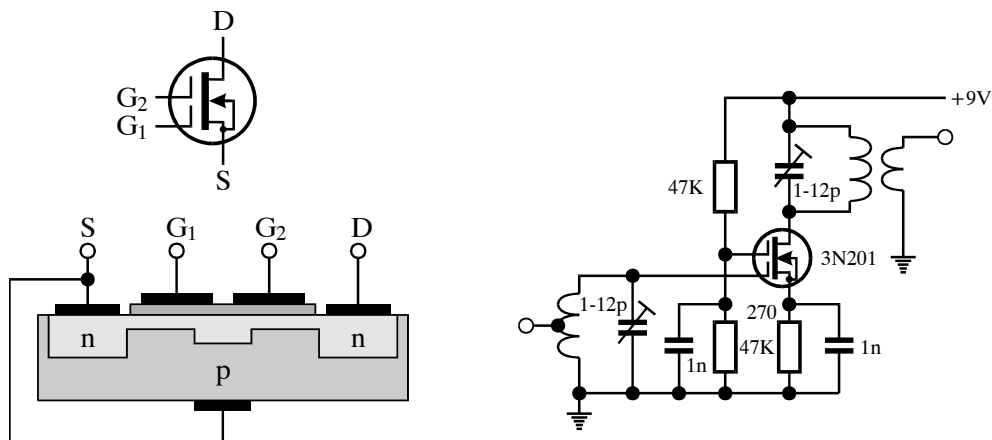
5.2.3. Nastavitev delovne točke MOSFET

Delovno točko pri MOSFET nastavimo zelo podobno kot pri JFET, pri tem pa moramo vedeti, ali imamo opravka s tranzistorjem z induciranim kanalom ali pa gre za tranzistor z vgrajenim kanalom. MOSFET z induciranim kanalom potrebuje med vhodnim priključkom G in izvorom pozitivno prednapetost (če je tranzistor z n -kanalom). MOSFET z vgrajenim kanalom pa prevaja, tudi če med vrati in izvorom ni nobene napetosti.

5.2.4. MOSFET z dvoje vrati

Vhodna elektroda tvori skupaj s kanalom majhen kondenzator, ki omejuje zgornjo mejno frekvenco. Na ojačenje MOS tranzistorja pri višjih frekvencah vpliva tudi kapacitivnost med elektrodo vrat in ponorom. Preko te kapacitivnosti se signal, ki je na izhodu ojačan, vrača ponovno na vhod. Pri MOS tranzistorjih, ki jih uporabljamo za visokofrekvenčne ojačevalnike, je ta pojav

nezaželjen, zato imajo vhodno elektrodo razdeljeno na dve elektrodi. Tranzistor vežemo tako, da imamo dejansko opraviti s kaskadnim ojačevalnikom z dvema MOSFET tranzistorjema. Prva elektroda G_1 je priključena na vhod, medtem ko je druga G_2 preko kondenzatorja speljana na maso. Slednja prepreči, da bi se signal vračal iz ponora nazaj na vhodno elektrodo G_1 .

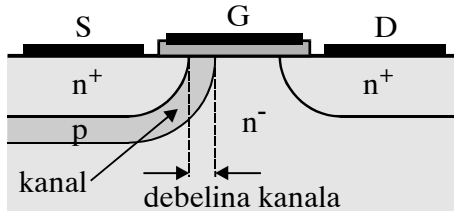


Slika 5.21. MOSFET z dvoje vrati.

5.2.5. Močnostni MOSFET

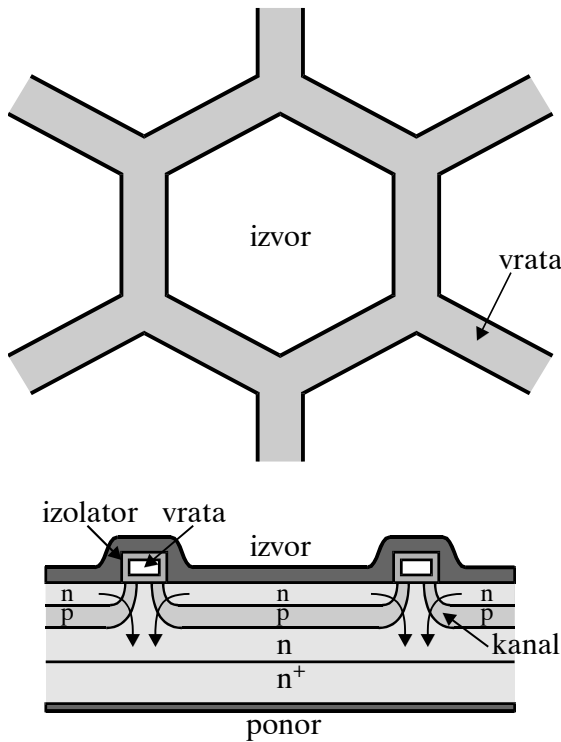
Močnostni MOS tranzistorji so narejeni tako, da vzdržijo velike tokove in visoke prebojne napetosti. Imeti morajo zelo majhne upornosti, da je izgubna moč čim manjša. Ker velja, da ima kanal z majhnim presekom manjšo upornost od tistega z večjim, so močnostni MOS tranzistorji izdelani tako, da imajo zelo ozek kanal in čim manjše kapacitivnosti.

DMOS (angl. double diffused MOS) ima zelo ozek kanal, ki poteka tik pod izvorom. Proizvajalci dosežejo ozek kanal takole: v polprevodnik, kjer bo nastal izvor, najprej difundirajo akceptorje iz bora, ki ustvarijo kanal. Takoj za tem difundirajo donorje iz fosforja, ki ustvarijo izvor. Ker bor hitreje difundira v polprevodnik, se okrog izvora ustvari ozek kanal.



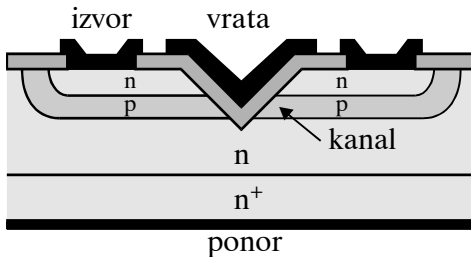
Slika 5.22. Zgradba DMOS tranzistorja.

V **HEXFET** poteka tok navpično skozi strukturo. Zaradi tega se lahko priključka izvora in ponora razprostirata po celotni površini tranzistorja (eden je na vrhu substrata, drugi spodaj). Na površini, tik pod izvorom, je priključek za vrata, izdelan v heksagonalnih oblikah. Elektroni potujejo iz izvora preko kanala na mesta, kjer je izdelan priključek vrat, do ponora (glej puščice na sliki 5.23). Na teh mestih je kanal zelo ozek.



Slika 5.23. Zgradba HEXFET.

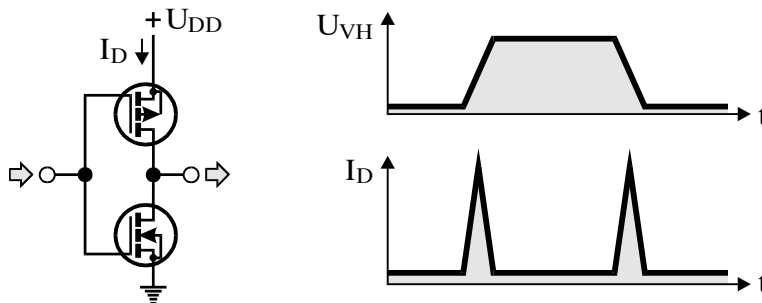
VMOS tranzistor je dobil ime po obliki vhodne elektrode, ki v obliki črke V sega globoko v polprevodnik. Tako obliko kanala dosežejo z jedkanjem takega polprevodniškega substrata (osnove), ki ima kristalno strukturo orientirano pod določenim kotom. Na ta način dobimo zelo majhno debelino kanala. VMOS tranzistorji so narejeni za velike gostote toka.



Slika 5.24. Zgradba VMOS tranzistorja.

5.2.6. CMOS tranzistorja

CMOS je vezje, sestavljeno iz dveh komplementarnih (angl. complementary) MOSFET. (Komplementarna tranzistorja sta tranzistorja nasprotnih tipov, a z zelo podobnimi karakteristikami. V delovanju se dopolnjujeta – odtod ime komplementarna.) CMOS vezja najdemo v digitalnih integriranih vezjih. Njihova prednost je v majhni potrošnji električne moči in v enostavni izdelavi. CMOS troši električno moč le v fazi preklopa, zato se segrevanje integriranega vezja večja sorazmerno s kvadratom frekvence.

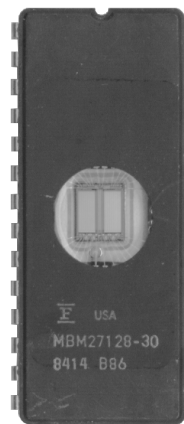
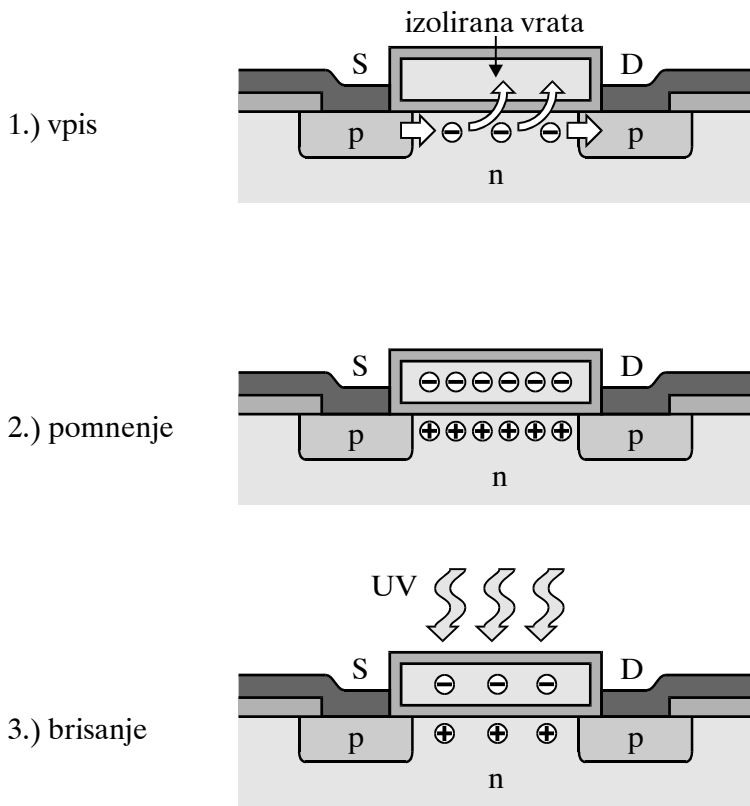


Slika 5.25. CMOS vezje.

Ko je na vhodu nizek napetostni potencial, prevaja tranzistor s p -kanalom, na izhodu pa je pozitiven potencial. Ko na vhod priključimo pozitiven električni potencial, se odpre tranzistor z n -kanalom, medtem ko se tisti s p -kanalom zapre in izhod je na potencialu mase.

5.2.7. FAMOS tranzistor

FAMOS tranzistorje (angl. floating-gate avalanche MOS) uporabljamo pri EPROM pomnilniških vezjih (angl. erasable, programmable read-only memory). To so digitalna integrirana vezja, ki jih uporabljamo za trajno shranjevanje podatkov.



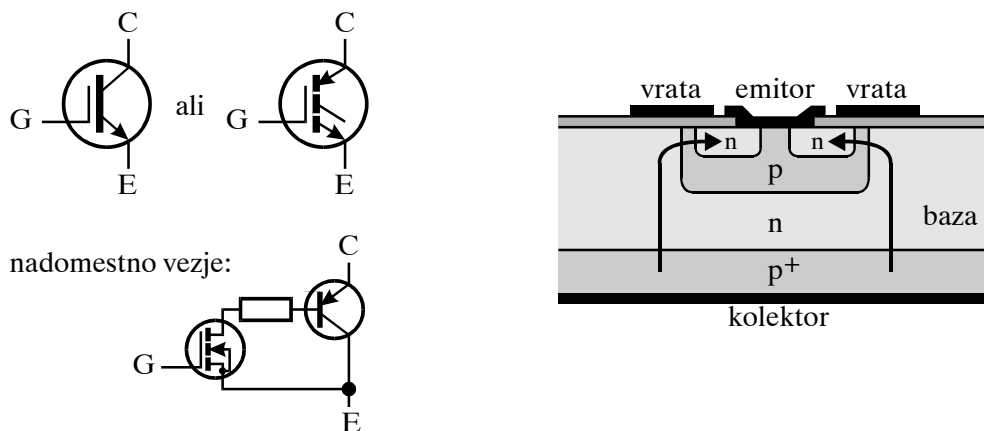
Slika 5.24. FAMOS tranzistor in EPROM vezje z odprtino.

Prednost teh vezij je, da se podatki, ko jih vpišemo, ohranijo tudi po izklopu napajalne napetosti. Oznaka ROM (angl. read-only memory) pomeni, da iz njih lahko podatke le beremo, ne moremo pa jih poljubno spreminjati. Kljub temu pa EPROM lahko zberemo, če ga izpostavimo ultravijolični svetlobi. Zato imajo integrirana vezja na površini prozorno odprtino.

FAMOS tranzistor ima izolirana polprevodniška vrata. Ko med izvor in ponor priključimo dovolj visoko napetost, povzročimo plazoviti preboj pn spoja med kanalom in ponorom (slika 5.24). Elektroni, ki prodrejo skozi pn spoj, imajo zaradi velike električne poljske jakosti tolikšno energijo, da zlahka prodrejo tudi skozi tanko izolacijsko plast v izolirana vrata. Zaradi tega se v izolirani elektrodi vrat nabere veliko prostega naboja, ki povzroči, da kanal tranzistorja prevaja. Ker so vrata izolirana, ostanejo elektrine v njej ujete tudi potem, ko izključimo napajalno napetost. S tem, ko v nekatera vrata vnesemo naboj, v druga pa ne, vpišemo v pomnilniško vezje dvojiške podatke. Podatki ostanejo, seveda če jih prej ne zberemo z UV svetlobo, v vezju zapisani za daljši čas.

5.2.8. Tranzistor z izoliranimi vrati ali IGBT

IGBT (angl. insulated-gate bipolar transistor) je tranzistor, sestavljen iz dveh: MOSFET in bipolarnega tranzistorja. Tako združimo prednosti obeh tranzistorjev. IGBT se na vходу obnaša kot MOS tranzistor, na izhodu pa kot bipolarni tranzistor z zelo široko bazo.



Slika 5.27. Simbola in zgradba IGBT.

Ker je vhodna elektroda izolirana kot pri MOSFET, je vhodna upornost tranzistorja zelo velika. Na izhodu, kjer ima IGBT zgradbo bipolarnega tranzistorja, je upornost odprtega tranzistorja zelo majhna. Zaradi tega je majhna tudi izgubna moč tranzistorja.

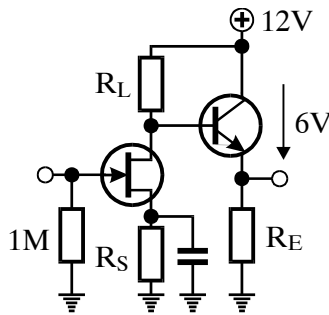
Na sliki 5.27 je tranzistor z n -kanalom. IGBT ima visoke prebojne napetosti ($>500\text{V}$) in omogoča velike gostote toka ($>20\text{A}$). Uporaben je za napetostne pretvornike, močnostne krmilnike ter ojačevalnike. Po času preklopa poznamo počasne in hitre IGBT. Zaradi tanke oksidne plasti zelo visoke vhodne upornosti obstaja nevarnost, da jih uničimo s statično elektriko.

VPRAŠANJA

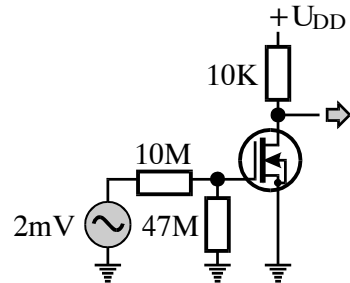
1. V čem se razlikujejo unipolarni tranzistorji od bipolarnih?
2. Kakšna je zgradba JFET? Kako krmilimo ponorski tok pri JFET?
3. Opiši dogajanje v JFET pred zadrgrnitvijo kanala in po njej!
4. Kaj je transkonduktanca tranzistorja?
5. Kaj je tok nasičenja JFET I_{DSS} ?
6. Kako lahko uporabimo JFET kot izvor konstantnega toka?
7. Kako stabiliziramo delovno točko pri JFET?
8. Kaj pomeni kratica MOSFET? Kako so MOSFET zgrajeni?
9. Kakšne so lastnosti MOSFET v primerjavi z JFET?
10. Kaj je pragovna napetost?
11. Zakaj moramo biti pazljivi, ko delamo z MOSFET?
12. Kakšna je razlika med MOSFET z induciranim kanalom in MOSFET z vgrajenim kanalom?
13. Kakšno lastnost ima MOSFET z dvoje vrati?
14. Kaj je CMOS, kje ga uporabljamo? Od česa je odvisna potrošnja moči tega vezja?
15. Kaj je IGBT in kakšne lastnosti ima?

NALOGE

1. Izračunaj upornosti uporov R_G , R_D in R_S na sliki 5.8 a) tako, da bo delovna točka tranzistorja na sredini delovne premice ($U_{GS}=U_P/2$). Vrednosti so: $U_{DD}=16V$, $I_{DSS}=24mA$, $g_{mo}=12mS$, $I_D=5mA$ in $R_{VH}=1M\Omega$! (Odg.: $1M\Omega$, $1,2k\Omega$ in 400Ω)
2. Izračunaj upornosti uporov R_L , R_S in R_E vezja na sliki! Delovna točka bipolarnega tranzistorja naj bo na sredini delovne premice, podatki pa so: $I_D=2mA$, $U_{GS}=-2V$, $I_C=6mA$, $\beta=120$, $U_{CC}=12V$. (Odg.: $2,58k\Omega$, $1k\Omega$, $1k\Omega$)



3. Izračunaj ojačenje ojačevalnika iz predhodne naloge, če vemo, da ima unipolarni tranzistor $g_{mo}=15mS$ ter $U_P=-5V$! (Odg.: -23)
4. Izračunaj vhodno upornost, izhodno upornost in napetostno ojačenje ojačevalnika z JFET v orientaciji s skupnimi vrati, če so: $R_D=6,8k\Omega$, $R_S=470\Omega$, $I_D=5mA$, $g_{mo}=14mS$ in $U_P=-5V$! (Odg.: 605Ω , $6,8k\Omega$, 11,2)
5. Izračunaj velikost izhodne napetosti, če je napetost generatorja $U_G=2mV$ in transkonduktanca tranzistorja $g_m=5mS$! (Odg.: 82,45mV)



KRMILNI POLPREVODNIŠKI ELEMENTI

Krmilni polprevodniški elementi, ki jih bomo opisali v tem poglavju, niso namenjeni ojačenju, temveč krmiljenju tokov v vezju. Narejeni so tako, da imajo dve stanji: vključeno in izključeno. Zato nas bo zanimalo predvsem dogajanje ob vklopu in izklopu elementa.

6.1. ENOSPOJNI TRANZISTOR ALI UJT

UJT (angl. unijunction transistor) sestavlja polprevodniški kanal, ki mu pravimo tudi baza, z dvema priključkoma: B_1 in B_2 . Edini pn spoj naredijo z majhnim vložkom p -tipa nekje blizu sredine kanala. Krmilna elektroda, ki je pritrjena na p vložek, se imenuje emitor.

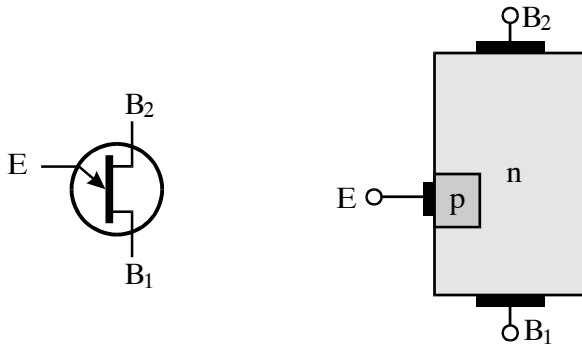
Ko na bazna priključka priključimo napetostni vir U_{BB} , se baza obnaša kot upor. Delovanje v notranjosti UJT si lažje predstavimo na nadomestnem vezju (glej sliko 6.2), ki je sestavljeno iz dveh uporov in diode. Padeč napetosti med

emitorjem in priključkom B₁ je manjši, kot je napetost vira U_{BB} in je odvisen od položaja emitorja v bazi. Proizvajalec podaja faktor η , ki je definiran kot:

$$\eta = \frac{r_{B1}}{r_{B1} + r_{B2}}$$

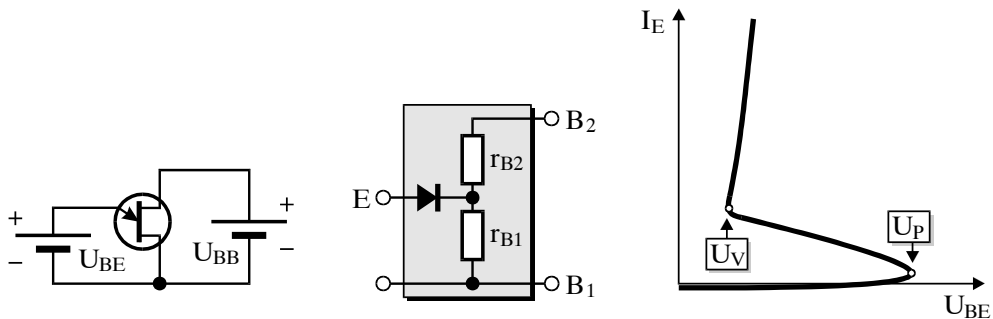
Z njegovo pomočjo lahko izračunamo napetost med emitorjem in bazo:

$$U_P = \eta \cdot U_{BB}$$



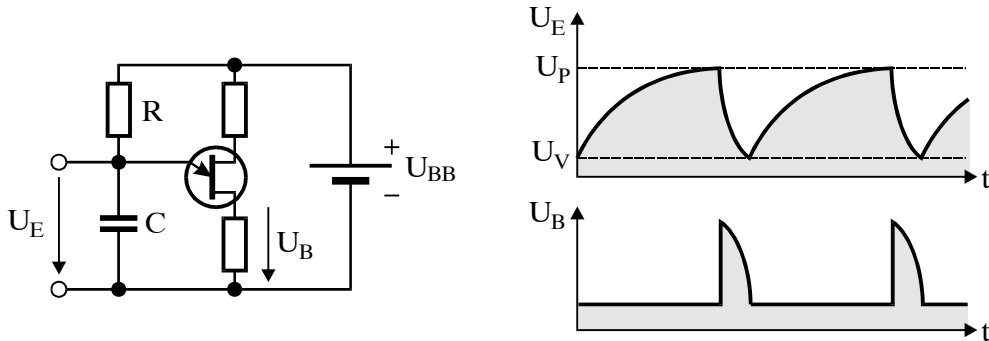
Slika 6.1. Simbol in zgradba UJT tranzistorja.

Ko je na vhodu, med emitorjem in bazo, napetost manjša kot U_P , je tok skozi emitor zanemarljivo majhen. V trenutku, ko vhodna napetost preseže omenjeno vrednost, postane pn spoj med emitorjem in bazo prevoden in steče emitorski tok.



Slika 6.2. Priključitev, nadomestno vezje in karakteristika UJT.

Emitorski tok povzroči, da se v bazi poveča število prostih elektrin, zato postane prevodnejša. Napetost med emitorjem in bazo hitro pade – tranzistor je v področju negativne upornosti (od vrednosti U_V do U_P na sliki 6.2). Ta pojav zaznamo takoj po vklopu tranzistorja.



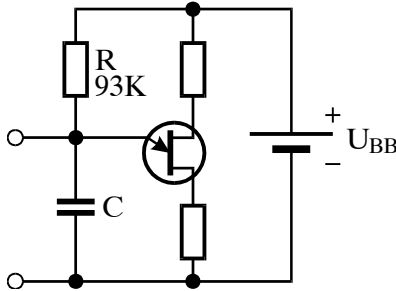
Slika 6.3. Vezje oscilatorja z UJT.

Področje z negativno upornostjo, ki se pojavi ob vklopu UJT, najpogosteje izrabimo za oscilator. Vezje na sliki 6.3 je RC oscilator. Ob vklopu je kondenzator C prazen, tranzistor je zato zaprt. Kondenzator C se postopoma polni preko upora R , zato napetost med emitorjem in bazo narašča. Ko ta doseže prevodno napetost U_P , se UJT odpre in skozi emitor steče tok. Ker se prevodna napetost med emitorjem in bazo zniža, se kondenzator naglo sprazni skozi emitor. Če je upornost upora R dovolj velika, je tok skozi upor premajhen, da bi zadržal tranzistor odprt, zato se ta zapre. Spoj med emitorjem in bazo ne prevaja več, zato se kondenzator ponovno polni. Frekvenco takega oscilatorja lahko izračunamo s pomočjo približne enačbe:

$$f = \frac{1}{R \cdot C \cdot \ln\left(\frac{1}{1 - \eta}\right)}$$

Primer

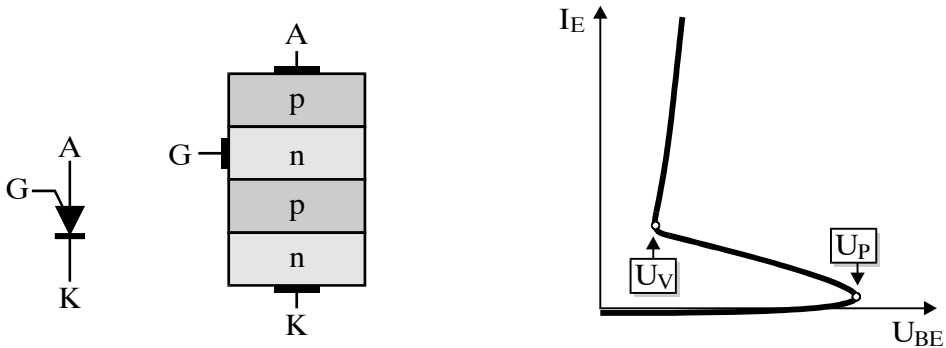
Za UJT 2N3980 ($\eta=0,73$) izračunajmo kapacitivnost kondenzatorja C tako, da bo frekvenca oscilatorja $f=100\text{Hz}$! Upor R ima upornost $93\text{k}\Omega$.



$$C = \frac{1}{R \cdot f \cdot \ln\left(\frac{1}{1-\eta}\right)} = \frac{1}{93\text{k}\Omega \cdot 100\text{Hz} \cdot \ln\left(\frac{1}{1-0,73}\right)} = 82\text{nF}$$

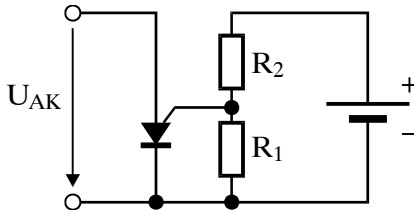
6.2. ENOSPOJNI TRANZISTOR Z MOŽNOSTJO PROGRAMIRANJA ALI PUT

Zgradba PUT (angl. programmable unijunction transistor) je zelo podobna tiristorju (obravnavali ga bomo kasneje), vendar je delovanje podobno UJT. PUT je sestavljen iz štirih slojev polprevodnika $pnpn$, iz katerega molijo trije priključki: anoda A, katoda K in vrata G.



Slika 6.4. Simbol, zgradba in karakteristika PUT.

PUT prevaja šele takrat, ko je napetost med anodo in katodo U_{AK} višja od napetosti med vrati in katodo U_{GK} . Takrat se anodni tok I_A skozi tranzistor poveča, medtem ko napetost U_{AK} pade. V karakteristiki opazimo to kot področje z negativno upornostjo. Zaradi tega PUT lahko uporabimo v vezju oscilatorja, podobno kot UJT.



Slika 6.5. Vezje s PUT.

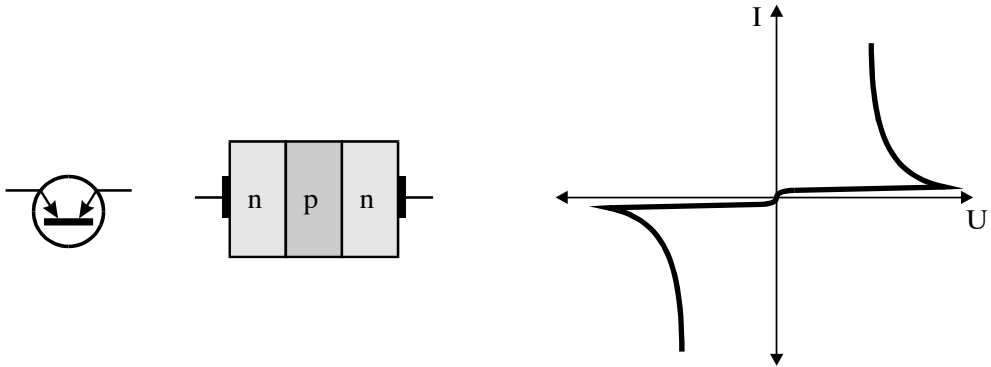
Napetost, pri kateri začne PUT prevajati, nastavimo s pomočjo zunanjih uporov R_1 in R_2 , zato se ta tranzistor imenuje tudi tranzistor z možnostjo programiranja. Tako je sedaj:

$$\eta = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

6.3. DVOSMERNNA DIODA

Dvosmerna dioda (angl. bilateral trigger diac) je sestavljena iz treh plasti polprevodnika, podobno kot bipolarni *npn* tranzistor. Dioda je dvosmerna, to pomeni, da ima podobne karakteristike, ne glede na to, kako jo obrnemo.

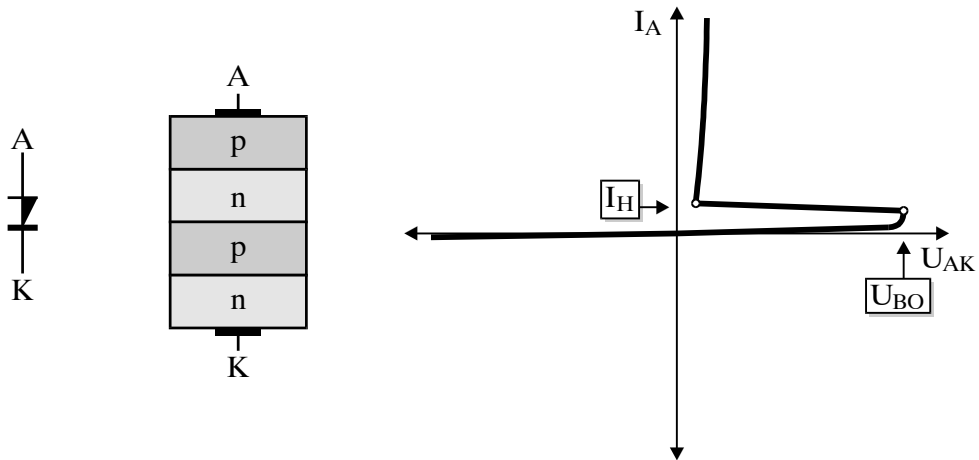
Ko na dvosmerno diodo priključimo napetost, je eden od *pn* spojev priključen v zaporno smer. Zato je tok skozi diodo zanemarljivo majhen. Ko pa je napetost dovolj velika, zaporno polarizirani spoj prebije s plazovito ionizacijo in skozi diodo steče večji tok. *Pn* spoj, ki je bil prej neprevoden, sedaj prevaja, zato se napetost na diodi zniža. To sovpada s področjem z negativno upornostjo na diagramu. Diodo ponovno zapremo tako, da znižamo napetost na njenih priključkih pod t.i. držalno vrednost. Diodo uporabljamo predvsem kot vžigni element za tiristorje in triace.



Slika 6.6. Simbol, zgradba in karakteristika dvosmerne diode.

6.4. DIODNI TIRISTOR

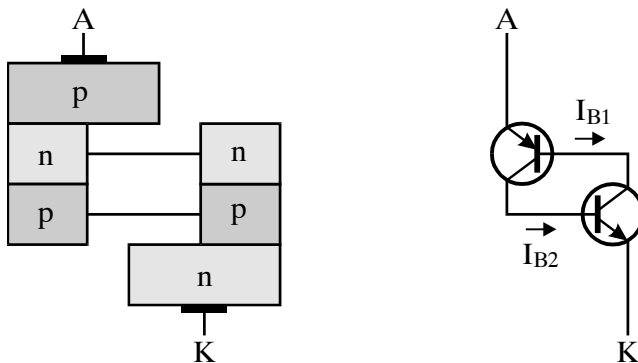
Diodni tiristor (ali Shockleyjeva dioda) je sestavljen iz štirih plasti polprevodnika, ki si izmenoma sledijo. Ko je v prevodni smeri anoda priključena na pozitivno, katoda pa na negativno napetost, sta dva pn spoja priključena v prevodno smer, medtem ko je srednji pn spoj priključen v neprevodno smer.



Slika 6.7. Simbol, zgradba in karakteristika diodnega tiristorja.

Ko je na priključkih diode dovolj velika napetost – t.i. prevesna napetost –, srednji pn spoj prebije s plazovito ionizacijo. Tok skozi diodo strmo naraste in upornost diode se naglo zniža. Dioda postane prevodna, njena prevodna napetost pa je majhna (med 1 in 2V). Če diodi ne omejimo toka, jo uničimo.

Diodo ugasnemo tako, da napetost na njej znižamo. Ko se tok diode zniža pod vrednost, ki ji pravimo držalni tok I_H , dioda ugasne. Ta postane ponovno neprevodna, vse do ponovnega preboja.

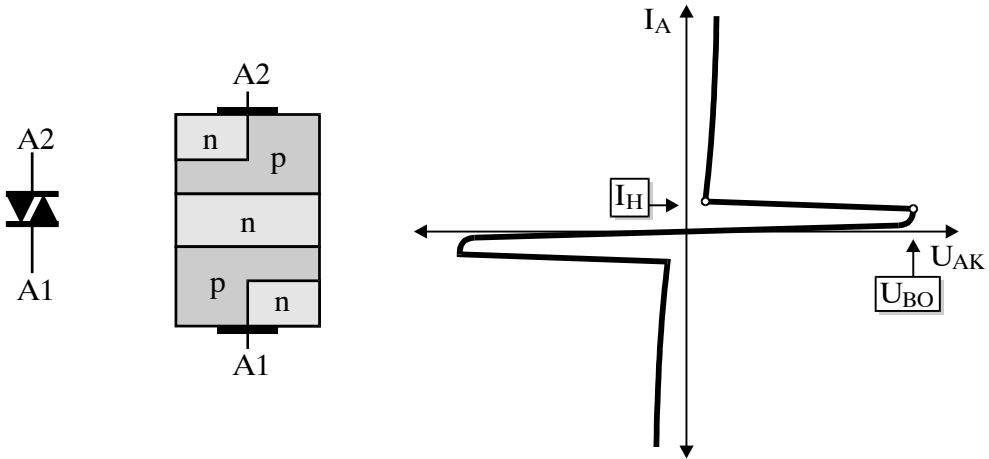


Slika 6.8. Ponazoritev delovanja diodnega tiristorja z dvema tranzistorjema.

Delovanje diodnega tiristorja si lažje razložimo, če štiri sloje polprevodnika razdelimo na dva bipolarna tranzistorja (slika 6.8). Prvi je pnp , drugi pa npn . Ko diodni tiristor prevaja, se bazna tokova povečata, zato se tranzistorja odpirata. Dodatno odpiranje tranzistorjev povzroči, da se bazni tok še poveča. Ko diodni tranzistor enkrat prevaja, sta oba tranzistorja odprta. Če napetost sedaj nižamo, sta bazna tokova še vedno dovolj velika, da držita tranzistorja odprta. Ko pa tranzistorja enkrat zapremo, bazna tokova ne tečeta več, vse dokler diodni tiristor ponovno ne prebije.

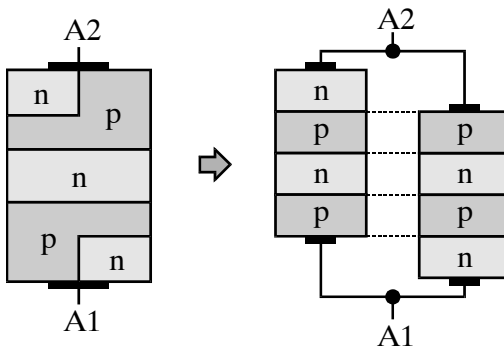
6.5. DVOSMERNI DIODNI TIRISTOR ALI DIAC

Dvosmerni diodni tiristor (angl. bilateral diode switch) ali diac se obnaša kot obojestranski diodni tiristor. Karakteristika elementa je tako simetrična za obe smeri toka.



Slika 6.9. Simbol, zgradba in karakteristika diaca.

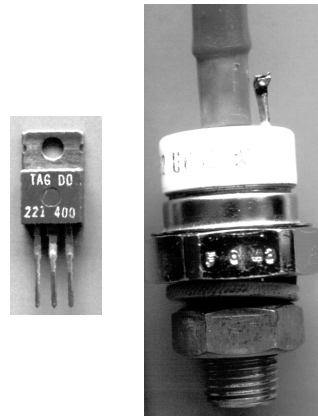
Diac lahko vključimo (ali vžgemo) v obeh smereh tako, da presežemo prevesno napetost. Izključimo (ali ugasnemo) pa ga tako, da znižamo napetost na priključkih. Ko se tok, ki teče skozi diac, zniža pod vrednost držalnega toka, diac ugasne. Če strukturo diaca vzdolžno prerežemo na polovico, potem vidimo, da je sestavljen iz dveh vzporedno vezanih *pnpn* diod.



Slika 6.10. Ponazoritev zgradbe diaca.

6.6. TIRISTOR

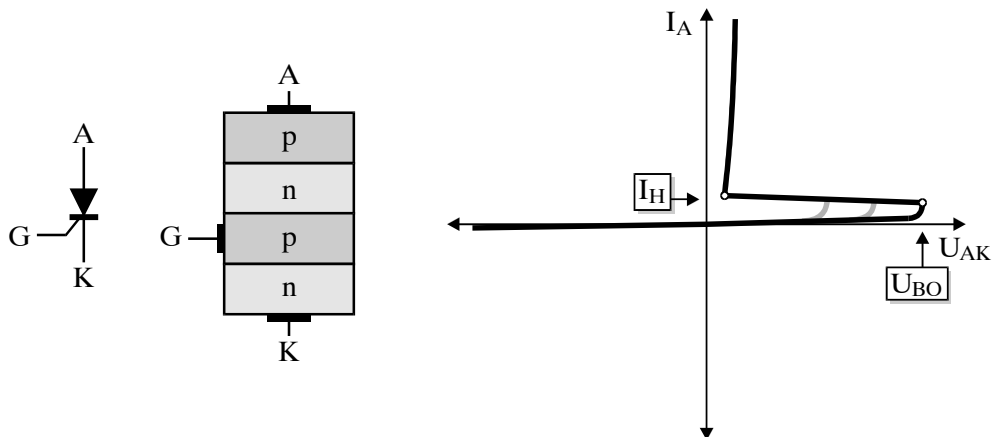
Tiristor ima vlogo krmiljenega stikala. Zaprt toka ne prevaja, lahko pa ga s pomočjo dodatne krmilne elektrode ali vrat G vžgemo in postane prevoden. S tiristorjem krmilimo tok skozi najrazličnejše porabnike, najdemo ga tudi v usmernikih. Tiristorjev je več vrst. Omenili bomo le nekaj najvažnejših.



Slika 6.11. Oblika dveh različnih tiristorjev.

6.6.1. Zaporno neprevodni tiristor ali SCR

Zaporno neprevodni tiristor (angl. reverse blocking thyristor) ali SCR (angl. silicon-controlled rectifier) je zgrajen iz štirih plasti polprevodnika *pnpn*, na katerih sta priključka anoda A in katoda K. Na notranjem *p*-sloju je dodaten priključek, ki ga imenujemo vrata G.

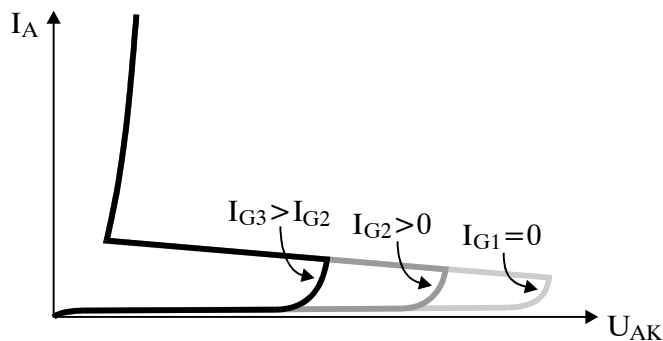


Slika 6.12. Simbol, zgradba in karakteristika tiristorja.

Delovanje je podobno delovanju diodnega tiristorja. Priklučen v zaporni smeri ne prevaja, saj ima v zaporni smeri usmerjena kar dva pn spoja. V prevodni smeri je zaporno polariziran le srednji pn spoj. Razlika med diodnim tiristorjem in tiristorjem je ta, da v primeru električnega preboja srednjega spoja tiristor uničimo, diodnega tiristorja pa ne!

Ko priključimo na vrata G pozitivno napetost glede na katodo, teče skozi vhodni priključek v tiristor majhen tok. Zaradi injiciranih nosilcev naboja v p -plast se zniža vžigna napetost tiristorja – tiristor torej lahko vključimo z dovolj velikim vhodnim tokom. Ko se tiristor vključi, tok med anodo in katodo strmo naraste in prevodna napetost se zniža. Če toka ne omejimo, tiristor uničimo.

Tok skozi tiristor teče tudi tedaj, ko na vходу ni več vžignega toka! Izključimo ga le tako, da spustimo napetost med anodo in katodo. Ko anodni tok doseže dovolj majhno vrednost, ki ji pravimo držalni tok, se tiristor sam izključi. Vžigno napetost spreminjamo z vhodnim tokom I_G . Čim večji je, pri nižji napetosti se tiristor vključi.



Slika 6.13. Sprememba vžigne napetosti pri različnih vhodnih tokovih tiristorja.

Ko tiristor izključimo, se lahko zgodi, da se pri takojšnjem povišanju napetosti med anodo in katodo samodejno vključi. To pa zato, ker se ob izključitvi tiristorja v notranjosti zadržuje še velika količina nosilcev naboja, ki se ne uspejo takoj rekombinirati. Po izključitvi mora najprej preteči določen čas (imenujemo ga sprostitveni čas), šele nato lahko napetost naraste, ne da bi se tiristor brez krmilnega toka samodejno vključil.

Hitra sprememba napetosti med anodo in katodo poveča zaporni tok srednje plasti (to se zgodi zaradi notranje kapacitivnosti), kar spet lahko povzroči

samodejen vžig tiristorja, čeprav na vходу ni krmilnega toka. Zato je dovoljena hitrost spremembe priključene napetosti omejena.

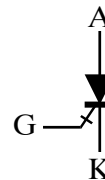
Prehitro naraščanje toka pri vžigu tiristorja povzroči toplotno preobremenitev notranjega spoja, kar uniči tiristor. Zato proizvajalci podajajo največjo dovoljeno strmino naraščanja toka (podatek di/dt).

Podobno moramo paziti na dovoljeno temensko napetost tiristorja. Pri krmiljenju induktivnih bremen se lahko zgodi, da se pri izklopu v bremenu inducira napetost (zaradi lastne indukcije), ki preseže dovoljeno temensko napetost in uniči tiristor.

Tiristor si lahko predstavljamo kot elektronsko stikalo. Ima tri priključke: anodo A, katodo K in vrata G. Vključimo ga s pomočjo toka na vratih, izključimo pa tako, da spustimo anodni tok pod določeno mejo, ki ji pravimo držalni tok. Tako kot dioda lahko tiristor prevaja tok le v eno smer.

6.6.2. Tiristor z možnostjo ugašanja ali GTO

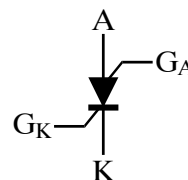
Tiristor z možnostjo ugašanja (angl. gate turn-off thyristor) deluje na enak način kot zaporno neprevodni tiristor, ki smo ga spoznali v prejšnjem razdelku. Vključimo ga z dovolj velikim vhodnim tokom na vratih G, izključimo pa tako, da spustimo anodni tok pod držalno vrednost. Poleg tega pa ga lahko izključimo tudi s pomočjo dovolj velikega nasprotno usmerjenega toka na vhodnem priključku G.



Slika 6.14.
Simbol GTO.

6.6.3. Tetrodni tiristor ali SCS

Tetrodni tiristor (angl. silicon controlled switch) ima dodaten, četrti vhodni priključek (odtod tudi ime »tetrodni«). Le-ta služi zato, da ga lahko med prevajanjem izključimo. Vhodni priključek, s katerim ga vključimo, je bližji katodi, zato ga označimo z G_K . Dodaten vhodni priključek, s katerim ga ugasemo, pa je bližji anodi, zato ga označimo z G_A . Tetrodni tiristorji so po delovanju enaki zaporno neprevodnim, le da so narejeni za manjše moči.



Slika 6.15.
Simbol SCS.

6.6.4. Zaporno prevodni tiristor ali RCT

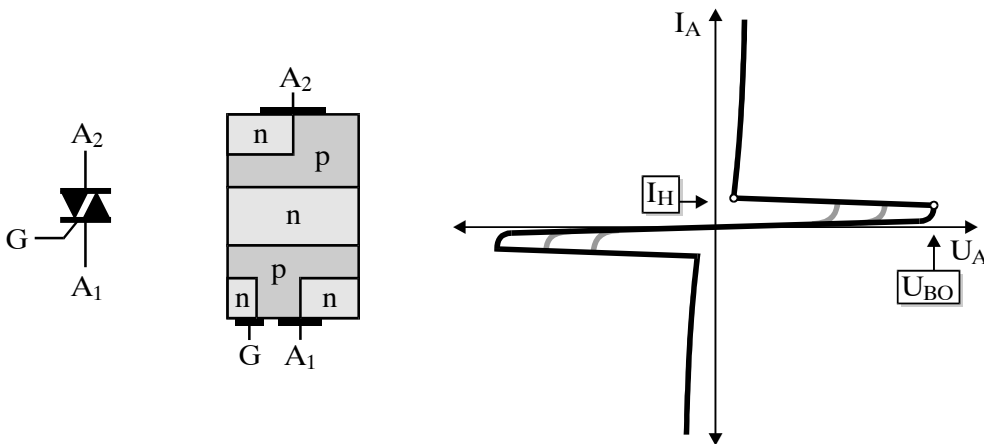
Pri RCT tiristorju (angl. reverse conducting thyristor) je vzporedno dodana dioda, tako da vezje v zaporni smeri sedaj prevaja. RCT največ uporabljamo v pretvornikih z nihajnimi krogi nižjih frekvenc, kjer želimo doseči večje moči.



Slika 6.16. Simbol RCT.

6.7. TRIAC

Triac si lahko predstavljamo kot dva vzporedno vezana tiristorja, obrnjena vsak v svojo stran. Na ta način lahko triac vključimo (ali vžgemo) v obeh smereh. Osnovna priključka sta ponekod označena kot anoda A in katoda K, drugod kot prva anoda A_1 in druga anoda A_2 . Vhodni priključek je skupen in ga imenujemo vrata G. Vključimo ga lahko tako s pozitivnim kot z negativnim napetostnim impulzom na vhodnem priključku. Ugasnemo ga enako kot tiristor. Ko se anodni tok I_A spusti pod vrednost držalnega toka I_H , se triac sam izključi. Triacov je več vrst, med njimi npr. samoprožilni triac, ki ima na vratih vgrajen diac.

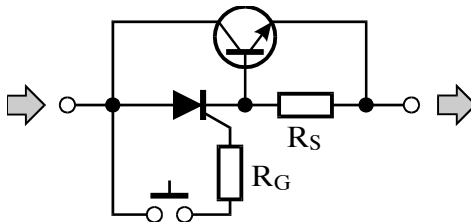


Slika 6.17. Simbol, zgradba in karakteristika triaca.

Triac je po delovanju enak tiristorju, le da prevaja električni tok v obeh smereh. Predstavljamo si ga lahko kot dva tiristorja, ki sta vezana vzporedno, obrnjena vsak v svojo smer.

6.8. NAČIN UPORABE TIRISTORJA IN TRIACA

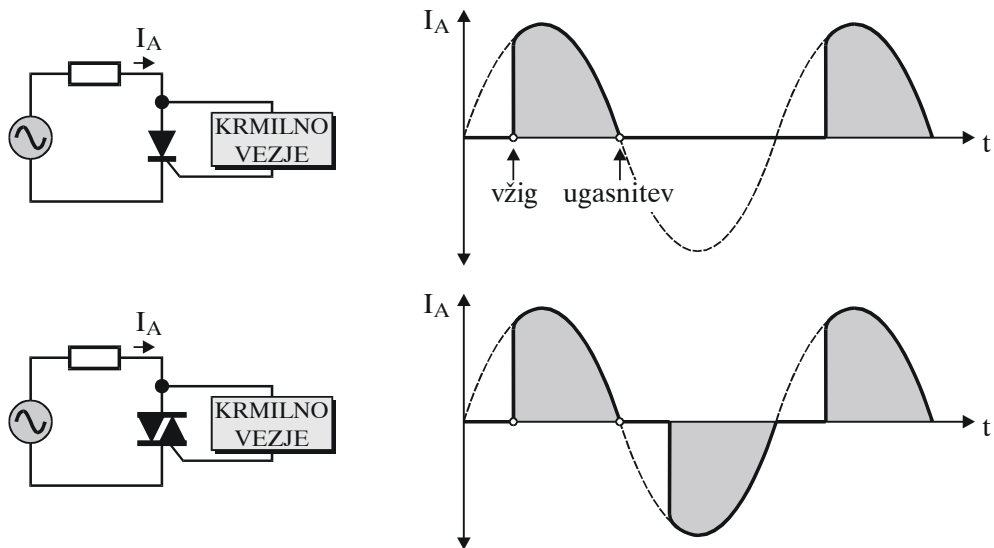
Tiristor in triac lahko v vezju uporabimo kot elektronsko stikalo. V vezju na sliki 6.18 uporabljamo tiristor kot tokovno varovalko. Ko pritisnemo na tipko, steče skozi upor R_G tok, ki vžge tiristor in tok steče skozi breme. Upornost upora R_S je zelo majhna. Ko pade napetost na tem uporu doseže približno 0,7V, se bipolarni tranzistor odpre. Tok, ki je prej tekel skozi tiristor, steče sedaj skozi tranzistor in tiristor ugasne. Upor R_S izračunamo iz enačbe: $R_S = 0,7V / I_{MAX}$.



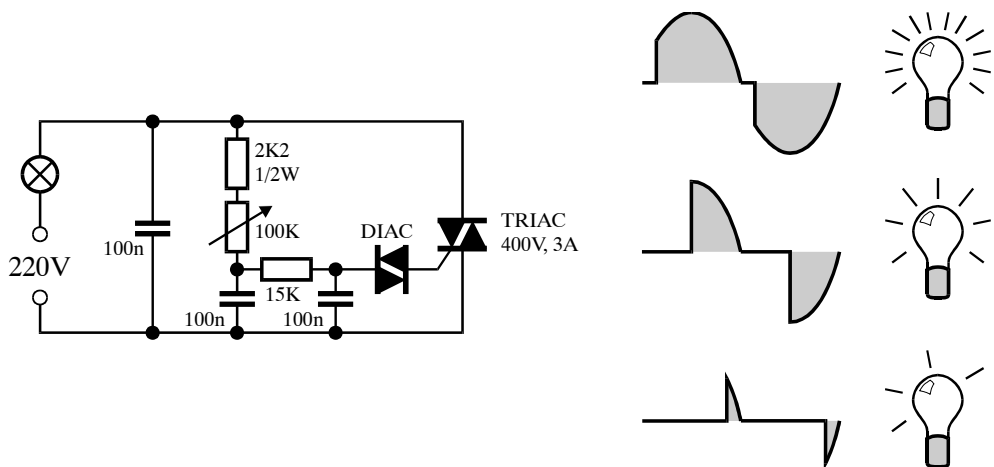
Slika 6.18. Tokovna varovalka.

V izmeničnih tokokrogih lahko potrošnja moči na porabniku spreminjamo s pomočjo fazne regulacije, ki jo dosežemo s tiristorjem ali triacom. Pri tem spreminjamo čas vklopa vezja v posamezni polperiodi (slika 6.19). Krmilno vezje določa trenutek vklopa tiristorja ali triaca, medtem ko se ugasneta sama vsakokrat, ko izmenična napetost pade na 0.

Primer vezja za regulacije moči na žarnici s fazno regulacijo prikazuje slika 6.20. Triac lahko vžgemo le do polovice polperiode (do 90°), saj se vžge, ko tok na vhodnem priključku **naraste** na določeno vrednost. Regulacijo vklopa v drugi polovici polperiode (ko tok pada) pa dosežemo tako, da s pomočjo RC členov zakasnimo napetost na prožilnem elementu. V našem primeru predstavlja vžigni element diac, ki poskrbi za tokovni impulz na vходу triaca.



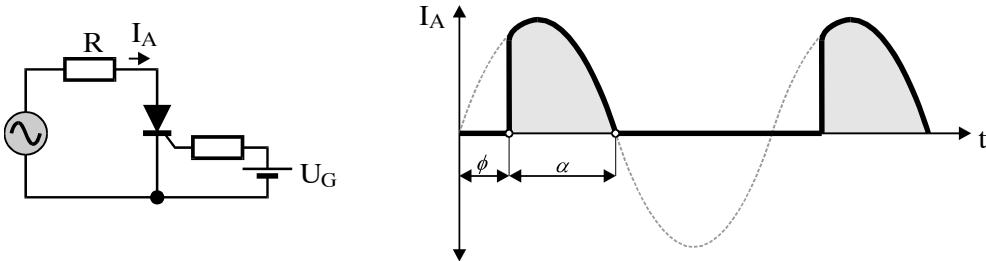
Slika 6.19. Krmiljenje moči na bremenu s pomočjo fazne regulacije.



Slika 6.20. Regulacija moči na žarnici.

Primer

S tiristorjem krmilimo tok skozi ohmsko breme. Napetost U_G na krmilni elektrodi je naravnana tako, da se tiristor vžge pri napetosti $U_{AK}=180\text{V}$. Izračunajmo velikost periode, v kateri teče tok skozi breme (iskano periodo podamo s kotom α). Napajalna napetost je sinusne oblike in znaša $U_{EF}=220\text{V}$.



Pred vžigom tiristorja je tok skozi breme R praktično nič, zato na bremenu ni padca napetost. Tako je v zanki generator-breme-tiristor praktično celoten padeč napetosti med anodo in katodo. Tiristor vžge, ko je napajalna napetost enaka vžigni napetosti $U_{AK}=180\text{V}$.

$$U_M = U_{EF} \cdot \sqrt{2} = 220\text{V} \cdot \sqrt{2} = 311\text{V}$$

$$U_{AK} = U_M \cdot \sin(\omega \cdot t) = U_M \cdot \sin \phi$$

$$\sin \phi = \frac{U_{AK}}{U_M} = \frac{180\text{V}}{311\text{V}} = 0,5787$$

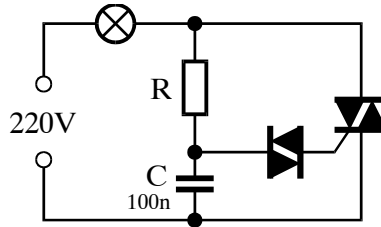
$$\phi = 35^\circ$$

Kot α se začne ob času vžiga in traja, dokler napetost vira ne pade na 0:

$$\alpha = 180^\circ - \phi = \underline{145^\circ}$$

Primer

Izračunajmo upornost upora R , da bo triac vžgal pri zasuku napetosti $\phi=45^\circ$ (diac ima vžigno napetost $U_D=\pm 32\text{V}$)!



Zasuk napetosti, ki jo povzroči RC člen, izračunamo po enačbi:

$$\operatorname{tg} \phi = \frac{R}{X_C} = \omega \cdot C \cdot R$$

Poleg zasuca RC člena je vžig zakasnen še zaradi vžigne napetosti diaca, ki znaša:

$$U_M = U_{EF} \cdot \sqrt{2} = 220\text{V} \cdot \sqrt{2} = 311\text{V}$$

$$\sin \alpha = \frac{U_D}{U_M} = \frac{32\text{V}}{311\text{V}} \Rightarrow \alpha = 5,9^\circ$$

Tako znaša zasuk, ki ga mora povzročiti RC člen:

$$\phi = \phi - \alpha = 45^\circ - 5,9^\circ = 39,1^\circ$$

Sedaj lahko izračunamo upornost upora:

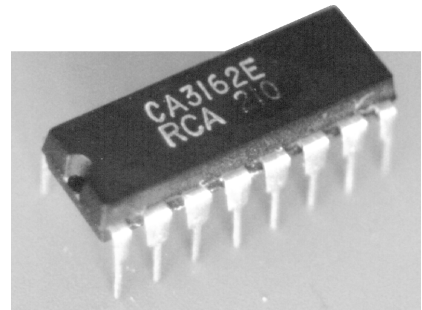
$$R = \frac{\operatorname{tg} \phi}{\omega \cdot C} = \frac{\operatorname{tg} \phi}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C} = \frac{0,812}{2 \cdot \pi \cdot 50\text{Hz} \cdot 0,1\mu\text{F}} = \underline{25,8\text{k}\Omega}$$

VPRAŠANJA

1. Kakšen je namen krmilnih polprevodniških elementov?
2. Kako pri UJT določimo napetost, ko začne prevajati?
3. Zakaj se PUT imenuje »tranzistor z možnostjo programiranja«?
4. Kako vključimo in izključimo diodni tiristor? Kaj je držalni tok?
5. Kako vključimo in izključimo tiristor? Kakšna je bistvena razlika pri vklopu med diodnim tiristorjem in tiristorjem?
6. Kako je vžigna napetost odvisna od vhodnega toka tiristorja?
7. Kaj je sprostitveni čas pri tiristorju?
8. Kaj se lahko zgodi pri hitri spremembi napetosti med anodo in katodo tiristorja?
9. Zakaj proizvajalci podajajo največjo dovoljeno strmino naraščanja toka tiristorja?
10. Kako deluje tetrodni tiristor ali SCS?
11. Kakšna je razlika med tiristorjem in triacom?
12. Kaj je fazna regulacija moči?

LINEARNA INTEGRIRANA VEZJA

Integrirana vezja so vezja, sestavljena iz več elementov, ki so vsi izdelani na skupnem polprevodniku (substratu) ali na skupni izolacijski podlagi. Integrirano vezje je zaprto v ohišju s podnožjem. Izdelujejo jih z različnimi tehnološkimi postopki: tako ločimo monolitna, tankoplastna, debeloplastna in hibridna integrirana vezja.



Pri monolitnem integriranem vezju so vsi elementi izdelani na enem kosu polprevodnika. Med seboj so spojeni s tanko kovinsko plastjo na površini polprevodnika.

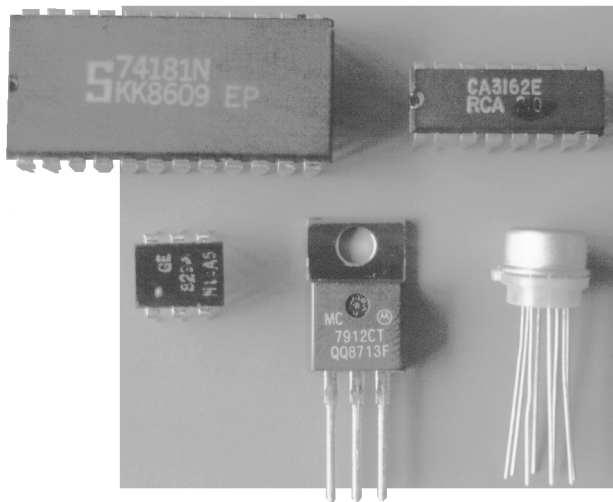
Pri tankoplastnem integriranem vezju (angl. thin-film) so pasivni elementi izdelani iz različnih uporabnih in prevodnih plasti, ki so nanešene na izolacijsko podlago. Posamezne elemente izdelajo s pomočjo selektivnega odstranjevanja z jedkanjem.

Debeloplastno integrirano vezje (angl. thick-film) se razlikuje od tankoplastnih po tem, da so elementi na podlago natiskani. S postopkom sitotiska nanašajo na osnovo paste, ki imajo določene prevodne lastnosti. Ko ploščico segrevajo, organske snovi v pasti zgorijo in pasta otrdi.

Hibridno integrirano vezje predstavlja kombinacijo med omenjenima tehnologijama. Ker s tankoplastno in debeloplastno tehnologijo ne moremo izdelati polprevodniških elementov (diod, tranzistorjev in ostalih), so le-ti izdelani z monolitno tehnologijo in dodani v vezje. Vse skupaj še zaprejo v skupno ohišje s podnožjem.

Poznamo monolitno, tankoplastno, debeloplastno in hibridno tehnologijo integriranih vezij. Z monolitno tehnologijo izdelujemo elemente v polprevodniku, s tankoplastno in debeloplastno pa pasivne elemente (predvsem upore) na ploščici iz izolanta.

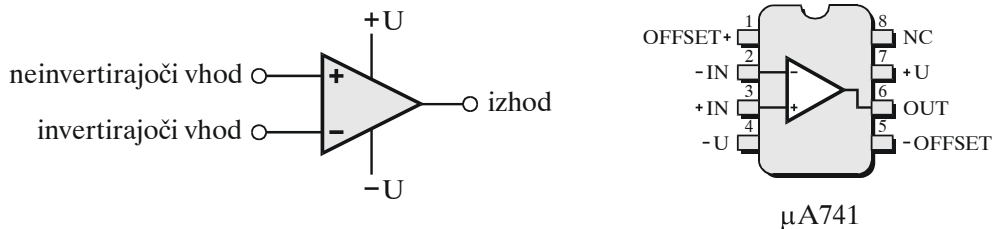
Linearna integrirana vezja služijo za obdelavo ali generiranje analognih signalov. Poznamo tudi digitalna integrirana vezja, ki služijo za obdelavo in generiranje digitalnih signalov. Tipičen predstavnik linearnih integriranih vezij, ki ga zelo pogosto srečujemo, je operacijski ojačevalnik, zato si ga bomo podrobneje ogledali.



Slika 7.1. Različne oblike ohišij monolitnih integriranih vezij.

7.1. OPERACIJSKI OJAČEVALNIK

Operacijski ojačevalniki so ojačevalniki v integrirani izvedbi. Tranzistorji operacijskega ojačevalnika so med seboj direktno vezani (ni sklopnih kondenzatorjev), kar pomeni, da lahko ojačajo tako enosmerne kot izmenične signale. Ojačevalniki imajo dva vhodna priključka, ki jima pravimo neinvertirajoči (angl. non inverted) in invertirajoči (angl. inverted) vhod. Kot že imeni povesta, bo signal, priključen na neinvertirajoči vhod, na izhodu v fazi, signal, priključen na invertirajoči vhod, pa v protifazi z vhodnim. Prvi vhod je zato označen s »+«, drugi pa z »-«.



Slika 7.2. Operacijski ojačevalnik.

Operacijski ojačevalnik ima poleg vhodov še en izhodni priključek ter priključka za napajanje. Poleg teh srečamo še priključke, ki služijo za napetostno izravnavo ter frekvenčno kompenzacijo.

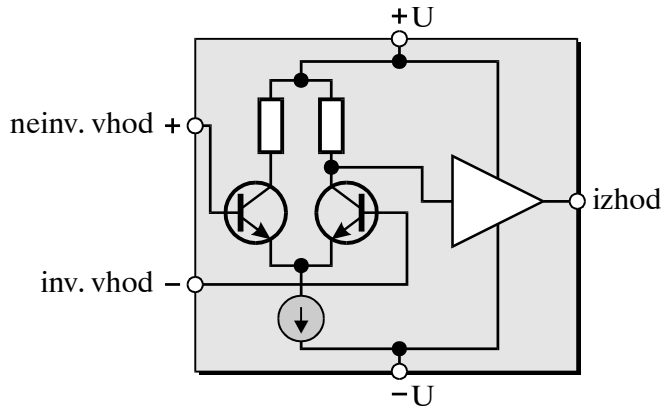
7.1.1. Lastnosti operacijskega ojačevalnika

Električne lastnosti operacijskega ojačevalnika so naslednje:

- zelo velika vhodna upornost,
- zelo nizka izhodna upornost,
- zelo veliko napetostno ojačenje (10^4 do 10^5),
- protifazne signale na obeh vhodih ojača, medtem ko sofazne slabi.

Na vhodu operacijskega ojačevalnika je diferencialni ojačevalnik (glej tudi str. 106), zato ojača le razliko napetosti na obeh vhodih. Sofazni signali so

oslabljeni, kar nam pove tudi zelo velik rejekcijski faktor CMRR, ki podaja razmerje med protifaznim in sofaznim ojačenjem v dB (decibelih).



Slika 7.3. Notranjost operacijskega ojačevalnika.

S pomočjo povratnih zank lahko lastnost ojačevalnika prilagodimo namenu uporabe: za ojačevalnike, primerjalnike, za izvajanje najrazličnejših linearnih funkcij (seštevanje, odštevanje, množenje, logaritmiranje, odvajanje, integriranje, itd.), za generiranje najrazličnejših signalov in podobno.

Operacijski ojačevalnik je ojačevalnik v integriranem vezju. Ima dva vhoda: če priključimo vhodni signal na prvega, ki mu pravimo neinvertirajoči vhod, dobimo na izhodu ojačan signal v fazi z vhodnim. Če priključimo vhodni signal na drugega, ki mu pravimo invertirajoči vhod, dobimo prav tako ojačan signal, toda v protifazi z vhodnim. Operacijski ojačevalnik ima zelo veliko ojačenje, veliko vhodno upornost in zelo majhno izhodno upornost.

7.1.2. Invertirajoči ojačevalnik

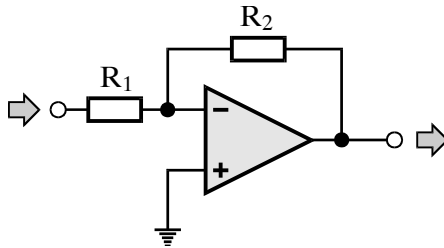
Če je operacijski ojačevalnik vezan kot invertirajoči ojačevalnik, je vhod na invertirajočem priključku. To pomeni, da bo izhodni signal v protifazi z vhodnim. Povratno zanko izvedemo s pomočjo dveh uporov, ki znižata ojačenje ojačevalnika. Taki vezavi pravimo negativna povratna vezava.

Predpostavimo, da je napetostno ojačenje operacijskega ojačevalnika neskončno veliko, ravno tako tudi vhodna upornost. Potem je napetost na invertirajočem priključku enaka:

$$U_{INV} = \frac{U_{IZH}}{A_U} = \frac{U_{IZH}}{\infty} = 0$$

Zaradi tega je tok, ki priteka iz vhoda skozi upor R_1 , enak ali nasproten toku, ki priteka iz izhoda skozi upor R_2 :

$$I_{VH} = -I_{R2} \quad \text{ali} \quad \frac{U_{VH}}{R_1} = -\frac{U_{IZH}}{R_2}$$



Slika 7.4. Vezje invertirajočega ojačevalnika.

Ker je ojačenje razmerje med izhodno in vhodno napetostjo, dobimo rešitev:

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

Negativen predznak pomeni, da je izhodni signal v protifazi z vhodnim. Če pa želimo upoštevati še dejansko napetostno ojačenje operacijskega ojačevalnika, ki ima končno vrednost, se enačba glasi:

$$A_U = \frac{A_{OP}}{1 + A_{OP} \cdot \frac{R_1}{R_2}}$$

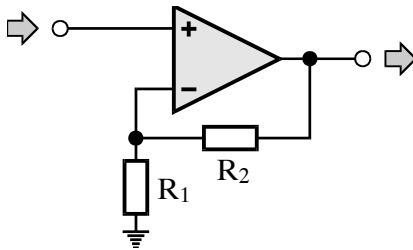
7.1.3. Neinvertirajoči ojačevalnik

Ko je vhod vezan na neinvertirajoči priključek, je izhodni signal v fazi z vhodnim. Negativna povratna vezava je ponovno narejena iz dveh uporov R_1 in R_2 . Ker želimo negativno povratno vezavo, mora izhodni signal pritekati na invertirajoči vhod.

Če spet predpostavimo idealne razmere, je napetost med vhodnima priključkoma enaka 0. Zato je vhodna napetost enaka padcu napetosti na upor R_1 . Izhodna napetost pa je enaka padcu napetosti na obeh uporih R_1 in R_2 :

$$U_{VH} = I \cdot R_1$$

$$U_{IZH} = I \cdot (R_1 + R_2)$$



Slika 7.5. Vezje neinvertirajočega ojačevalnika.

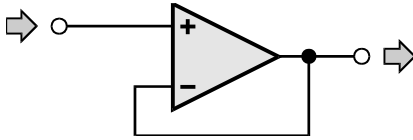
Napetostno ojačenje je sedaj:

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

Če želimo upoštevati še končno ojačenje operacijskega ojačevalnika, uporabimo enačbo:

$$A_U = \frac{A_{OP}}{1 + A_{OP} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}}$$

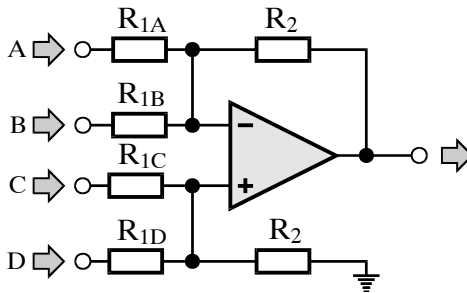
Če upor R_1 odvezamemo, namesto upora R_2 pa naredimo kratek spoj, potem dobimo ojačevalnik, ki ima ojačenje 1. Rečemo mu napetostni sledilnik (angl. voltage follower). Izhodna napetost je popolnoma enaka vhodni; vhodna upornost je zelo velika, izhodna pa zelo majhna.



Slika 7.6. Vezje napetostnega sledilnika.

7.1.4. Seštevalnik in odštevalnik

Ko priključimo napetosti na oba vhoda operacijskega ojačevalnika, dobimo na izhodu napetost, ki je za napetostno ojačenje večja od razlike obeh napetosti na vhodu. Na ta način lahko naredimo vezje, ki seštevata in odšteva napetosti na vhodu. Primer takega vezja vidimo na sliki 7.7. Izhodna napetost je sorazmerna seštevku vhodnih napetosti U_A in U_B in razliki vhodnih napetosti U_C in U_D .



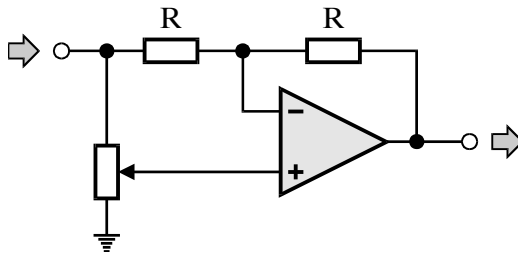
Slika 7.7. Vezje seštevalnika in odštevalnika napetosti.

Napetost na izhodu tega vezja je enaka:

$$U_{IZH} = -R_2 \cdot \left(\frac{U_A}{R_{1A}} + \frac{U_B}{R_{1B}} - \frac{U_C}{R_{1C}} - \frac{U_D}{R_{1D}} \right)$$

7.1.5. Sprememba koeficienta ojačenja

S pomočjo potenciometra v vezju na sliki 7.8 lahko poleg spremembe ojačenja spremenimo tudi polariteto izhodnega signala.



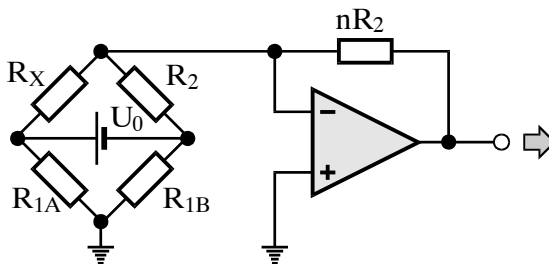
Slika 7.8. Vezje za spremembo koeficienta ojačenja.

Ko je drsnik potenciometra na skrajni spodnji točki ($n=0$), se ojačevalnik obnaša kot invertirajoči ojačevalnik z ojačenjem 1. Ko pa drsnik pomaknemo v skrajno zgornjo lego ($n=1$), se ojačevalnik obnaša kot neinvertirajoči ojačevalnik z ojačenjem 1. Enačba izhodne napetosti je:

$$U_{IZH} = (2 \cdot n - 1) \cdot U_{VH}$$

7.1.6. Mostični ojačevalnik

Operacijski ojačevalnik lahko uporabimo za ojačevanje napetostne razlike, ki se pojavi v mostičnem vezju. Mostično vezje, sestavljeno iz štirih uporov, je v ravnotežju, ko velja: $R_X/R_2 = R_{1A}/R_{1B} = 1$. Takrat sta oba vhoda operacijskega ojačevalnika na enakem potencialu in izhodna napetost je 0.



Slika 7.9. Vezje z mostičnim ojačevalnikom.

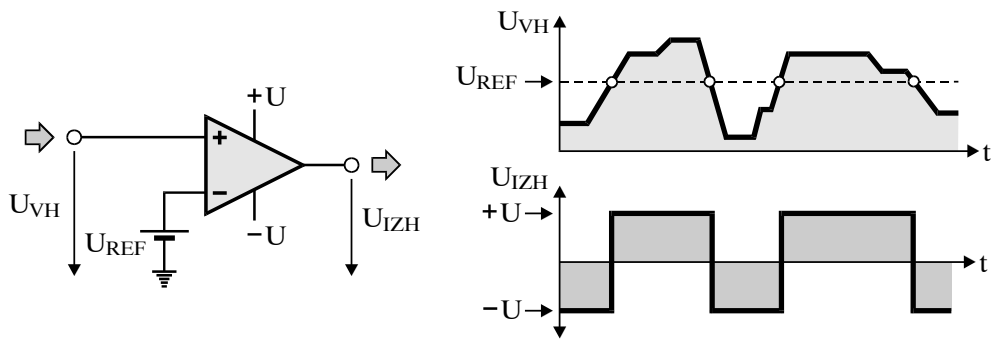
Enačba za izhodno napetost je v tem primeru:

$$U_{IZH} = U_0 \cdot \frac{n}{2} \cdot \frac{R_X - R_2}{R_X + R_2},$$

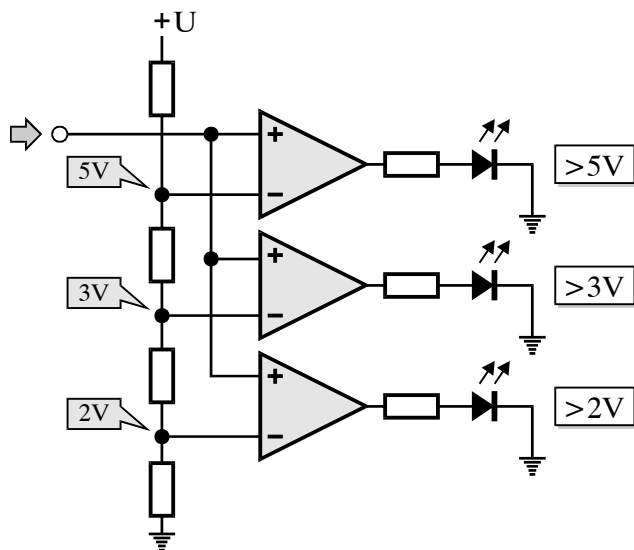
kjer nam n pove, kolikokrat je upornost upora v povratni zanki (nR_2) večja od upornosti upora R_2 v mostičku.

7.1.7. Primerjalnik

Operacijski ojačevalnik ima zelo veliko napetostno ojačenje. Če ojačenja ne znižamo s pomočjo negativne povratne zanke, je izhodna napetost vedno maksimalna in sicer pozitivna, če je napetost na neinvertirajočem vhodu večja od napetosti na invertirajočem, in negativna, če je napetost na neinvertirajočem vhodu manjša od napetosti na invertirajočem. Zaradi tega ojačevalnik uporabljamo kot primerjalnik (angl. comparator). Na izhodu operacijskega ojačevalnika brez povratne vezave dobimo lahko le dve vrednosti napetosti.



Slika 7.10. Vezje napetostnega primerjalnika.

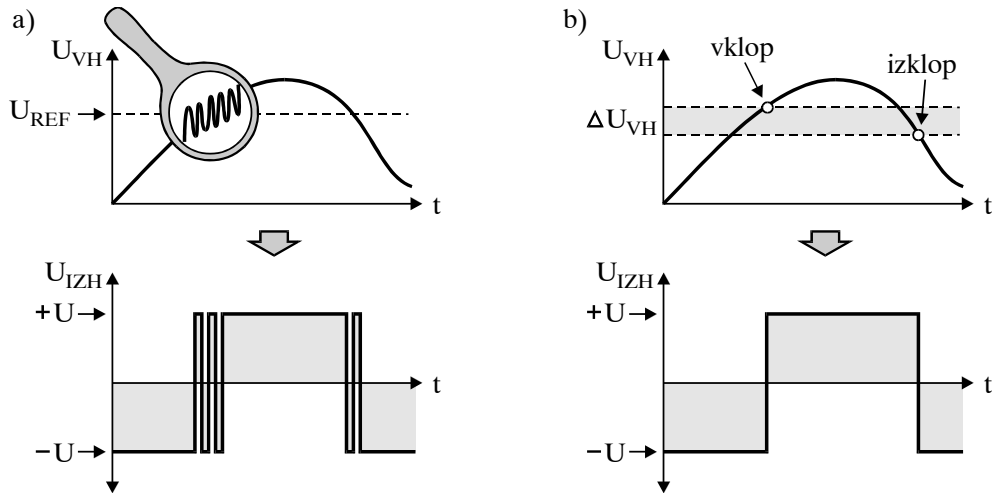


Slika 7.11. Vezje za detektiranje različnih nivojev napetosti tremi LED.

Praktičen primer uporabe primerjalnikov je na sliki 7.11. Trije primerjalniki z operacijskim ojačevalnikom krmilijo LED, ki zasvetijo, ko vhodna napetost preseže napetost na neinvertirajočem vhodu. Delilnik napetosti, sestavljen iz uporov, omogoči primerjalne napetosti (2, 3 in 5V). Prva (spodnja) zasveti, ko vhodna napetost preseže 2V, prva in druga pri 3V in vse tri, ko vhodna napetost preseže 5V.

7.1.8. Primerjalnik s histerezo

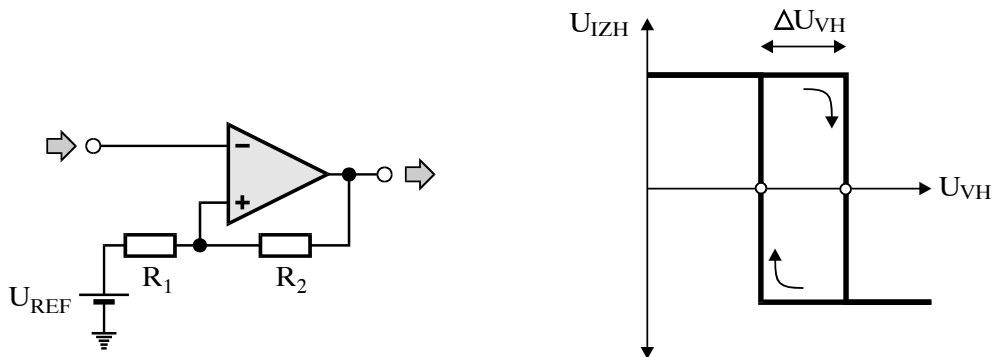
Če vsebuje vhodni signal motnje (slika 7.12 a), lahko to pripelje do nezaželenih preklopov. Ko motnje povzročijo nihanje napetosti okrog primerjalne (ali referenčne) napetosti v trenutku preklopa, se namesto enega preklopa zgodi veliko število preklopov.



Slika 7.12. Posledica motenega vhodnega signala na primerjalniku a) ter odprava motenj s pomočjo različnih napetostnih nivojev b).

Neveščnosti se izognemo tako, da ločimo napetostni nivo vklopa od napetostnega nivoja izklopa, kot vidimo na sliki 7.12 b). Vklop primerjalnika se zgodi pri nekoliko višji vhodni napetosti kot izklop. Takemu vezju pravimo tudi Schmittov prožilnik (angl. Schmitt trigger).

Razlika v nivoju preklopnih napetostih nastane zaradi pozitivne povratne zanke z uporoma R_1 in R_2 . Ko je na izhodu pozitivna napetost (visok izhodni nivo), je zaradi uporov višja napetost tudi na neinvertirajočem vhodu. Primerjalnik preklopi v nizek izhodni nivo šele, ko vhodna napetost na invertirajočem vhodu preseže napetost na neinvertirajočem.



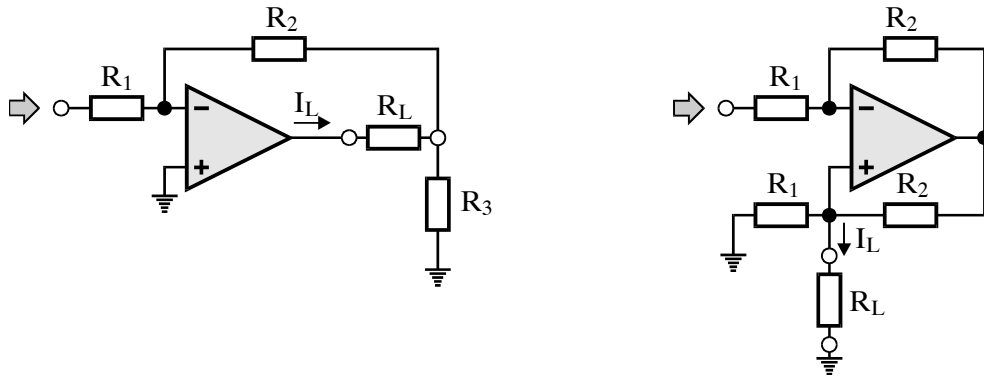
Slika 7.13. Vezje primerjalnika s histerezo.

Ko je na izhodu negativna napetost (nizek izhodni nivo), napetost na neinvertirajočem vhodu zaradi padcev napetosti na uporih pade. Primerjalnik preklopi spet v visok izhodni nivo šele, ko vhodna napetost pade pod napetost na neinvertirajočem vhodu. Razlika v preklopnih nivojih preprečuje nezaželjene preklope zaradi motenj. V diagramu na sliki 7.13 vidimo razliko v napetostnih nivojih v obliki histerezne zanke, ki je podana z enačbo:

$$\Delta U_{VH} = \Delta U_{IZH} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

7.1.9. Napetostno-tokovni pretvornik

Če želimo krmiliti breme s tokovnim signalom in ne z napetostnim, lahko uporabimo operacijski ojačevalnik v eni izmed vezav na sliki 7.14. Ne glede na upornost bremena je tok skozi breme R_L sorazmeren vhodni napetosti.



Slika 7.14. Napetostno-tokovna pretvornika.

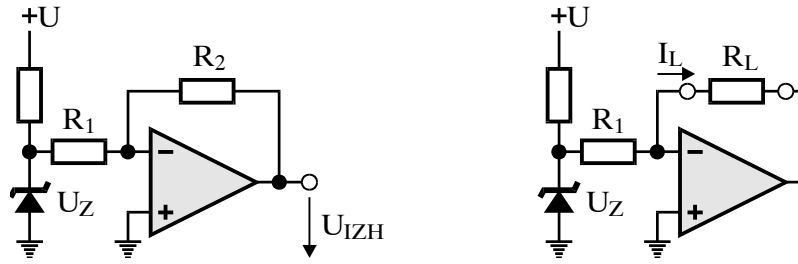
Enačbi za izračun toka skozi breme sta:

$$I_L = \frac{U_{VH}}{R_1} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right)$$

$$I_L = \frac{U_{VH}}{R_1}$$

7.1.10. Napetostni in tokovni izvor

S pomočjo operacijskega ojačevalnika lahko naredimo izvor konstantne napetosti ali konstantnega toka. Pri obeh je stabilnost izhodne veličine odvisna predvsem od stabilnosti referenčne napetosti. V vezjih na sliki 7.15 je referenčni člen izveden s pomočjo prebojne diode.



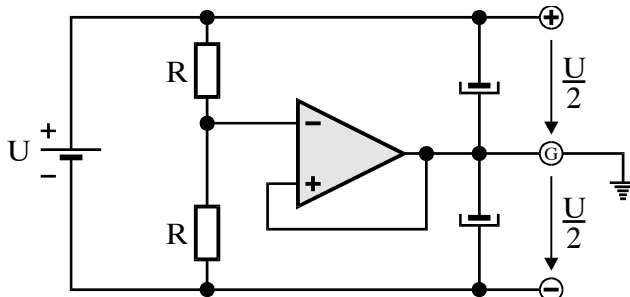
Slika 7.15. Napetostni izvor a) in tokovni izvor b).

Enačbi za primera a) in b) sta naslednji:

$$U_{IZH} = -U_Z \cdot \frac{R_2}{R_1} \qquad I_L = \frac{U_Z}{R_1}$$

7.1.11. Izvor simetrične napetosti

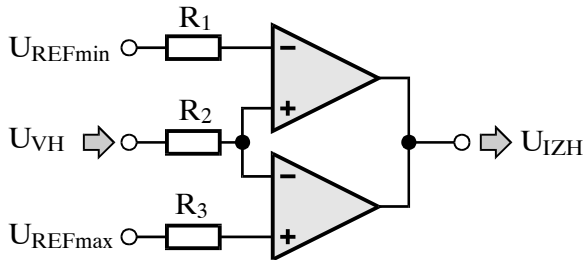
Kjer potrebujemo simetrično napetost ($\pm U$) majhnih tokov, lahko uporabimo operacijski ojačevalnik tako, kot kaže slika 7.16. Ker sta upora R enaka, je na neinvertirajočem vhodu natanko polovična napetost vira. Operacijski ojačevalnik je v vezan kot napetostni sledilnik, zato je izhodna napetost enaka vhodni. Ker ima izhod ojačevalnika majhno notranjo upornost, deluje kot napetostni generator in odstopanje simetrične napetosti je zelo majhno. Če želimo večje tokove, moramo na izhod ojačevalnika vezati dva komplementarna tranzistorja.



Slika 7.16. Izvor simetrične napetosti.

7.1.12. Okenski diskriminator

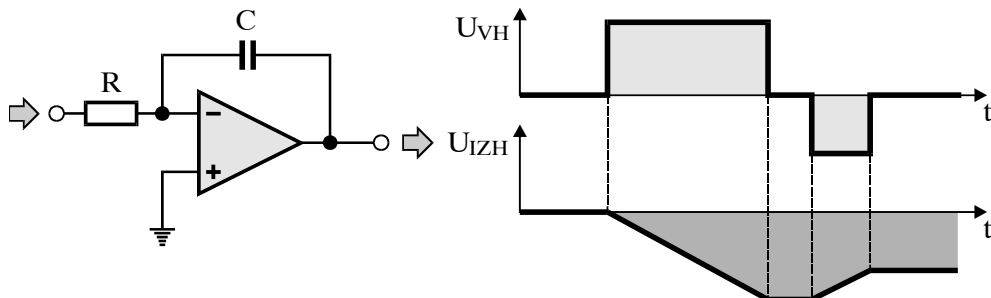
Diskriminator deluje tako, da je izhodni nivo nizek takrat, ko je vhodna napetost med vrednostima $U_{REFmin} < U_{VH} < U_{REFmax}$; če pa vhodna napetost ne pade v to področje (»okno«), je na izhodu visok nivo. Vezje sestavljata dva operacijska ojačevalnika. Prvi primerja z nižjo referenčno vrednostjo, drugi pa z višjo. Prvi mora imeti vhod na neinvertirajočem vhodu, drugi pa na invertirajočem.



Slika 7.17. Vezje okenskega diskriminatorja.

7.1.13. Integrator

Integriranje je matematična operacija, s pomočjo katere izračunamo ploščino tiste površine, ki jo oklepata funkcija in abscisa (x-os). Oglejmo si funkcijo, ki je odvisna od časa (npr. odvisnost U_{VH} od časa, slika 7.18). Kjer ima krivulja pozitivne vrednosti (nad absciso), tam ploščina s časom narašča, pri negativnih vrednostih (pod absciso) pa ploščina pada. Kjer ima funkcija vrednost 0, se ploščina ne spreminja. V določenem časovnem intervalu je torej integral te funkcije sorazmeren ploščini, ki jo funkcija v intervalu oklepa z absciso.



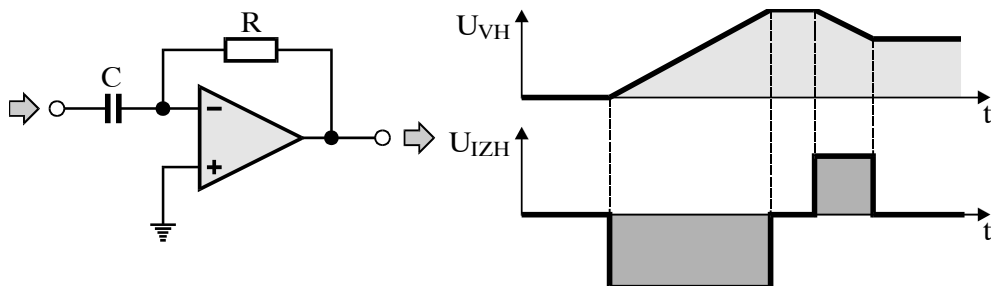
Slika 7.18. Vezje integratorja.

Konstantna pozitivna napetost na vhodu povzroči konstanten polnilni tok skozi kondenzator, ki se enakomerno polni, zato se napetost na izhodu vezja

enakomerno viša. Podobno se kondenzator prazni, če je na vходу negativna napetost. Ker je vhod vezan na invertirajočem sponko je izhodni signal obrnjen – kjer bi matematično izračunali pozitivno ploščino, dobimo pri danem vezju negativno napetost (torej negativno ploščino), in obratno.

7.1.14. Diferenciator

Diferenciranje (ali odvajanje) je matematična operacija, s pomočjo katere ugotovimo hitrost spreminjanja določene funkcije. Če vrednost funkcije narašča, je odvod pozitiven in po velikosti enak hitrosti spremembe. Odvod je po predznaku negativen, če vrednost funkcije pada. Ko pa se vrednost funkcije ne spreminja, je odvod enak 0.



Slika 7.19. Vezje diferenciatorja.

Hitrejša sprememba vhodne napetosti požene skozi kondenzator večji tok, ta pa povzroči višjo napetost na izhodu vezja. Ker je signal pripeljan na invertirajoči vhod, je izhodni signal, podobno kot pri integratorju, obrnjen.

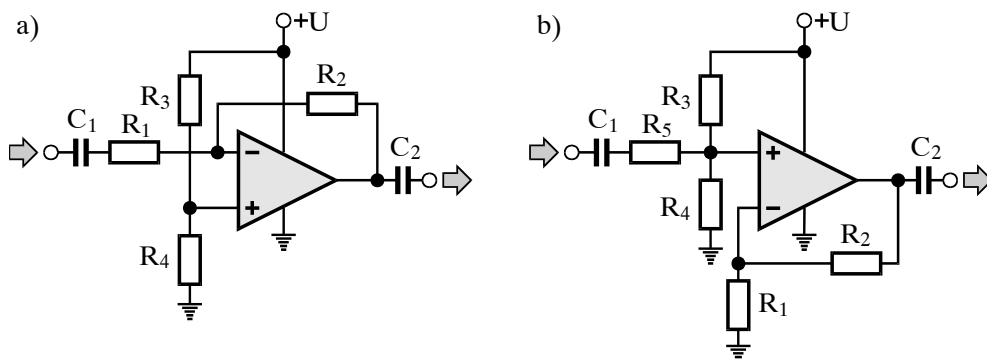
7.1.15. Značilni podatki operacijskega ojačevalnika

Proizvajalci navajajo poleg splošnih omejitev (toka, napetosti, izgubne moči, delovne temperature in podobno) še naslednje podatke, ki so značilni za operacijske ojačevalnike:

<i>podatek</i>	<i>pomen</i>
Input resistance	vhodna upornost (od nekaj $k\Omega$ do več sto $M\Omega$)
Output resistance	izhodna upornost (nekaj Ω); s tako majhno izhodno upornostjo deluje ojačevalnik kot napetostni generator
Voltage gain	napetostno ojačenje (zelo veliko, navadno preko 10^5); to je ojačenje brez odprte zanke (angl. open-loop) pri frekvenci 0 Hz
Unity gain frequency	frekvenca, pri kateri pade napetostno ojačenje odprte zanke na 1
Output voltage swing	največji razpon izhodne napetosti
Input bias current	vhodni enosmerni tok v mirovni točki, ki teče zaradi vhodne upornosti ojačevalnika
Input offset current	vhodni izravnalni tok; enak je razliki enosmerne vhodnih tokov, ki je potrebna, da je izhodna napetost enaka 0 (brez prisotnosti signala na vhodu)
Input offset current drift	sprememba vhodnega izravnalnega toka s temperaturo
Input offset voltage	vhodna izravnalna napetost; enaka je enosmerni napetosti, ki jo moramo priključiti med vhodnima priključkoma, da je napetost na izhodu enaka 0
Input offset voltage drift	sprememba vhodne izravnalne napetosti s temperaturo
Output offset voltage	izhodna izravnalna napetost; enaka je napetosti na izhodu, ko sta oba vhodna priključka kratkosklenjena
CMRR	rejekcijski faktor (angl. common-mode rejection ratio); enak je razmerju protifaznega in sofaznega ojačenja v dB
PSRR	rejekcijski faktor napajalne napetosti (angl. power supply rejection ratio); pove nam, za koliko se spremeni vhodna izravnalna napetost, če spremenimo napajalno napetost
Slew rate	strmina naraščanja izhodne napetosti; pove nam, kako hitro narašča napetost na izhodu, če vhod vzbujamo s stopničasto napetostjo

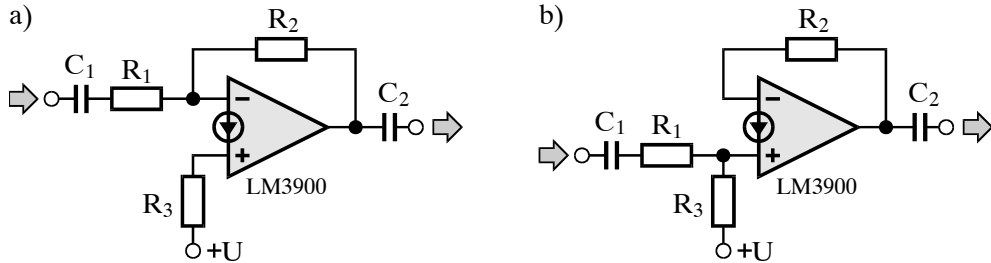
7.1.16. Operacijski ojačevalnik z enojnim napajanjem

V vseh dosedanjih primerih so bili operacijski ojačevalniki priključeni na dvojni (simetrični) napajalni vir. To pa zato, da je bila v odsotnosti signala na vhodu izhodna napetost 0V. Če uporabimo enojni napetostni vir, mora biti izhodna napetost enaka polovici napajalne napetosti, saj le tako lahko ojačevalnik ojača obe polperiodi izmeničnega signala. Napetost na izhodu dvignemo na pravo vrednost s pomočjo delilnika napetosti na neinvertirajočem vhodu (upora R_3 in R_4 na sliki 7.20). Vhod in izhod ojačevalnika moramo ločiti od ostalih vezij s pomočjo sklopnih kondenzatorjev.



Slika 7.20. Primer nastavitve invertirajočega a) in neinvertirajočega b) ojačevalnika v primeru enojnega napajalnega vira.

Nekateri operacijski ojačevalniki so posebej narejeni za enojno napajanje, kot npr. Nortonov ojačevalnik LM3900. Z razliko od drugih operacijskih ojačevalnikov ga na vhodu krmilimo s tokom. Velikost enosmerne napetosti na izhodu je podana z enačbo: $U_{DC} = U_{NAP} \cdot R_2 / R_3$.



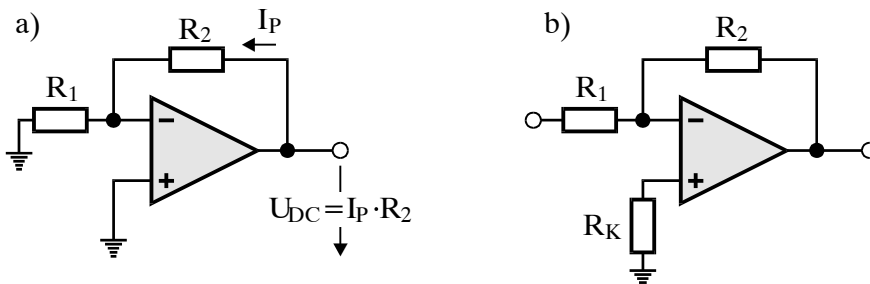
Slika 7.21. Invertirajoči in neinvertirajoči Nortonov ojačevalnik.

Ko uporabimo namesto dvojnega samo en vir napajanja, moramo poskrbeti, da bo na izhodu polovična napajalna napetost ali pa uporabimo operacijske ojačevalnike, ki so posebej izdelani za enojno napajanje.

7.1.17. Kompenzacija operacijskega ojačevalnika

Ker operacijski ojačevalnik ni idealen, je potrebno njegove slabosti in nesimetrije kompenzirati z zunanjimi vezji. Nekateri operacijski ojačevalniki imajo že predvidene sponke za kompenzacijo. Oglejmo si značilne kompenzacije za izravnavo toka, vhodne napetosti in frekvenčno kompenzacijo.

Izravnava vhodnega toka: Ker ima operacijski ojačevalnik zelo veliko vhodno upornost, teče na vhodu zelo majhen tok (angl. input bias current). Ojačevalnik na sliki 7.22 a) ima neinvertirajoči vhod priključen na maso, na invertirajočem pa je upor R_2 , ki služi za povratno zanko.



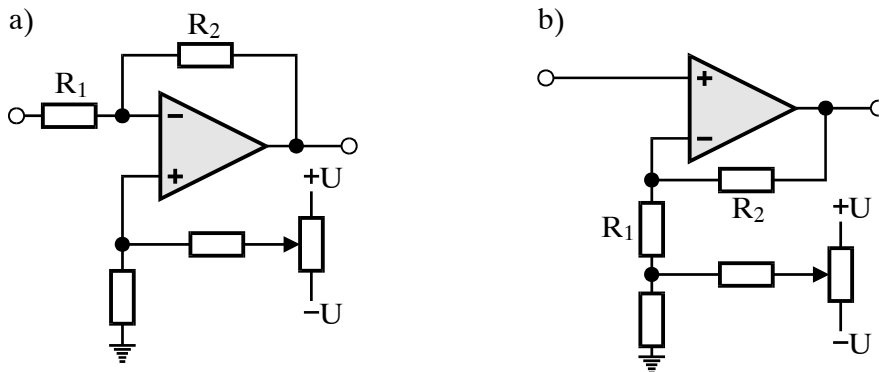
Slika 7.22. Primer izravnave vhodnega toka.

Kadar na vhodu ni signala, bi morala biti izhodna napetost enaka 0. Zaradi vhodne upornosti pa teče preko upora R_2 majhen tok, ki ustvari padec napetosti. Izhodna napetost je zato različna od 0!

Izhodno napetost lahko izravnamo tako, da na neinvertirajoči vhod priključimo upor R_K . Vhodni tok skozi neinvertirajoči priključek ustvari na uporu R_K padec napetosti, ki izravna napetost na uporu R_2 . Izhodno napetost tako povrnemo na 0. Vrednost upora R_K naj bo:

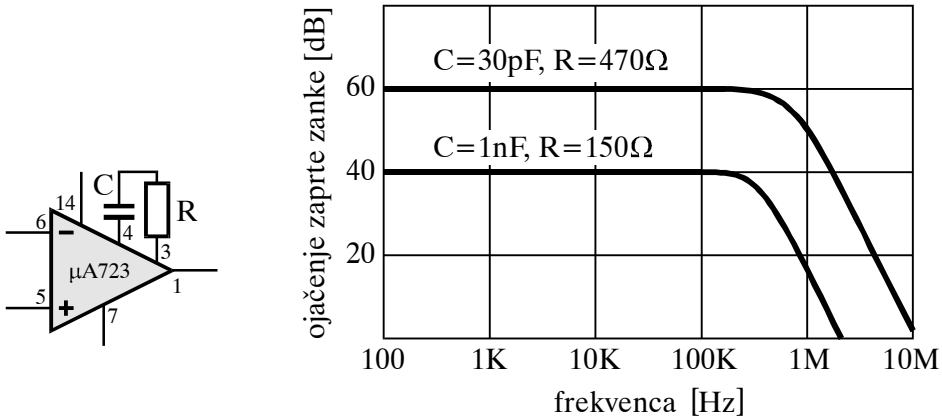
$$R_K \cong R_1 \parallel R_2$$

Izravnavna vhodne napetosti: Če sta oba vhoda priključena na isto napetost, bi morala biti izhodna napetost enaka 0. Pri dejanskem operacijskem ojačevalniku pa ni vedno tako – o tem nam govori podatek o vhodni izravnavni napetosti (angl. input offset voltage). Zato s pomočjo dodatnega vezja poskušamo izravnati izhodno napetost na 0V (slika 7.23).



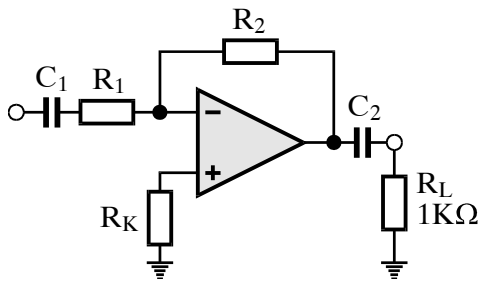
Slika 7.23. Primer izravnavne vhodne napetosti.

Frekvenčna kompenzacija: S spremembo frekvence signala se spreminjata tudi ojačenje in fazni zasuk na izhodu operacijskega ojačevalnika. Če doseže skupni fazni zasuk ojačevalnika in negativne povratne zanke 180° , ojačevalnik zaniha. Omenjeno nestabilnost lahko preprečimo s frekvenčno kompenzacijo. Nekateri ojačevalniki imajo že interno kompenzacijo, drugi pa imajo predvidene priključke, kamor priključimo dodatne elemente (kondenzatorje in upore) za kompenzacijo.



Slika 7.24. Primer zunanje frekvenčne kompenzacije.

Primer



Izračunajmo vrednosti elementov tako, da bo imel ojačevalnik ojačenje $A_U = -50$, vhodno upornost $R_{VH} = 10\text{k}\Omega$ ter spodnjo mejno frekvenco $f_L = 60\text{Hz}$! Upornost bremena je $1\text{k}\Omega$, napetostni generator na vhodu pa ima upornost 0.

Napetost na invertirajočem vhodu je 0, zato je vsa vhodna napetost na upor R_1 . Vhodna upornost ojačevalnika je enaka:

$$R_{VH} = R_1 = 10\text{k}\Omega$$

S pomočjo ojačenja izračunamo upor R_2 :

$$R_2 = -A_U \cdot R_1 = 50 \cdot 10\text{k}\Omega = 500\text{k}\Omega$$

Upor R_K služi za izravnavo vhodnega toka, zato znaša:

$$R_3 = R_1 \parallel R_2 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = 9,8 \text{ k}\Omega$$

Kondenzatorja C_1 in C_2 vplivata na spodnjo mejno frekvenco:

$$f_L = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C \cdot R},$$

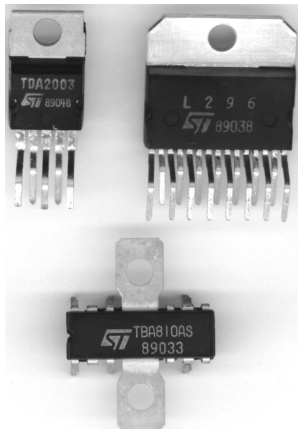
zato sta kapacitivnosti kondenzatorjev enaki:

$$C_1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_L \cdot R_1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 60 \text{ Hz} \cdot 10 \text{ k}\Omega} = 265 \text{ nF}$$

$$C_2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_L \cdot R_L} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 60 \text{ Hz} \cdot 1 \text{ k}\Omega} = 2,65 \mu\text{F}$$

7.2. MOČNOSTNI INTEGRIRANI OJAČEVALNIKI

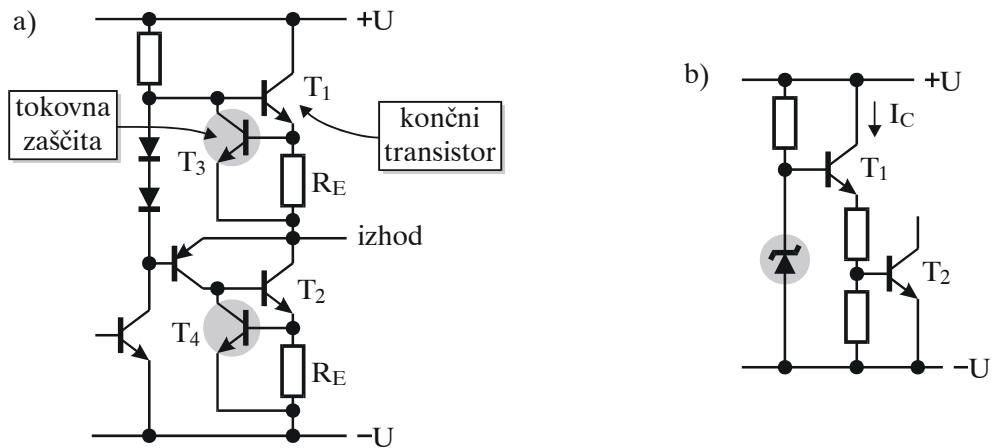
Močnostni operacijski ojačevalniki imajo na izhodu močnostne tranzistorje ter boljši sistem za odvajanje toplote. Nekateri imajo že vgrajeno hladilno kovinsko ploščico, da jih lažje pritrdimo na hladilno rebro. Zaradi nevarnosti preobremenitve imajo notranjo zaščito pred kratkim stikom in pred toplotno preobremenitvijo.



Slika 7.25. Ohišja močnostnih integriranih ojačevalnikov so narejena tako, da jih lažje pritrdimo na hladilno telo.

V vezju na sliki 7.26 a) predstavljata tranzistorja T_1 in T_2 končno stopnjno operacijskega ojačevalnika, tranzistorja T_3 in T_4 služita za zaščito. Ko postane tok skozi končna tranzistorja T_1 in T_2 prevelik, se poveča padec napetosti na emitorskem uporu R_E do tolikšne mere, da se tranzistorja T_3 in T_4 odpreta. Zaradi tega se zniža napetost med bazo in emitorjem končnih tranzistorjev, ki se do določene mere zapreta.

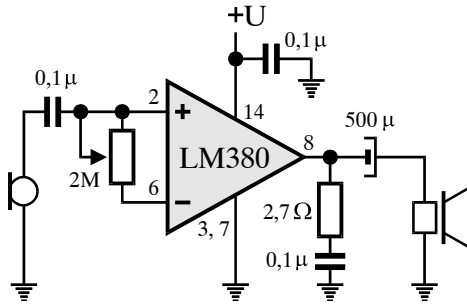
Drugo vezje na sliki 7.26 b) zaščiti integrirano vezje pred toplotno preobremenitvijo. Ko temperatura narašča, se napetost na prebojni diodi, ki ima pozitivni temperaturni koeficient, dvigne in poveča kolektorski tok tranzistorja T_1 . Ko je ta dovolj velik, se tranzistor T_2 odpre in omeji moč na ojačevalniku.



Slika 7.26. Zaščita pred kratkim stikom a) in pred toplotno preobremenitvijo b).

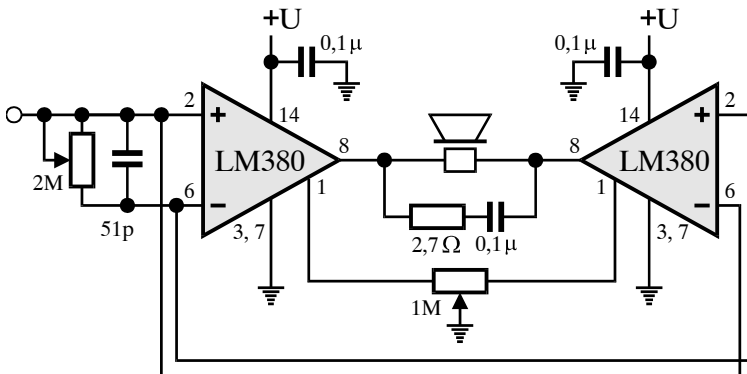
Ojačevalniki za nižje moči so narejeni kot monolitna integrirana vezja, za večje moči pa kot hibridna integrirana vezja. Služijo kot avdio ojačevalniki ali za krmiljenje bremen, kot je elektromotor.

Močnostni ojačevalnik LM380 je narejen tako, da ne zahteva veliko dodatnih elementov. Povratna zanka je izvedena že v notranjosti, tako je ojačenje vedno enako 34dB. Uporaben je pri enojnem napajalnem viru, zato je izhodna enosmerna napetost (brez signala) vedno enaka polovici napajalne napetosti.



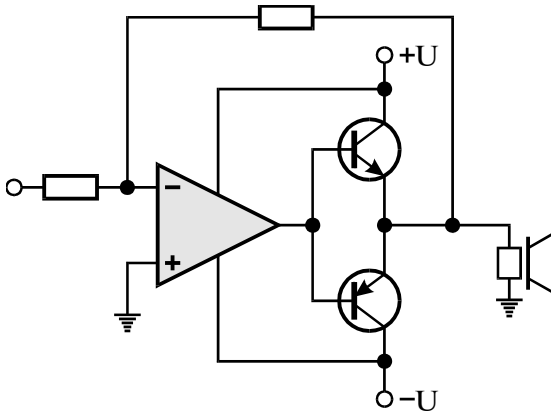
Slika 7.27. Vezje ojačevalnika z LM380.

Na sliki 7.28 je vezje mostičnega ojačevalnika, sestavljeno iz dveh ojačevalnikov. Vezana sta protitaktno, kar pomeni, da ko napetost na izhodu prvega ojačevalnika narašča, na drugem pada tako. Temenska vrednost napetosti je tako na bremenu dvakrat večja od napajalne napetosti.



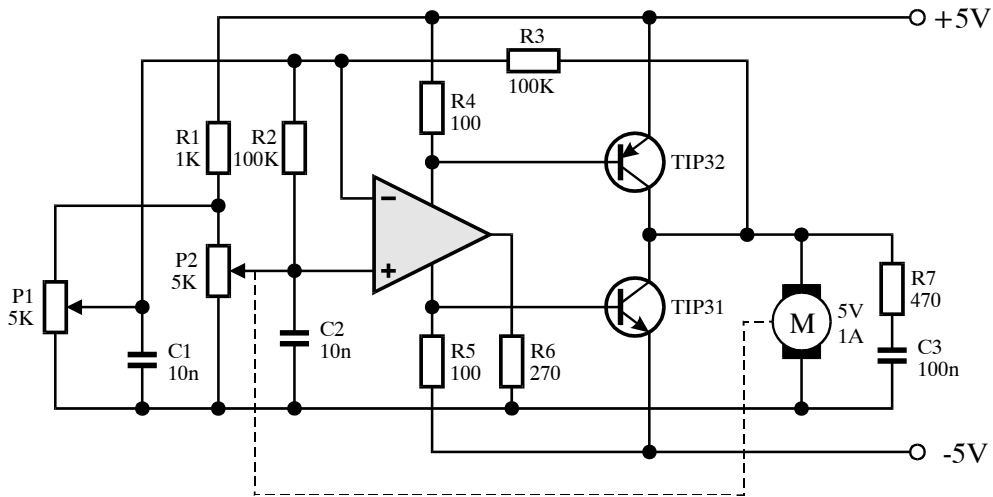
Slika 7.28. Vezje mostičnega ojačevalnika.

Če potrebujemo na izhodu ojačevalnika večjo moč, vežemo dva dodatna močnostna tranzistorja (angl. booster). Na sliki 7.29 je primer takšnega ojačevalnika z dvema komplementarnima tranzistorjema.



Slika 7.29. Močnostni ojačevalnik s končnima tranzistorjema.

S pomočjo vezja na sliki 7.30 krmilimo elektromotor, s katerim lahko natančno nastavljamo položaj (obračamo npr. anteno). Elektromotor in potenciometer P_2 sta zato mehansko povezana. Ko premaknemo potenciometer P_1 , se premakne elektromotor toliko, da se položaja obeh potenciometrov izenačita.



Slika 7.30. Vezje za pogon elektromotorja.

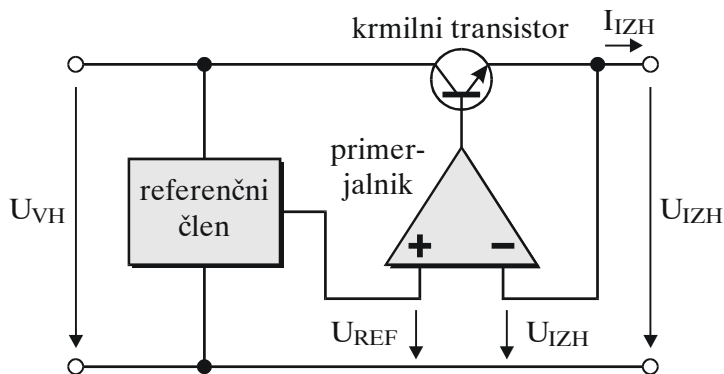
Če vezje bolje pogledamo, vidimo, da sta izhodna tranzistorja vezana na napajalne sponke operacijskega ojačevalnika. V samem operacijskem ojačevalniku imamo na izhodu dva komplementarna tranzistorja (glej npr. sliko 4.58), ki sta

povezana na pozitivno in negativno napajanje. Dejansko je torej upor R_4 vezan na kolektor prvega od teh (notranjih) transistorjev, upor R_5 pa na drugega. Če prevaja prvi, se na R_4 pojavi padec napetosti in prevajati začne tudi tranzistor TIP32. Podobno se zgodi s tranzistorjem TIP31, če teče tok skozi R_5 . Upora R_4 in R_5 izberemo tako, da sta tranzistorja TIP31 in TIP32 pri mirovnem toku operacijskega ojačevalnika še zaprta. Pri opisani vezavi pa moramo biti pozorni, da ne uporabimo take izvedbe operacijskega ojačevalnika, ki ima v istem ohišju več operacijskih ojačevalnikov (ki so vsi vezani na isto napajanje). Če bi sedaj uporabili enega od teh ojačevalnikov za vezje s slike 7.30, drugega pa v nekem drugem vezju, bi prišlo takoj, ko bi npr. stekel tok skozi upor R_4 , v drugem operacijskem ojačevalniku do nedopustnega padca napajalne napetosti.

7.3. NAPETOSTNI REGULATORJI

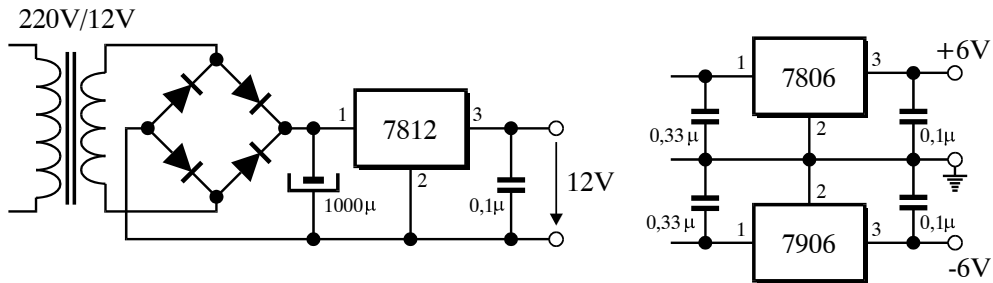
Monolitni napetostni regulatorji služijo za stabilizacijo napetosti napajalnega vira. Narejeni so lahko za točno določene napetosti, pri nekaterih pa izhodno napetost spreminjamo s pomočjo zunanjih elementov. V grobem vsebujejo referenčni napetostni vir z zelo stabilno napetostjo, primerjalnik in krmilni tranzistor. Poleg tega imajo običajno še tokovno in toplotno zaščito.

Primerjalnik primerja referenčno napetost z napetostjo na izhodu. Če je izhodna napetost manjša, potem primerjalnik odpira krmilni tranzistor, ki se mu zato poveča kolektorski in emitorski tok. Nasprotno pa pri večji napetosti na izhodu primerjalnik zapira krmilni tranzistor.



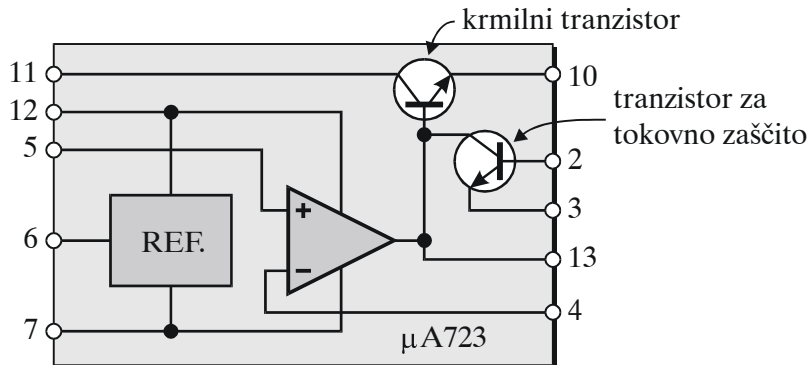
Slika 7.31. Shema splošnega napetostnega regulatorja.

Integrirana vezja 78XX in 79XX so napetostni regulatorji s tremi priključki. Regulatorje z oznako 78 priključimo na pozitivno vejo, z oznako 79 pa na negativno vejo usmernika. Dodatna številka XX pomeni velikost izhodne napetosti (npr. 7812 poskrbi za izhodno napetost 12V).



Slika 7.32. Napetostni regulatorji s tremi priključki.

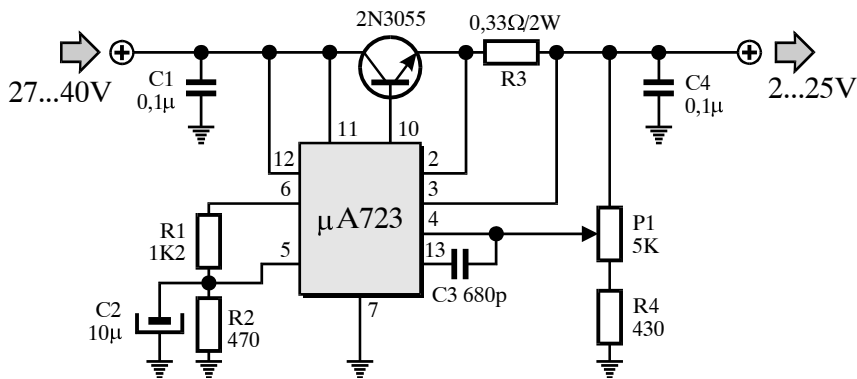
Integrirano vezje $\mu A723$ je napetostni regulator, ki ima dostop do vseh notranjih členov. Vezje zato lahko prilagajamo uporabi. Sestavljajo ga referenčni člen konstantne napetosti (7,15V), primerjalnik, krmilni tranzistor in tranzistor za tokovno zaščito.



Slika 7.33. Shema integriranega vezja $\mu A723$.

Vezje na sliki 7.34 je napetostni regulator, s pomočjo katerega spreminjamo izhodno napetost od 2V do 25V. Večje tokove krmilimo tako, da vežemo dodaten krmilni tranzistor v Darlingtonovi vezavi. Tok na izhodu integriranega vezja je tako β -krat manjši. Upora R_1 in R_2 znižata referenčno napetost na neinvertirajočem vhodu primerjalnika na 2V. S pomočjo potenciometra na invertirajočem vhodu primerjalnika pa reguliramo izhodno napetost (napetosti na obeh vhodih primerjalnika morata biti enaki). Ko izhodni tok naraste preko dovoljene mere, se padec napetosti na uporih R_3 toliko poveča, da se zaščitni tranzistor v integriranem vezju odpre in zniža napetost med bazo in emitorjem krmilnega tranzistorja. Ta se zapre in tok na izhodu pade. Upornost upora R_3 izračunamo tako, da pri mejnem toku doseže padec napetosti 0,7V. V našem primeru je mejni tok enak:

$$I_{MAX} = \frac{0,7V}{R_3} = \frac{0,7V}{0,33\Omega} = 2,1A$$



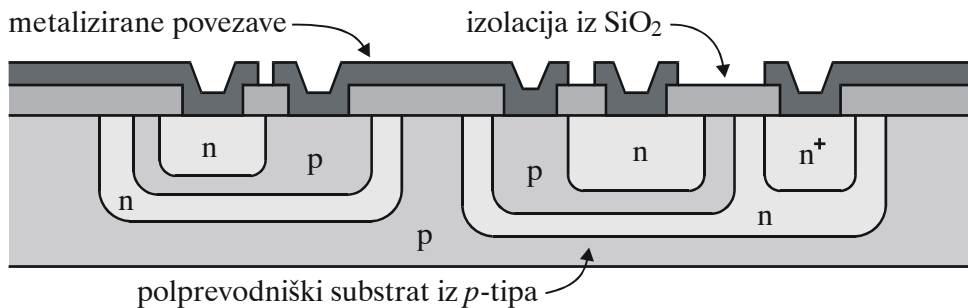
Slika 7.34. Vezje regulatorja napetosti z $\mu A723$.

7.4. TEHNOLOGIJA MONOLITNIH INTEGRIRANIH VEZIJ

Elementi v monolitnem integriranem vezju so izdelani na skupni ploščici polprevodnika, ki je navadno silicij. Osnovni elementi so: diode, bipolarni in unipolarni tranzistorji, tiristorji ter drugi polprevodniški elementi. Poleg teh lahko izdelamo še manjše upornosti in kapacitivnosti. Glede na število komponent ločimo integrirana vezja z:

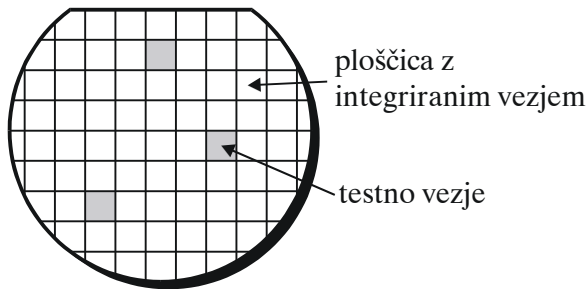
- majhno stopnjo integracije SSI (angl. small scale integration),
- srednjo stopnjo integracije MSI (angl. medium scale integration),
- veliko stopnjo integracije LSI (angl. large scale integration) ter
- zelo veliko stopnjo integracije VLSI (angl. very large scale integration).

V tej tehnologiji izdelujejo mikroprocesorje ter druga zahtevnejša vezja, ki jih najpogosteje srečamo v računalniških vezjih.



Slika 7.35. Prerez skozi monolitno ploščico (dioda in tranzistor).

Na sliki 7.35 vidimo poenostavljen globinski prerez polprevodniškega substrata (osnove) z vgrajeno diodo in bipolarnim *npn* tranzistorjem. Osnova, ki je iz *p*-tipa, je spojena na negativen priključek integriranega vezja. To pa zato, da je med osnovo in posameznimi elementi zaporna napetost, ki preprečuje, da bi tok iz posameznih elementov tekkel v osnovo. Na ta način so elementi v monolitnem vezju med seboj izolirani.



Slika 7.36. Ploščica polprevodnika pri izdelavi.

7.4.1. Difuzija primesi

Osnovni material za izdelavo polprevodnikov za integrirana vezja je kristal SiO_2 , iz katerega z različnimi tehnološkimi postopki najprej izdelajo izredno čist polprevodnik cilindrične oblike. Nato ga razrežejo v tanke polprevodniške plošče, ki jih spolirajo. Na taki plošči je prostor za več integriranih vezij (slika 7.36).

V polprevodniku je potrebno izdelati plasti n in p -tipa. V ta namen uporabljajo tehnološki postopek, ki mu pravimo difuzija primesi. Ta poteka v peči ob prisotnosti plina, ki vsebuje primesi. Zaradi visoke temperature (okrog 1000°C) in visoke koncentracije primesi, ki se usedajo na površino polprevodnika, primesi prodrejo (difundirajo) v notranjost: najprej se veliko število primesi usede na površino polprevodnika, nato prodrejo v globino. Po končanem postopku difuzije je tik pod površino največja koncentracija primesi, z globino pa njihova količina upada. Tip in koncentracija primesi določata, katerega tipa bo polprevodnik.

Primesi prodrejo v substrat samo tam, kjer smo naredili odprtine v oksidni plasti (o tem več v naslednjih dveh razdelkih). Z difuzijo primesi lahko izdelamo več plasti n in p -tipa polprevodnika.

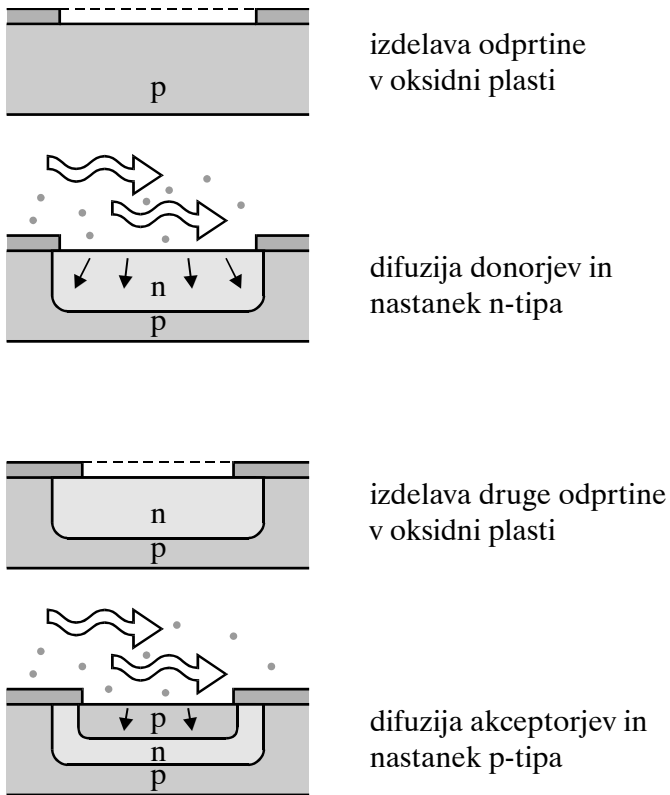
7.4.2. Oksidacija

Površino polprevodnika oksidiramo iz več razlogov:

- Oksidno plast uporabimo kot masko pri postopku difuzije. Primesi prodrejo v globino polprevodnika samo tam, kjer naredimo odprtine v oksidni plasti.
- Oksidno plast uporabimo kot izolacijsko plast med polprevodnikom in metaliziranimi povezavami na površini integriranega vezja.

- S pomočjo tanke oksidne plasti izdelamo krmilni priključek pri MOS tranzistorjih.

Oksidacija polprevodniških ploščic poteka v peči pri visoki temperaturi (od 900 do 1200°C). Atomi kisika se hitro vežejo s polprevodnikom v SiO_2 , ki je zelo dober izolant. Temu postopku pravimo suha oksidacija: $\text{Si} + \text{O}_2 \rightarrow \text{SiO}_2$. Poznamo tudi vlažno oksidacijo, kjer uporabljamo vodno paro. Pri tem nastane: $\text{Si} + 2\text{H}_2\text{O} \rightarrow \text{SiO}_2 + 2\text{H}_2$.



Slika 7.37. Postopek difuzije primesi.

7.4.3. Fotolitografija

S pomočjo fotolitografije selektivno odstranjujemo plasti s površine polprevodnika. Najpogosteje jo uporabimo za izdelavo odprtin v oksidni plasti ter za izdelavo povezav v metalizirani plasti. Na površino polprevodnika naneseemo na svetlobo občutljivo fotoemulzijo, ki ji pravimo tudi fotorezist. Fotorezist osvetlimo z ultravijolično svetlobo skozi posebno masko, na kateri so izrisana področja, ki jih želimo odstraniti. Osvetljeni del fotorezista (ali neosvetljeni, odvisno od tipa fotoemulzije) nato z razvijalcem odstranimo, preostali fotorezist pa s segrevanjem otdrimo. Površino polprevodnika sedaj jedkamo in povsod tam, kjer so površine nezaščitene, bo oksidna oz. metalizirana plast odstranjena. Na koncu še odstranimo preostali fotorezist s celotne površine polprevodnika.

7.4.4. Epitaksija

Epitaksija je postopek, s katerim na površino polprevodnika nanašamo nov polprevodnik. Skupaj s polprevodniškim materialom se na površino usedajo tudi primesi. Na ta način – za razliko od difuzije primesi – naredimo plast polprevodnika z enakomerno koncentracijo primesi. Z epitaksijo lahko sestavimo tudi plasti iz različnih polprevodniških materialov (npr. na silicij položimo plast iz galijevega arzenida).

7.4.5. Metalizacija

Ko so elementi v polprevodniški ploščici izdelani, jih med seboj povežemo z metaliziranimi povezavami. Najprej izdelamo odprtine v oksidni plasti polprevodnika (oksidna plast služi kot izolant). Nato metaliziramo celotno površino ter s fotolitografskim postopkom in jedkanjem odstranimo odvečni material, ostanejo samo povezave.

Kovino nanašamo na polprevodnik s pomočjo naparevanja ali naprševanja. Pri postopku naparevanja kovino segrejemo, da se upari. Uparjena kovina se nato useda na površino polprevodnika. Najpogosteje uporabijo aluminij, ker ima nizko temperaturo tališča.

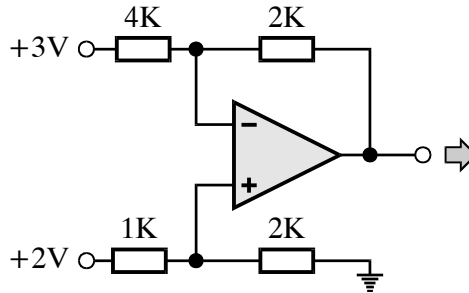
Pri postopku naprševanja se ionizirani atomi, ki potujejo z veliko hitrostjo, zaletavajo v material, ki ga želimo nanesti. Iz materiala izbijajo atome, ki se nato usedejo na površino polprevodnika.

VPRAŠANJA

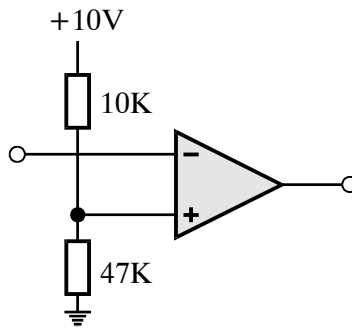
1. Kako delimo integrirana vezja glede na tehnologijo?
2. Kaj je monolitno integrirano vezje?
3. Ali lahko s tankoplastno tehnologijo izdelamo ojačevalnik? Obrazloži?
4. Kakšne so osnovne lastnosti operacijskega ojačevalnika?
5. Zakaj ima operacijski ojačevalnik dva vhoda?
6. Poleg dveh vhodnih, izhodnega in dveh napajalnih priključkov ima operacijski ojačevalnik lahko še nekaj dodatnih priključkov. Čemu služijo?
7. Kaj je napetostni sledilnik?
8. Kakšna je prednost primerjalnika s histerezo v primerjavi z navadnim primerjalnikom?
9. Kaj je izravnalni tok in kaj je izravnalna napetost?
10. Čemu je enak CMRR?
11. Zakaj moramo kompenzirati vhodni tok operacijskega ojačevalnika?
12. Kako deluje mostični ojačevalnik?
13. Kako deluje (zaporedni) napetostni regulator? Kaj pomeni oznaka 7905?
14. Kaj je referenčni člen in čemu služi?
15. Kaj je VLSI?
16. Kaj dosežemo z difuzijo primesi?
17. Kakšno vlogo ima oksidacija površine polprevodnika?
18. Kako poteka metalizacija površine polprevodnika? Čemu služi?

NALOGE

1. Nariši in izračunaj R_1 , R_2 , R_K , C_{VH} in C_{IZH} invertirajočega ojačevalnika. Podatki: $R_{VH}=1k\Omega$, $A_U=-100$, $f_L=25Hz$ ter breme $R_L=1k\Omega$! (Odg.: $1k\Omega$, $100k\Omega$, 990Ω , $6,3\mu F$, $6,3\mu F$)
2. Na sliki je vezje odštevalnika z vhodnima napetostima $+3V$ in $+2V$. Izračunaj, kolikšna je izhodna napetost! (Odg.: $+2,5V$)



3. Kolikšna mora biti napetost referenčnega vira in upornost upora R_2 primerjalnika s histerezo, da bo nivo vklopa pri vhodni napetosti $2,4V$ in nivo izklopa pri $2,0V$ (glej sliko 7.13)? Izhodna napetost niha med $+6$ in $-6V$, upornost $R_1=1k\Omega$. (Odg.: $2,2V$, $29k\Omega$)
4. Ugotovi, pri kateri vhodni napetosti primerjalnik na sliki preklopi! V katerem primeru je na izhodu visok nivo (pozitivna napetost): ko je vhodna napetost večja ali manjša od primerjalne? (Odg.: $8,24V$, manjša)



VAKUUMSKI IN PLINSKI ELEMENTI

V tem poglavju bomo spoznali nekatere elemente, ki so najpogosteje zaprti v steklene bučke, v katerih je vakuum ali zelo redek plin. Prva taka »elektronka« izvira še iz časa Thomasa Edisona, ko je delal poskuse z žarnicami (okrog leta 1884). Notranjost steklenih bučk njegovih žarnic je nerazumljivo počrnila in svetilnost žarnic se je zato zmanjšala. Zato je v žarnico vgradil dodatno elektrodo in ugotovil, da je iz žarilne nitke na elektrodo skozi vakuum tekel električni tok.

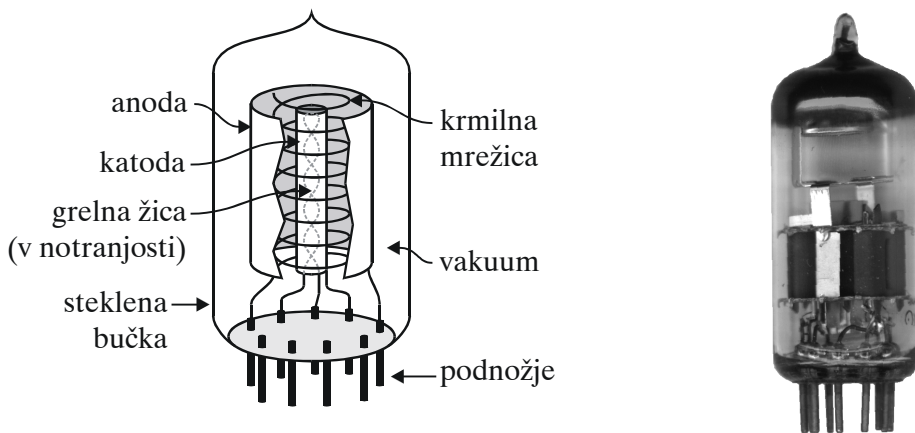
Po iznajdbi triode leta 1906 se je začela elektronika naglo razvijati in elektronke so bile dolgo časa pomemben element v radijskih in televizijskih napravah.

8.1. VAKUUMSKI ELEMENTI

8.1.1. Termična emisija elektronov

Elektroni, ki krožijo na zunanjih oblah atomov prevodnega materiala, potrebujejo zelo malo energije, da zapustijo atom. Pri sobni temperaturi je v kovini ogromno število prostih elektronov, ki se skoraj neovirano gibljejo po notranjosti kovine, a je ne morejo zlahka zapustiti. Z višanjem temperature pridobivajo elektroni vse večjo kinetično energijo, ki jo je pri nekaterih dovolj, da zapustijo kovino. Čim višja je temperatura, tem več je elektronov, ki zapuščajo površino kovine. Pojavu pravimo termična emisija elektronov, delu, ki ga pri tem opravijo, pa izstopno delo. Elektroni tvorijo na površini kovine elektronski oblak.

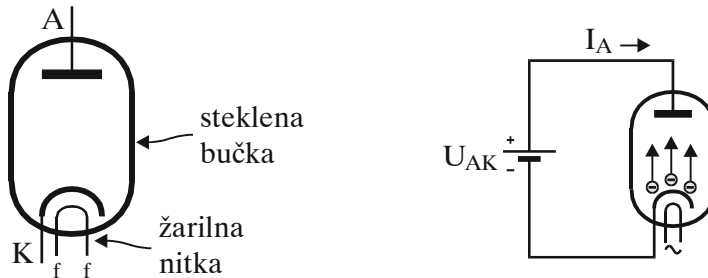
Ta pojav je zelo pomemben za delovanje vakuumskih elementov. Omogoča namreč, da elektroni izstopijo iz kovine v prazen prostor, kjer delujejo električne sile. Elektronke, imajo pod katodo žarilno nitko, ki služi za segrevanje katode (indirektno segrevanje). Kot katodo lahko uporabimo tudi samo žarilno nitko (direktno ogrevanje), vendar izmenična napetost, ki segreva nitko, povzroča nezaželjeno nihanje toka v elektronki.



Slika 8.1. Elektronka in njena zgradba.

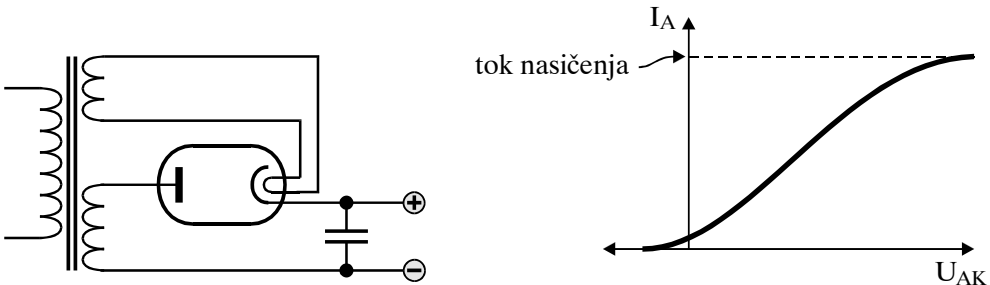
8.1.2. Vakuumska dioda

Vakuumska dioda je sestavljena iz anode, katode in žarilne nitke, ki so vse skupaj zaprte v stekleni bučki. Tlak v njej je zelo nizek, kar pomeni, da je v bučki zelo malo atomov oz. molekul, ki bi preprečevali gibanje elektronov – elektroni lahko neovirano potujejo iz katode na anodo.



Slika 8.2. Vakuumska dioda.

Ko s pomočjo žarilne nitke segrevamo katodo, prihaja do termične emisije elektronov. Med anodo in katodo priključimo električno napetost tako, da je anoda pozitivnejša. Nastalo električno polje deluje na elektrone, ki so zapustili katodo, tako, da elektroni stečejo skozi vakuum proti pozitivnejši elektrodi – anodi.



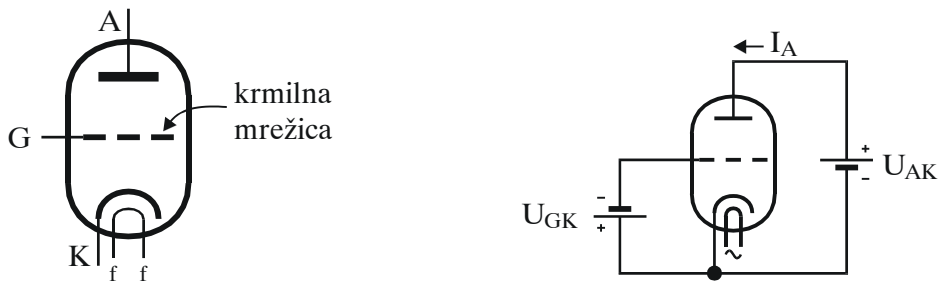
Slika 8.3. Vežje polvalnega usmernika ter karakteristika vakuumske diode.

Če napetostni vir med anodo in katodo obrnemo, tako da je sedaj katoda pozitivnejša, delujejo električne sile na elektrone v obratno smer. Zato se elektroni, ki zapuščajo katodo, ponovno vrnejo k njej. Električnega toka med anodo in katodo zato ni. Vakuumska dioda prevaja električni tok samo v eno smer in jo zato lahko uporabimo v usmerniških vezjih.

Vakuumski elementi prevajajo električni tok skozi vakuum. Da stečejo elektroni iz katode proti anodi, moramo katodo ogrevati do te mere, da na njej nastane termična emisija elektronov. Elektrone, ki izstopijo iz katode, pritegne pozitivnejša anoda.

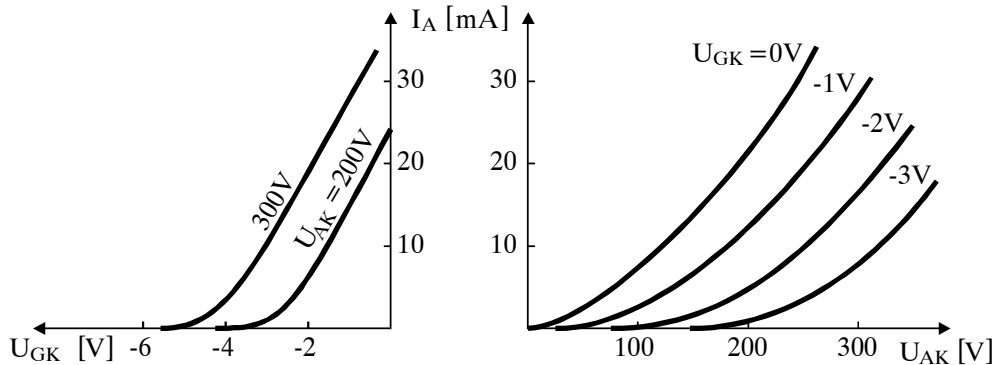
8.1.3. Vakuumska trioda

Zgradba vakuumske triode je podobna vakuumski diodi, le da ima trioda med anodo in katodo še krmilno mrežico G, ki je narejena v obliki spirale in ima na elektrone zaviralni učinek. Na ta način lahko vplivamo na velikost anodnega toka.



Slika 8.4. Vakuumska trioda.

Segreta katoda oddaja elektrone, ki jih privlači pozitivnejša anoda. Krmilno mrežico priključimo na negativnejši električni potencial kot katodo. Negativna napetost na mrežici bolj ali manj odbija elektrone, zato je število elektronov, ki prispejo na anodo, manjše. Čim bolj je napetost med mrežico in katodo negativna, tem manj elektronov prileti na anodo. Na ta način z vhodno napetostjo U_{GK} spreminjamo anodni tok I_A .



Slika 8.5. Karakteristike vakuumske triode.

Karakteristiko triode vidimo na sliki 8.5. Karakteristični podatki so transkonduktanca g (ali strmina), preseg D , faktor ojačenja μ in notranja upornost r_A .

$$g = \frac{\Delta I_A}{\Delta U_{GK}} \quad (U_{AK} = \text{konst.}) \quad \text{strmina}$$

$$D = \frac{\Delta U_{GK}}{\Delta U_{AK}} \quad (I_A = \text{konst.}) \quad \text{preseg}$$

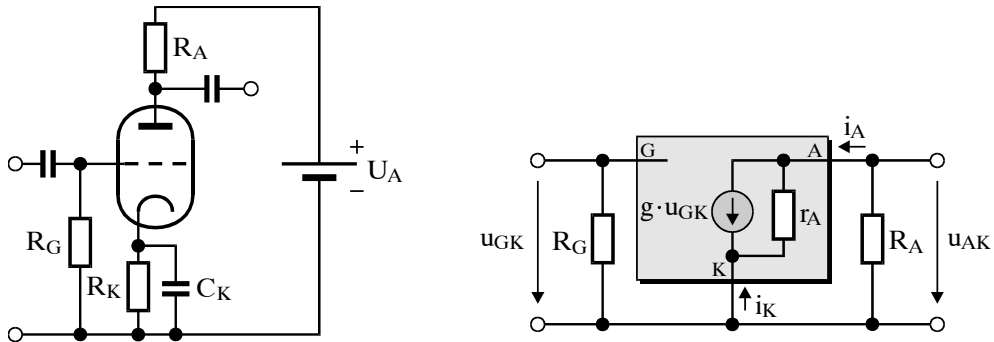
$$\mu = \frac{\Delta U_{AK}}{\Delta U_{GK}} \quad (I_A = \text{konst.}) \quad \text{faktor ojačenja}$$

$$r_A = \frac{\Delta U_{AK}}{\Delta I_A} \quad (U_{GK} = \text{konst.}) \quad \text{notranja upornost}$$

Strmino, notranjo upornost in faktor ojačenja povezuje med seboj tako imenovana Barkhausenova enačba:

$$\frac{g \cdot r_A}{\mu} = 1$$

Delovno točko triode nastavimo približno tako kot pri JFET. Ker mora biti krmilna mrežica na negativnejšem električnem potencialu, si pomagamo s katodnim uporom R_K . Anodni tok povzroči na tem uporu padec napetosti, zato je katoda za enako vrednost na pozitivnejšem potencialu. Tok v mrežico je zanemarljivo majhen, zato tudi tok skozi upor R_G .



Slika 8.6. Primer nastavitve delovne točke vakuumske triode in poenostavljeno nadomestno vezje.

Triode za velike moči so zgrajene za moči do nekaj sto kW in za napetosti nekaj deset kV. Pri velikih močeh se sprošča tudi velika toplota, ki jo odvajamo s pomočjo zračnega ali vodnega hlajenja, izkoriščamo pa lahko tudi izparevanje vode.

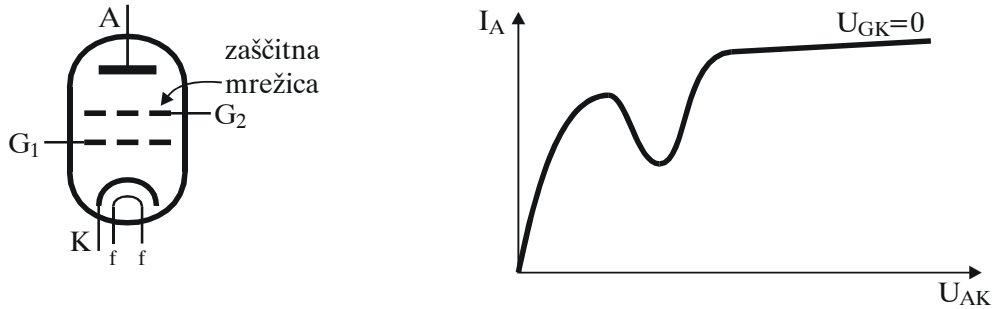
Trioda ima sorazmerno majhen faktor ojačenja in majhno notranjo upornost. Predvsem izrazite so kapacitivnosti med elektrodami, ki povzročijo upadanje ojačenja s frekvenco. Velik vpliv ima zlasti kapacitivnost med krmilno mrežico in anodo. Skozi to kapacitivnost se ojačani signal na izhodu ponovno vrača na vhod. To pomeni, da je na vhodu ta kapacitivnost večja za faktor ojačenja.

8.1.4. Vakuumska tetroda

Kapacitivnost med krmilno mrežico in anodo znižamo tako, da med obe elektrodi vstavimo dodatno elektrodo. Dodatni mrežici pravimo zaščitna mrežica, elektronki pa tetroda.

Napetost na zaščitni mrežici je nekje na polovici napetosti med anodo in katodo. Ker je s kondenzatorjem vezana na maso, preprečuje, da bi se signal vračal iz anode na krmilno mrežico.

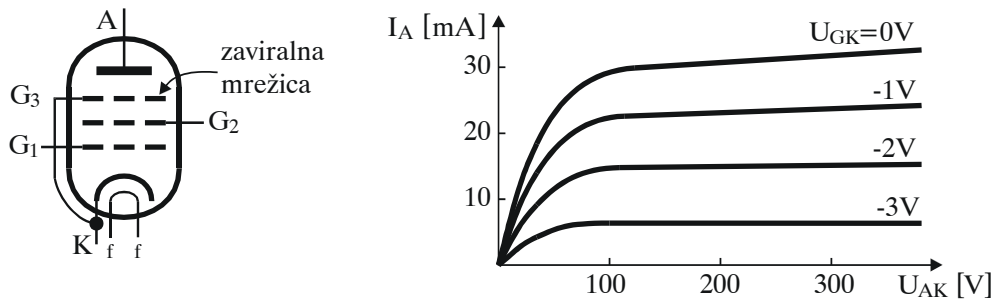
Ko napetost med anodo in katodo pade pod napetost na zaščitni mrežici, se izhodna karakteristika tetrode popači. Elektroni, ki priletijo iz katode, zadevajo anodo s tolikšno energijo, da iz nje izbijajo (sekundarne) elektrone. Le-te privlači pozitivnejša zaščitna mrežica, posledica pa je nižji anodni tok.



Slika 8.7. Vakuumska tetroda.

8.1.5. Vakuumska pentoda

Vakuumska pentoda ima vgrajeno dodatno mrežico, ki ji pravimo zaviralna mrežica. Postavljena je med zaščitno mrežico in anodo in priključena na katodo. Njena naloga je, da odbija sekundarne elektrone nazaj na anodo. Izhodna karakteristika tako ni več popačena kot pri tetrodi.



Slika 8.8. Vakuumska pentoda.

Zaradi večjega števila elektrod nastaja pri pentodah večji šum, zato niso primerne za ojačitev signalov zelo majhnih napetosti.

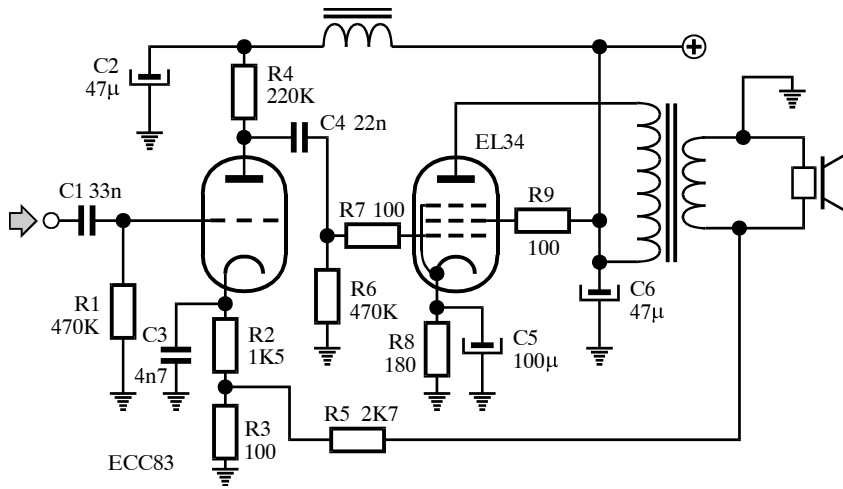
Anodni tok v elektronki lahko krmilimo s pomočjo mrežice, ki jo vstavimo med anodo in katodo. Dobljena elektronka se imenuje trioda. Poznamo tudi elektronke z več mrežicami, ki jim pravimo tetrode, pentode, heksode...

8.1.6. Ojačevalniki z vakuumskimi elementi

Podobno kot tranzistorji lahko tudi elektronke služijo kot ojačevalni element ali kot stikalo. Uporabljamo jih lahko v vseh treh orientacijah: s skupno katodo, s skupno anodo in s skupno krmilno mrežico.

Orient.:	s skupno katodo	s skupno anodo	s skupno mrežico
A_U	$g \cdot r_A \parallel R_A$	< 1	$g \cdot r_A \parallel R_A$
R_{VH}	R_G	R_G	R_K
R_{IZH}	$r_A \parallel R_A$	$1/g$	$g \cdot R_A$

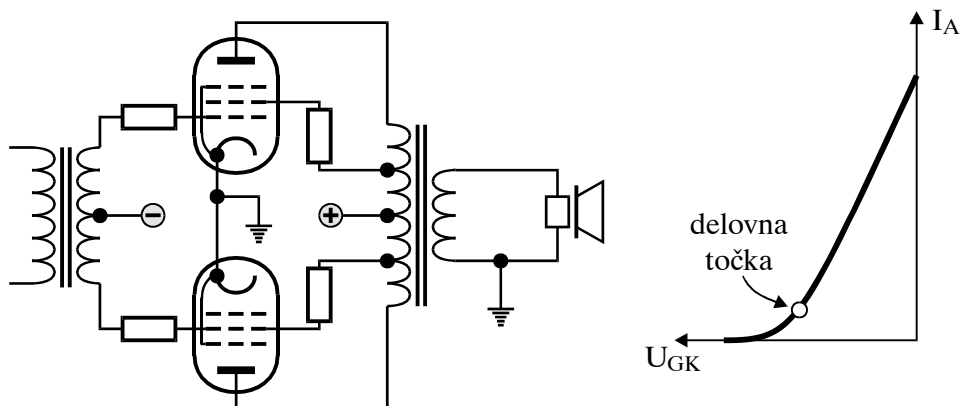
Ojačevalniki z elektronkami se delijo na podobne razrede, kot smo jih srečali pri tranzistorskih ojačevalnikih. Tako poznamo ojačevalnike z elektronkami v »A«, »B«, »AB« in »C« razredu. Razlika je v nastavitvi delovne točke. V »A« razredu je delovna točka nastavljena nekje na sredini delovne premice. Na sliki 8.9 je vezje nizkofrekvenčnega ojačevalnika v »A« razredu. Povratna zanka (iz transformatorja nazaj na triodo) služi za boljšo stabilizacijo ojačenja ojačevalnika.



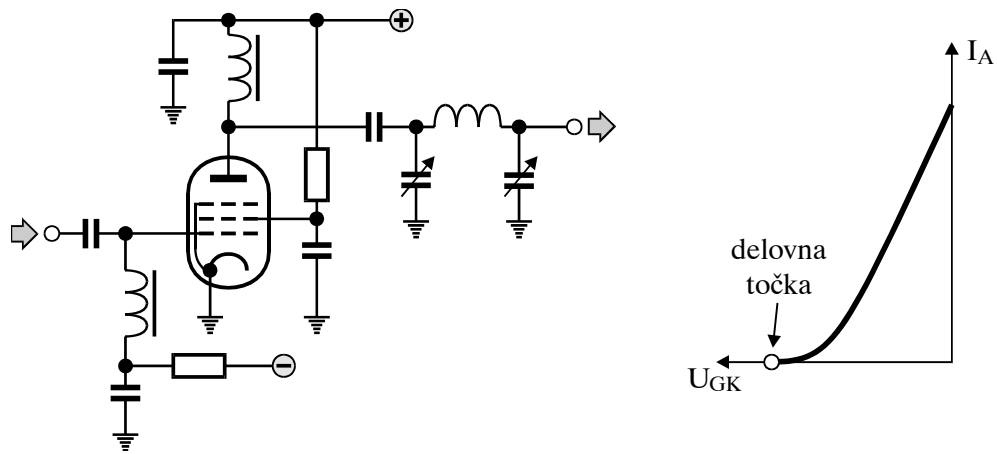
Slika 8.9. Ojačevalnik v »A« razredu.

Ojačevalnik v »B« ali v »AB« razredu je narejen kot protitaktni (angl. push-pull) ojačevalnik. Vsaka od elektronk v vezju na sliki 8.10 ojača eno pol-periodo vhodnega signala. Zaščitni mrežici pentod sta priključeni na transformator zato, da je popačenje ojačevalnika čim manjše. Enosmerna napetost na krmilnih mrežicah je tolikšna, da je enosmerna delovna točka blizu dna karakteristike. Tako je anodni tok v mirovanju majhen. Ker je delovna točka znotraj (čeprav na sami meji) linearne področja, je popačenje zelo majhno.

Pri ojačevalniku v »C« razredu je delovna točka nastavljena tako, da elektronka odreže večji del signala. Kljub visokemu popačenju pa je izkoristek ojačevalnika boljši kot pri ostalih razredih. Ojačevalnik v »C« razredu uporabimo kot končno ojačevalno stopnjo pri oddajnikih ter pri množilnikih frekvence.



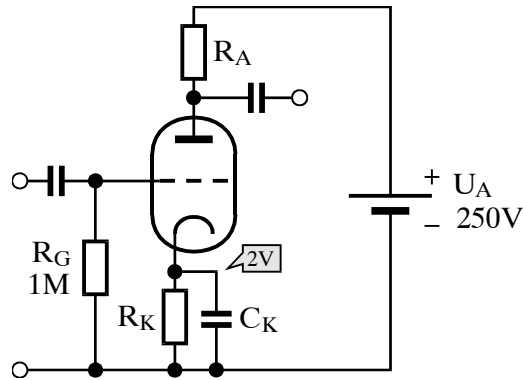
Slika 8.10. Protitaktni ojačevalnik v »AB« razredu.



Slika 8.11. Ojačevalnik v »C« razredu.

Primer

Izračunajmo upornosti uporov ter napetostno ojačenje neobremenjenega ojačevalnika v »A« razredu z vakuumsko triodo, če je $U_A=250\text{V}$, $I_A=2\text{mA}$ pri $U_{GK}=-2\text{V}$, $g=1,6\text{mS}$, $r_A=60\text{k}\Omega$! Koliko znaša ojačevalni faktor μ ?



Padeč napetosti na katodnem uporu je enak prednapetosti na krmilni mrežici, zato je:

$$R_K = \frac{U_{GK}}{I_A} = \frac{2\text{V}}{2\text{mA}} = 1\text{k}\Omega$$

Delovna točka je postavljena na sredino delovne premice, zato je med anodo in katodo polovična napajalna napetost. Anodni upor je tedaj:

$$R_A = \frac{U_A - U_{AK} - U_{RK}}{I_A} = \frac{250\text{V} - 125\text{V} - 2\text{V}}{2\text{mA}} = 61,5\text{k}\Omega$$

Pri napetostnem ojačenju moramo upoštevati tako notranjo upornost elektronke kot tudi anodni upor:

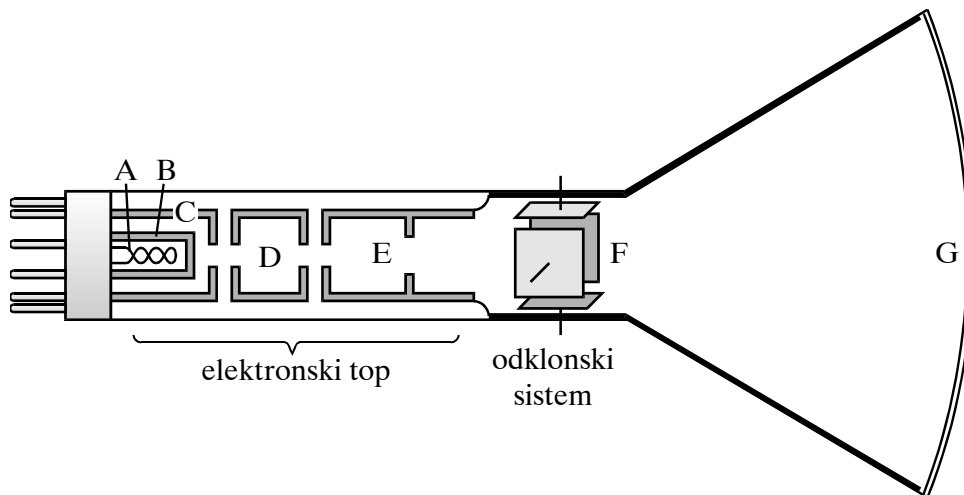
$$A_U = g \cdot r_A \parallel R_A = 1,6\text{mS} \cdot 60\text{k}\Omega \parallel 61,5\text{k}\Omega = 48,6$$

Ojačevalni faktor μ izračunamo s pomočjo Barkhausenove enačbe:

$$\mu = g \cdot r_A = 1,6\text{mS} \cdot 60\text{k}\Omega = 96$$

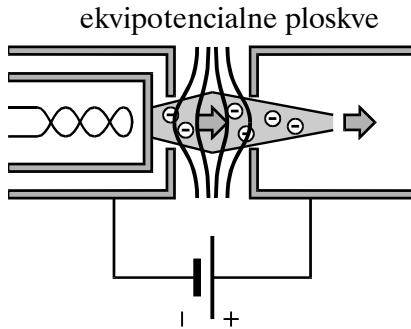
8.1.7. Katodna ali žarkovna cev

Katodna cev služi za prikazovanje slike na zaslonu. Uporabljamo jo v osciloskopih, računalniških monitorjih ter v televizijskih sprejemnikih. V grobem je sestavljena iz treh delov: elektronskega topa, odklonskega sistema in luminescenčnega zaslona. Na sliki 8.12 je po vrsti: **A** grelna nitka, **B** katoda, **C** krmilna mrežica (Wehneltov cilindar), **D** pomožna anoda, **E** anoda, ki je spojena s kovinsko prevleko v notranjosti cevi, **F** elektrode odklonskega sistema ter **G** luminescenčni zaslon.



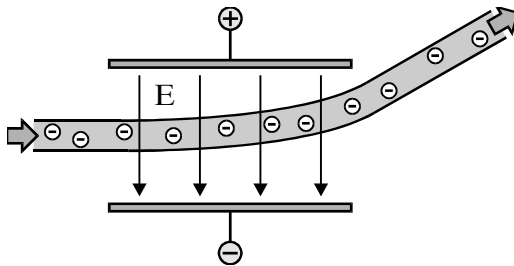
Slika 8.12. Zgradba katodne cevi osciloskopa.

Elektronski top oddaja tanek snop elektronov, ki letijo proti zaslonu. Top sestavljajo katoda, krmilna mrežica ter vrsta elektrod, ki fokusirajo in pospešujejo elektrone proti zaslonu. Krmilna mrežica je na negativnem napetostnem potencialu. Z njo krmilimo število elektronov, ki priletijo na zaslon in s tem vplivamo na svetlost točke na zaslonu. Elektrode, ki sledijo, so oblikovane tako, da delujejo kot elektronske leče. Z njihovo pomočjo zadevajo elektroni zaslon v skupni točki, ki jo vidimo kot svetlo piko na zaslonu. Na sliki 8.13 so vrisane ekvipotencialne ploskve (ploskve z istim električnim potencialom), ki delujejo na elektrone kot leča.



Slika 8.13. Oblika elektronske leče.

Gibanje elektronov, ki potujejo proti zaslonu, ukrivi odklonski sistem. Ta je pri osciloskopskih katodnih cevah narejen s pomočjo dveh parov elektrod. Prvi par je postavljen v navpični ravni (vertikalni odklonski sistem), drugi par pa v vodoravni ravni (horizontalni odklonski sistem). Ko na odklonske elektrode priključimo električno napetost, se med njimi ustvari električno polje. Na mimoidoče elektrone deluje električna sila, ki jih odkloni. Na ta način lahko krmilimo elektronski žarek po celem zaslonu. Ker je pri televizijskih katodnih cevah odklonski kot zelo velik, je odklonski sistem narejen s pomočjo dveh parov elektromagnetov.

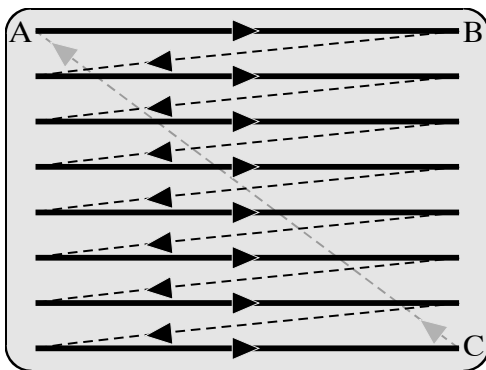


Slika 8.14. Odklanjanje elektronskega snopa s pomočjo odklonskih elektrod.

Zaslon je narejen iz luminiscenčnega materiala, to pomeni, da sveti, kadar udarjajo vanj elektroni. Zaradi velike kinetične energije, ki jo morajo elektroni doseči pred trkom, je napetost med anodo in katodo zelo visoka (nekaj deset kV).

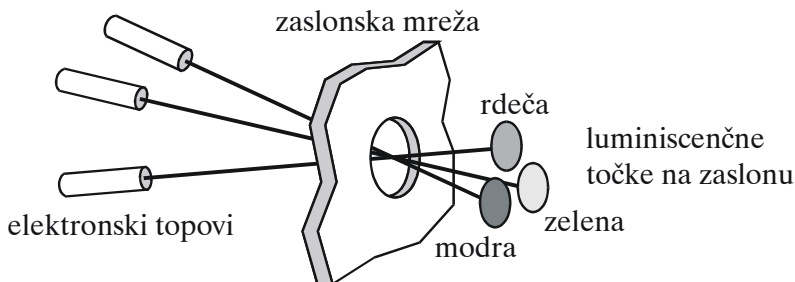
Odklonski sistem krmili žarek tako, da preleti celoten zaslon od vrha do dna v vodoravnih črtah. Na ta način se izrisuje slika na televizijskih katodnih cevah. žarek najprej osvetli vse lihe vrstice, nato vse sode. Takemu načinu pravimo prepletanje (angl. interleaced), ki pa je pri računalniških monitorjih nezaže-

ljeno. Poglejmo gibanje žarka na zaslonu brez prepletanja. Naprej potuje od točke »A« (glej sliko 8.15) do točke »B« in pri tem osvetli prvo črto na zaslonu. Elektronika nato žarek prekine in odklonski sistem se postavi v položaj, kjer bo žarek ponovno začel izrisovati sliko – torej na začetek druge vrste. Ko se osvetli cel zaslon, odklonski sistem vrne (ugasnejen) žarek iz točke »C« na začetek v točko »A«.



Slika 8.15. Način preleta elektronskega žarka po zaslonu.

Barvna katodna cev deluje s pomočjo treh elektronskih topov. Zaslon je zgrajen iz velikega števila luminiscenčnih točk rdeče, zelene in modre barve (od tu kratica RGB: angl. red-green-blue). Pred zaslon je postavljena zaščitna mreža, sestavljena iz velikega števila odprtin. Le-te so postavljene tako, da vsak elektronski top »vidi« na zaslonu točke samo ene barve. Če bi na primer deloval samo eden izmed treh topov, bi na zaslonu videli sliko iz ene same osnovne barve.



Slika 8.16. Princip delovanja barvne katodne cevi.

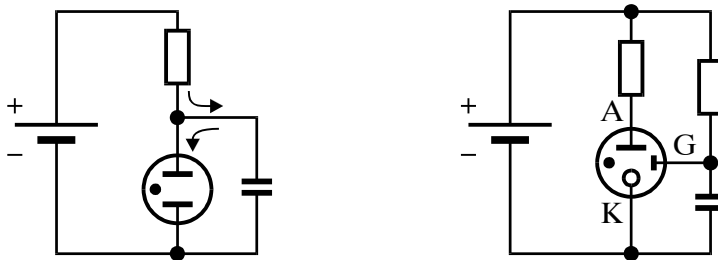
8.2. PLINSKI ELEMENTI

Plinske elektronke so elektronke, ki imajo v notranjosti namesto vakuuma zelo razredčen plin. Simboli takih elementov so označeni s piko. Poznamo dve vrsti plinskih elektronk. Prve, s hladno katodo, imajo relativno velik padec napetosti in prevajajo manjše tokove. Druge, s toplo (ali ogrevano) katodo, pa imajo majhen padec napetosti in prevajajo zelo velike tokove. Prevajati začnejo, ko plin v notranjosti ionizira.

8.2.1. Tlilvka

Tlilvka je sestavljena iz dveh elektrod, ki sta postavljeni v stekleno bučko z razredčenim plinom neonom in argonom. Ker katode ne ogrevamo, spada tlilvka med elektronke s hladno katodo. Prevajati začne, ko pri dovolj veliki napetosti, ki ji pravimo vžigna napetost, plin v notranjosti ionizira. Pri nižji napetosti je tok zelo majhen in skoraj konstanten. Ko pa napetost narašča, dosežejo elektroni v notranjosti tolikšne kinetične energije, da povzročijo nadaljnjo ionizacijo atomov plina (plazovita ionizacija). Tedaj tok skozi plin naglo naraste, napetost med priključki pa pade.

Okoli elektrode z nižjim potencialom – torej katode – nastane tlilna plast, katere preoz narašča sorazmerno s tokom. Če tok povečujemo, postane katoda tako vroča, da pride do termične emisije. Zaradi tega nastane med katodo in anodo oblok z zelo veliko prevodnostjo, ki mu pravimo plazma. Ta pojav izkoriščamo predvsem pri elektronkah z žarilno katodo.



Slika 8.17. Vezji s tlilkama.

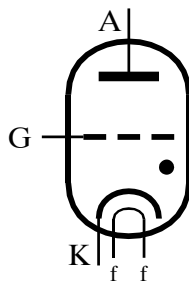
Na sliki 8.17 sta prikazani dve vrsti tlilk: tlilvka z dvema a) in s tremi b) elektrodami. Obe začneta prevajati tedaj, ko napetost med priključki doseže vžigno napetost. Tlilvko s tremi elektrodami vžgemo s pomočjo dodatne

elektrode G. Med anodo in katodo je sedaj potrebna nižja napetost, kot bi bila, če ne bi uporabili dodatne elektrode. Ko doseže napetost med mrežico in katodo vžigno vrednost, plin ionizira in med anodo in katodo steče tok. Ker je vžigni tok (tok skozi elektrodo G) zelo majhen ($<100\mu\text{A}$), tlivko uporabimo kot elektronsko stikalo.

Vezji na sliki 8.17 delujeta kot oscilator. Ko napetost na kondenzatorju doseže vžigno vrednost, začne tlivka prevajati in kondenzator se izprazni. Tlivka ugasne in kondenzator se lahko ponovno polni.

8.2.2. Tiratron

Tiratron je plinska elektronka s toplo katodo. Krmilna mrežica G določa trenutek ionizacije plina in s tem prevajanje.

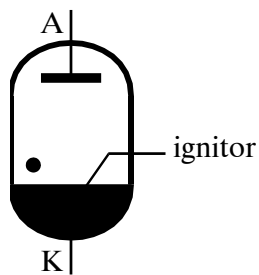


Slika 8.18. Tiratron.

Ogrevana katoda povzroča termično emisijo elektronov, ki – če je med katodo in anodo napetost – potujejo proti anodi. Ko je napetost med anodo in katodo dovolj velika, povzročijo elektroni ionizacijo plina. Krmilno mrežico priključimo na negativnejši električni potencial kot katodo, zato zavira potovanje elektronov proti anodi. Na ta način lahko reguliramo vžigno napetost. Negativnejša mrežica povzroči, da se bo tiratron vžgal pri večji napetosti med anodo in katodo, kot bi bila potrebna, če mrežice ne bi uporabili. Ko tiratron vžge, krmilna mrežica nima več funkcije. Tiratron ugasnemo tako, da spustimo napetost med anodo in katodo; ko ni dovolj toka za vzdrževanje ionizacije plina, samodejno ugasne. Tiratron v nasprotno smer ne prevaja, uporabimo pa ga kot krmiljeni usmerniški ventil. Narejen je za napetosti od 300V do 20kV ter za tokove od 20mA do 50A.

8.2.3. Ignitron

Glavna značilnost te elektronke je živo srebro v njeni notranjosti. Ignitron uporablja hladno katodo in lahko preko električnega oblaka prevaja zelo velike tokove. Emisijo elektronov iz katode dosežemo z napetostnim impulzom med ignitorjem in katodo. Ko nastane električni preboj, živo srebro izpari in ionizirana para omogoči električni lok med anodo in katodo.



Slika 8.19. Ignitron.

Zaradi velikih izgubnih moči in hlajenja živosrebrne pare moramo ignitron hladiti z vodo. Ker prenašajo srednje tokove do 2500A, jih uporabimo za usmerniške ventile velikih tokov (pri točkastem varjenju).

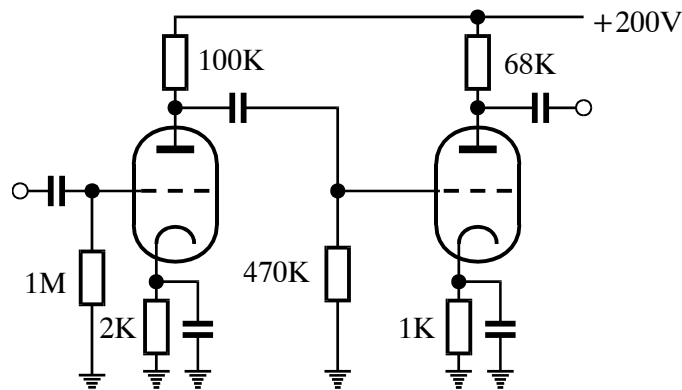
Plinski elementi prevajajo električni tok s pomočjo ioniziranega plina. Narejeni so s hladno ali s toplo (ogrevano) katodo.

VPRAŠANJA

1. Kaj je termična emisija elektronov?
2. Zakaj vakuumna dioda prevaja električni tok samo v eno smer?
3. Kakšno vlogo ima krmilna mrežica v vakuumski triodi?
4. Čemu služijo posamezne mrežice pri vakuumski pentodi?
5. Kakšno vlogo imata elektronski top in odklonski sistem žarkovne cevi?
6. Kako žarkovna cev nariše sliko na zaslon?
7. Kako žarkovna cev ustvari barvno sliko?
8. Kakšno vlogo ima plin v plinskih elementih?
9. Zakaj lahko tlivko uporabimo v vezju oscilatorja? Kako deluje?
10. Kako deluje tiratron? Kakšno vlogo ima krmilna mrežica v tiratronu?
11. Kako deluje ignitron? Ima toplo ali hladno katodo? Kakšna je razlika?

NALOGE

1. Izračunaj upornosti upora R_A in R_K v vezju na sliki 8.6 tako, da bo $I_A=3\text{mA}$ in $U_{GK}=-3\text{V}$! Podatki so $U_A=190\text{V}$, $g=2\text{mS}$, $\mu=100$. Kolikšno je napetostno ojačenje? (Odg.: $30,6\text{k}\Omega$, $1\text{k}\Omega$, 38)
2. Izračunaj vhodno upornost, izhodno upornost in napetostno ojačenje ojačevalnika na sliki, če vemo, da je $g=1,8\text{mS}$ in $r_A=58\text{k}\Omega$! (Odg.: $1\text{M}\Omega$, $31\text{k}\Omega$, 3453)



DODATEK

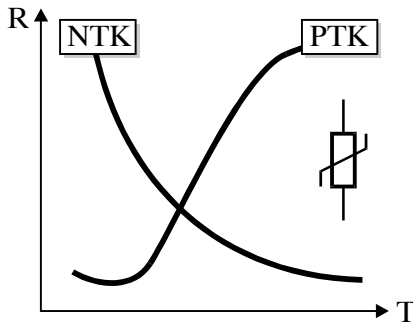
V tem poglavju bomo spoznali nekatere elemente, ki jih pogosto srečujemo in so zato vredni omembe. Predvsem bomo omenili električne pretvornike, ki jih uporabljamo tam, kjer želimo najrazličnejše veličine pretvoriti v električno. Tako lahko spremljamo spremembo temperature, jakosti svetlobe, mehanske spremembe, spremembe tlaka, jakost in smer magnetnega polja, razdalje, pretoke, sevanje in podobno.

9.1. TERMOELEKTRIČNI PRETVORNIKI

S pomočjo termoelektričnih pretvornikov pretvarjamo velikost in spremembo temperature v električni signal. Uporabljamo jih za meritev temperature, nadzor, zaščito drugih elementov v vezju in podobno.

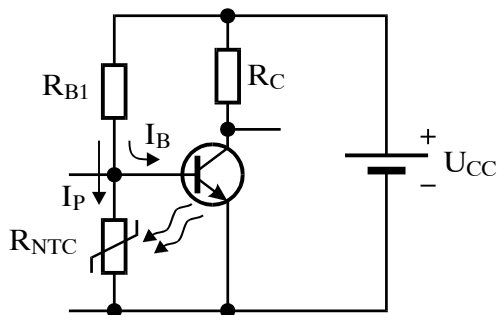
9.1.1. Termistorji

Termistorji so upori, ki se jim upornost spreminja s temperaturo. Poznamo dve vrsti termistorjev: NTK in PTK. NTK termistorji imajo negativni temperaturni koeficient. To pomeni, da jim upornost s temperaturo pada. Nasprotno pa imajo PTK termistorji pozitiven temperaturni koeficient.



Slika 9.1. Karakteristika NTK in PTK termistorjev.

Termistorje lahko uporabimo za temperaturno stabilizacijo delovne točke in kot zaščitni element pri ojačevalnikih. V vezju na sliki 9.2 smo enega od baznih uporov nadomestili z NTK termistorjem. Ta mora biti termično povezan s tranzistorjem. Ko se tranzistor segreva, se povečuje tok nasičenja in s tem kolektorski tok. Ker pa se segreva tudi termistor, mu upornost pada, kar pomeni manjši padelec napetosti in znižan bazni tok v tranzistor. Vrednosti elementov morajo biti izbrane tako, da je tok I_P nekajkrat večji od baznega toka I_B .



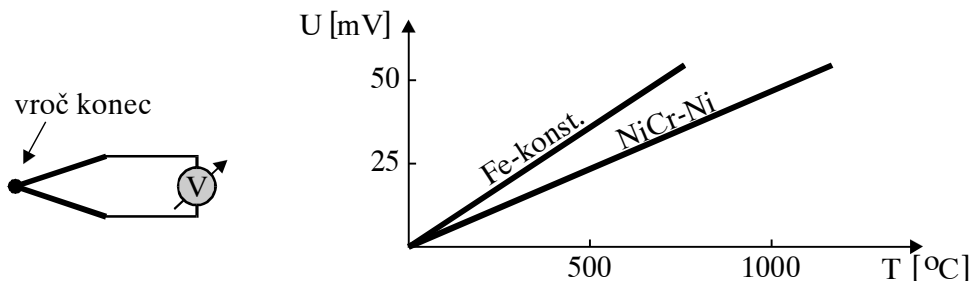
Slika 9.2. Temperaturna stabilizacija delovne točke tranzistorja s termistorjem.

9.1.2. Polprevodniška dioda in tranzistor

Ker se polprevodniški diodi zaporni tok nasičenja spreminja s temperaturo, jo lahko uporabimo kot termoelektrični pretvornik. Z višanjem temperature se v diodi poveča število ioniziranih atomov, ki povečajo zaporni tok. Ta tok je od priključene napetosti skoraj neodvisen.

9.1.3. Termočlen

Termočlen je sestavljen iz dveh kovin, ki sta na enem koncu spojeni. Ko spoj segrevamo, se na priključkih pojavi električna napetost, ki je odvisna od uporabljenih kovin in temperature. Termočlen meri temperaturno razliko med vročim (spojenim) in hladnim (nespojenim) koncem. Pogosto je zaporedno za prvim termočlenom dodan še drugi, ki ima vlogo, da izniči vpliv temperature okolice.



Slika 9.3. Termočlen in karakteristika.

9.1.4. Monolitni termoelektrični pretvorniki

Dokaj natančne temperaturne pretvornike najdemo v monolitni integrirani izvedbi. LM334 je nastavljivi tokovni vir, ki ima izhodni tok sorazmeren s temperaturo. LM335 pa deluje kot nastavljiva prebojna dioda, kjer prebojna napetost narašča sorazmerno s temperaturo (+10mV/K). Obe integrirani vezji imata obliko klasičnega tranzistorja s tremi priključki.

9.2. OPTOELEKTRIČNI PRETVORNIKI

Optoelektrične pretvornike zelo pogosto srečamo pri prenosu signalov. Oddajnik je v tem primeru svetlobni vir – najpogosteje LED ali laserska dioda, sprejemnik pa svetlobno občutljiv element, najpogosteje fotodioda ali fototranzistor. Poznamo pa tudi fototiristor, fototriak ter vakuumsko fotocelico. Prenos svetlobe poteka po zraku (daljinski upravljaliec), po optičnih kabljih ali v majhnem, zaprtem prostoru (optični spojniki).

Optoelektrične pretvornike srečamo tudi pri alarmnih ali kontrolnih napravah in števcih, kjer svetlobo, ki prihaja do pretvornika, prekinja kakšen gibljiv predmet (tako izvedbo najdemo v računalniški miški).

9.2.1. Fotoupor

Fotoupor je zgrajen iz polprevodniškega materiala CdS ali CdSe. Ko ga osvetlimo, se v polprevodnem materialu rojevajo proste elektrine, zato mu upornost z osvetlitvijo pada. Slabost fotoupora je v temperaturni občutljivosti, prednost pa v nizki ceni in enostavnosti uporabe.

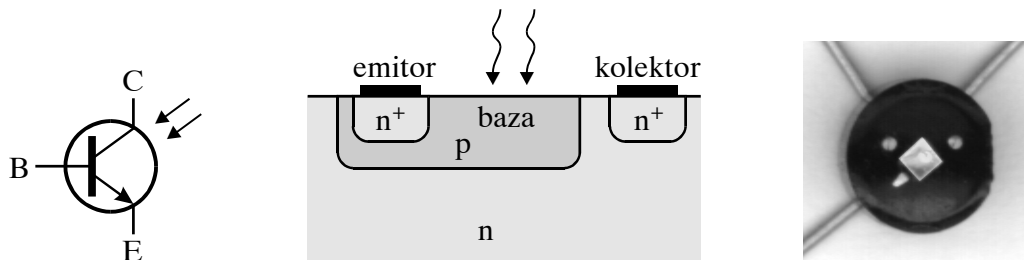
9.2.2. Fotodioda

Fotodioda je po zgradbi podobna običajni diodi, le da mora biti pri fotodiodi pn-spoj kar najbliže površini diode (substrata). Ko fotodiodo osvetlimo, se namreč v prehodnem področju zaradi ionizacij rojevajo novi elektroni in vrzeli. Zaradi tega se poveča zaporni tok, ki je sorazmeren s svetlobnim tokom. Poznamo tudi prebojne fotodiode (angl. avalanche fotodiode), kjer svetloba sproži preboj v zaporni smeri. Njihova dobra lastnost je predvsem v visoki občutljivosti, vendar povzročajo veliko šuma. To pa zato, ker je plazoviti preboj neurejen.

9.2.3. Fototranzistor

Občutno boljšo občutljivost kot fotodioda ima fototranzistor. Svetlobno občutljiv je kolektorski spoj. Ko tranzistor osvetlimo, se zaradi nastalih prostih elektronov in vrzeli poveča tok nasičenja. Kolektorski tok se zaradi tega poveča za kratkostični tokovni ojačevalni faktor β , zato je fototranzistor občutljivejši od fotodiode. Tok, ki teče skozi fototranzistor v temi, je večji kot

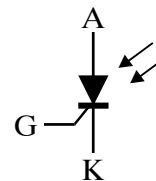
pri fotodiodi in enak toku nasičnja I_{CE0} . Tranzistor je lahko v izvedbi z baznim priključkom ali brez njega. Na vrhu ohišja je prozorna odprtina, skozi katero pronica svetloba. Poznamo tudi Darlington-fototranzistor, pri katerem je občutljivost še večja.



Slika 9.4. Simbol, zgradba in slika fototranzistorja.

9.2.4. Fototiristor ali LASCR

Fototiristor (angl. light actuated silicon controlled rectifier) je tiristor, ki ga lahko vključimo s pomočjo svetlobe. Osvetlitev prehodnega področja v srednjem, zapornem spoju generira dodatne proste elektrone in vrzeli. Ti povečajo tok skozi srednji spoj, ki pri določeni vrednosti prebije. Ko se tiristor enkrat vključi, svetloba na njegovo delovanje več ne vpliva. Izključimo ga kot klasičen tiristor: anodni tok spustimo pod držalno vrednost.

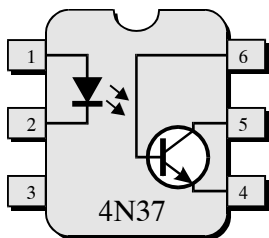


Slika 9.5. Fototiristor.

9.2.5. Optični spojniki

Optični spojniki (angl. optocoupler) so sestavljeni iz svetlobnega vira in optoelektričnega elementa. Svetlobni vir je navadno svetleča dioda (LED), medtem ko je optoelektrični element lahko fotodioda, fototranzistor, fotodarlington, fototiristor, fototriac in podobno. Vežje lahko vključuje še digitalna vrata ali operacijski ojačevalnik. Najpogosteje ga srečamo kot integrirano vežje s šetimi priključki.

Električni signal se najprej pretvori v svetlobnega, nato spet v električnega. Prednost optičnih spojnikov je v zelo dobri dielektrični izolaciji med vhodnimi in izhodnimi priključki. Zato jih najpogosteje uporabimo tam, kjer želimo galvanško ločitev dveh vej vezja. Če pride do napetostne preobremenitve na eni strani, ostane vezje na drugi strani zaščiteno, če le ne prekoračimo temenske vrednosti optičnega spojnika (1 do 25KV).

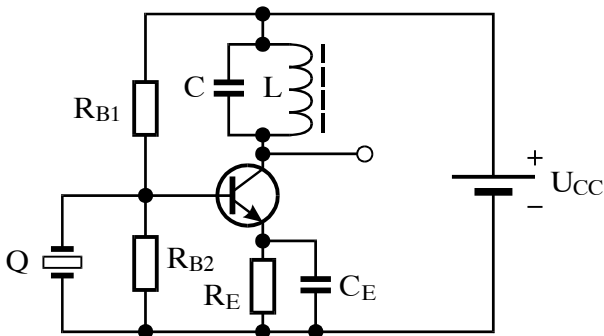


Slika 9.6. Optični spojnik: kombinacija med LED in fototranzistorjem.

9.3. PIEZOELEKTRIČNI PRETVORNIK

Določeni kristali imajo posebne električne lastnosti. Ko jih mehansko obremenimo, se na površini kristala pojavi električna napetost. S pomočjo dveh elektrod naredimo iz piezoelektričnega kristala pretvornik, s pomočjo katerega pretvarjamo mehanska nihanja v električni signal. Najdemo ga v mikrofoni, gramofonskih glavah, senzorjih tlaka in podobnih napravah.

Pojav je tudi nasproten. Ko na elektrodi piezoelektričnega kristala priključimo električno napetost, kristal zaniha. V ta namen ga uporabljajo v zvočnikih, ultrazvočnih oddajnikih in podobno.

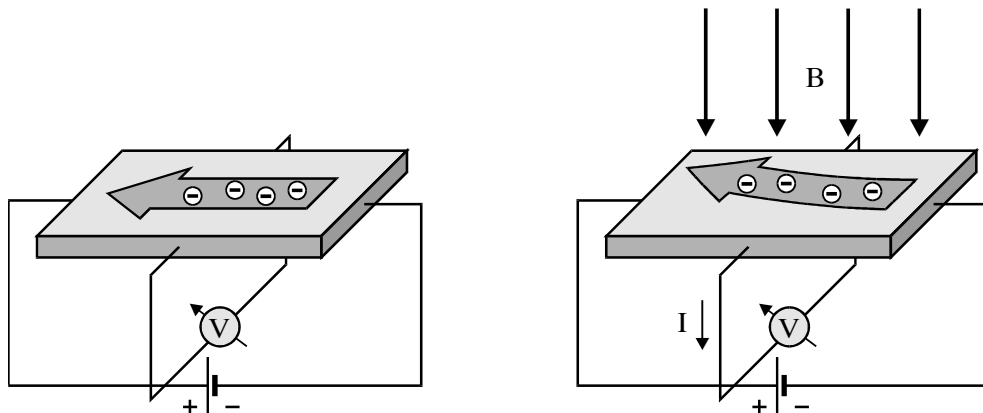


Slika 9.7. Oscilator s kremenčevim kristalom.

Zelo razširjen piezoelektrični pretvornik je kremenčev kristal (angl. quartz), ki ga uporabljamo v oscilatorjih (npr. v raznih sprejemnikih in oddajnikih, digitalnih urah, računalnikih...). Običajno je zaprt v majhno kovinsko ohišje z dvema priključkoma. Če kristal vzбудimo z napetostjo, bo mehansko zanihal. To nihanje spet povzroči majhen napetostni signal. Kristal bo najmočneje nihal ravno tedaj, če ga vzбудimo z lastno resonančno frekvenco. Ta je odvisna le od vrste kristala in njegovih dimenzij, nič pa od električnih veličin. Zaradi tega ima oscilator, ki uporablja kremenčev kristal, zelo stabilno frekvenco, ki se s časom ne spreminja. Kremenčev kristal ima zelo visok faktor kvalitete Q .

9.4. HALLOVA SONDA

Hallova sonda je ploščica polprevodnika, ki dobi v magnetnem polju posebne električne lastnosti. Ko teče skozi ploščico električni tok in ploščico prebadajo silnice magnetnega polja, deluje na gibajoče elektrone dodatna sila. Ta je usmerjena pravokotno na smer toka in magnetnega polja, zato zanaša elektrone iz prvotne smeri. Tako se na enem robu ploščice nabere več elektronov kot na drugem. Pojavu pravimo Hallov efekt, nastali potencialni razliki pa Hallova napetost. S pomočjo dodatnega para sponk, ki je nameščen pravokotno na smer toka, lahko s sondo merimo magnetno poljsko jakost. Hallovi sondi je običajno dodano integrirano vezje z ojačevalnikom, vse skupaj pa je zaprto v ohišje, ki je podobno kot pri tranzistorju.

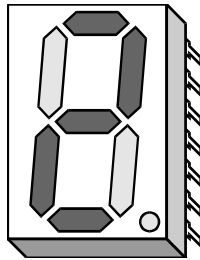


Slika 9.8. Hallova sonda.

9.5. PRIKAZOVALNIKI

9.5.1. LED prikazovalniki

Svetleče diode ali LED (angl. light emission diode) smo že spoznali. Spomnimo se, da diode svetijo, ko skozi njih teče tok v prevodni smeri. Pri tem se prosti elektroni in vrzeli, ki prehajajo preko spoja, rekombinirajo. Elektroni se tedaj spustijo iz prevodnega v valenčni energetske pas in oddajo presežek energije v obliki elektromagnetnega valovanja – svetlobe.



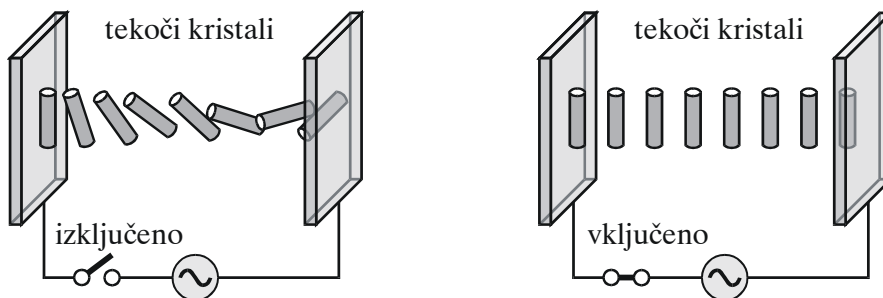
Slika 9.9. Razpored segmentov LED prikazovalnika.

LED prikazovalnike izdelujejo kot skupek svetlečih diod (npr. za table s potujočimi napisi) ali kot posamezne enote, podobne integriranim vezjem, z več segmenti. Z vsako tako enoto, ki ima najpogosteje 7 segmentov (svetlečih diod, postavljenih v obliki številke 8), lahko prikažemo eno izmed števil.

9.5.2. Prikazovalniki s tekočimi kristali ali LCD

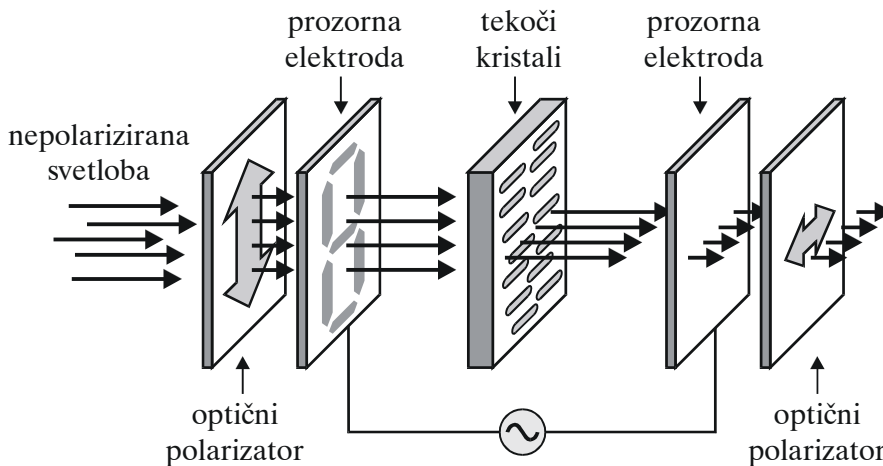
Tekoči kristali so organske snovi z zelo dolgimi molekulami, ki imajo v električnem polju posebne lastnosti. Molekule so sicer gibljive kot v tekočini, vendar razporejene po določenih pravilih, ki veljajo za kristalne strukture. Od tod ime tekoči kristali.

Prikazovalnik s tekočimi kristali (angl. liquid crystal display) je zgrajen iz dveh optičnih polarizatorjev, prevodnih prosojnih elektrod ter vmesne celice, kjer so zaprti tekoči kristali. Vmesna celica s tekočimi kristali je zelo tanka in meri nekaj 10 μ m. Razporeditev molekul lahko vsilimo s posebnimi dodatki, ki so v kontaktu s tekočimi kristali. Molekule razporedimo tako, da so na površini vse orientirane navpično, z globino pa se postopoma orientirajo vodoravno.



Slika 9.10. Princip delovanja nematičnih tekočih kristalov.

Tekoči kristali prepuščajo le svetlobo, ki je enako polarizirana kot so usmerjene molekule tekočih kristalov. Če so torej molekule orientirane navpično, bodo prepuščale le navpično polarizirano svetlobo. Ker se molekule z globino postopoma zasučejo za 90° , se isto zgodi tudi s svetlobo – postane vodoravno polarizirana. Ko pa med elektrodama priključimo električno napetost, se vse molekule tekočega kristala razporedijo v eno smer in sukanja svetlobe ni več. Opisan način delovanja velja za t.i. nematične tekoče kristale.



Slika 9.11. Zgradba prikazovalnika s tekočimi kristali.

Tekoče kristale sedaj postavimo med dva optična polarizatorja – s prvim poskrbimo, da pada na tekoče kristale le navpično polarizirana svetloba, drugi pa naj prepušča le vodoravno polarizirano svetlobo. Če na kristalih ni napetosti,

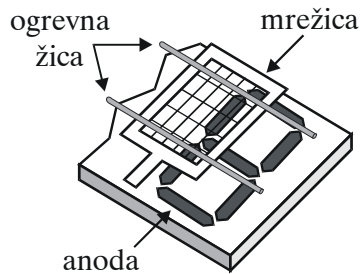
bo izhodna svetloba polarizirana vodoravno in jo bo zato vodoravni optični polarizator prepuščal; če pa na kristale pritismo napetost, zasuka svetlobe na kristalih ne bo, zato (navpično polarizirana) svetloba ne bo mogla skozi vodoravni optični polarizator – površina bo postala črna.

Poznamo transmisijske in refleksijske prikazovalnike. Pri prvih je vir svetlobe postavljen za prikazovalnikom, pri drugih pa se svetloba, ki prehaja skozi prikazovalnik, odbija nazaj s pomočjo ogledala.

Prikazovalnike krmilimo z izmenično napetostjo, saj bi pri enosmerni napetosti prihajalo do nezaželenih elektrolitskih pojavov. Prikazovalniki s tekočimi kristali imajo zelo majhno porabo električne moči, njihova slabost pa je v dolgem odzivnem času.

9.5.3. Vakuumski fluorescenčni prikazovalniki

Ti so narejeni podobno kot direktno ogrevana trioda. Anoda je oblikovana v obliki osmice (za prikaz števil) ter prevlečena s fosforescenčno snovjo, ki zaradi naleta elektronov sveti v različnih barvah (odvisno od materiala). Za katodo je uporabljena žarilna nitka, ki omogoča termično emisijo elektronov. Med anodo in katodo je krmilna mrežica, s katero krmilimo posamezne prikazne elemente.



Slika 9.12. Primer prikaznega elementa pri vakuumskem fluorescenčnem prikazovalniku.

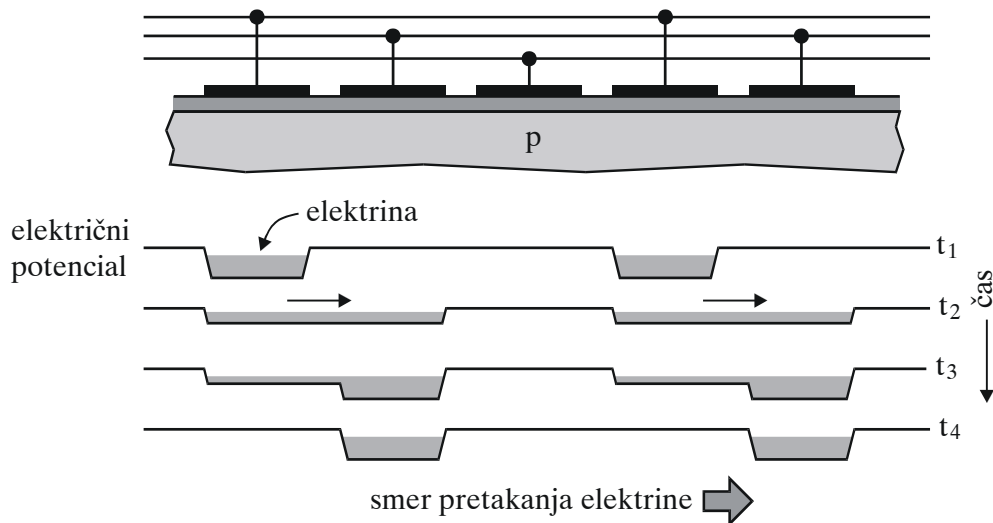
9.5.4. Plazma prikazovalniki

Plazma prikazovalniki delujejo na principu prevajanja električnega toka v plinih. Posamezno točko prikazovalnika prižgemo s pomočjo križno nameščenih elektrod. Pred prikazovalnikom so prevodne elektrode nameščene navpično, za njim pa vodoravno. Ko priključimo napetost na eno navpično in eno

vodoravno elektrodo, pride na mestu, kjer se obe dve križata, do tlenja plina in prikaže se svetla točka plazme.

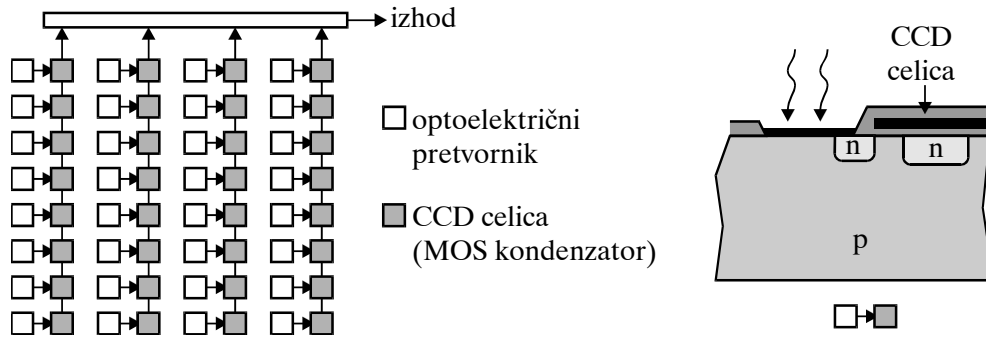
9.6. CCD

CCD (angl. charge-coupled device) je skupek MOS kondenzatorjev. Ko postavimo več MOS kondenzatorjev enega poleg drugega, lahko elektrina prehaja od enega do drugega. Na ta način lahko naredimo pomikalni register (angl. shift register), ki prenaša elektrino.



Slika 9.13. Primer delovanja 3-faznega CCD.

Na sliki vidimo osnovni princip delovanja pomikalnega registra za elektrino. Ko priključimo električno napetosti na prva vrata, se elektrina nabere pod prvim kondenzatorjem (z leve). Če se nato električna napetost pojavi na drugih vratih, bo tja odtekla tudi elektrina. Ko električne napetosti na prvih vratih ni več, je vsa elektrina pod drugimi vrati oz. kondenzatorjem. Enako ponovimo še s tretjimi vrati in elektrino smo premaknili z leve proti desni za razdaljo treh kondenzatorjev. CCD enote zelo pogosto uporabljamo pri pretvornikih slike v električni signal (pri video kamerah) ter za zakasnilne člene, kjer lahko zakasnilni signal tudi do ene sekunde.



Slika 9.14. CCD sklop pri pretvornikih za video kamere in prerez enega od segmentov s Schottkyjevo fotodiodo.

Pri pretvorbi slike ima vsak od MOS kondenzatorjev še optoelektrični pretvornik. Tako enoto označimo s CCIS (angl. charge-coupled image sensor). V času osvetlitve se s pomočjo optoelektričnega pretvornika generirajo prosti nosilci elektrine. Slika se shrani kot količina elektrine, ki jo nato s pomočjo CCD-ja zaporedno prenesemo v elektronsko vezje.

VPRAŠANJA

1. Kakšne termistorje poznamo?
2. Kako deluje temperaturna stabilizacija tranzistorja v vezju na sliki 9.2?
3. Kako je zgrajen in kako deluje termočlen?
4. Kaj se zgodi, ko osvetlimo fototranzistor?
5. Kaj so optični spojniki? Čemu služijo?
6. Kako deluje kremenčev kristal, ki ga uporabljamo v oscilatorjih?
7. Kaj je Hallova sonda?
8. Kako deluje prikazovalnik s tekočimi kristali? Kakšno vlogo imata optična polarizatorja?
9. Kaj je CCD in kako deluje?