

Senzorji in aktuatorji

I. del: Osnove sensorike

Prof.dr. Slavko Amon

**Laboratorij za mikrosenzorske strukture
in elektroniko / LMSE
Univerza v Ljubljani, Fakulteta za elektrotehniko**

Založba UL FE in FRI

Ljubljana, 2013

KAZALO

1	OSNOVNE ZNAČILNOSTI SENZORJEV IN AKTUATORJEV.....	7
1.1	OSNOVNE DEFINICIJE	7
1.2	PRINCIPI PRETVORBE.....	9
1.3	RAZVRSTITEV SENZORJEV.....	10
2	OSNOVNI PODATKI SENZORJEV	13
2.1	KARAKTERISTIKA.....	13
2.2	OBČUTLJIVOST	15
2.3	TOČNOST	16
2.4	LOČLJIVOST.....	17
2.5	SELEKTIVNOST.....	18
2.6	ŠUM.....	20
2.7	MINIMALNI DETEKTIRANI SIGNAL	21
2.8	PRAG.....	21
2.9	NELINEARNOST	21
2.10	HISTEREZA.....	23
2.11	PONOVLJIVOST	23
2.12	TEMPERATURNI NIČELNI ODZIV	24
2.13	PREOBREMITVENE LASTNOSTI.....	25
2.14	DOLGOROČNA STABILNOST	25
2.15	POGOJI OKOLJA	26
2.16	ODZIVNI ČAS.....	27
3	DINAMIČNE LASTNOSTI SENZORJEV.....	28
3.1	UVOD.....	28
3.2	LAPLACEOVA TRANSFORMACIJA	29
3.2.1	UVOD.....	29
3.2.2	DEFINICIJA LAPLACEOVE TRANSFORMACIJE.....	30
3.3	ANALIZA ČASOVNEGA ODZIVA SENZORJEV	34
3.3.1	UVOD.....	34
3.3.2	ČASOVNI ODZIV SENZORJEV 0-TEGA REDA	35
3.3.3	ČASOVNI ODZIV SENZORJEV 1. REDA	36
3.3.4	ČASOVNI ODZIV SENZORJEV 2. REDA	43
4	MIKROOBDELAVA	48
4.1	UVOD.....	49
4.2	OSNOVNI MATERIALI.....	50
4.2.1	MONOKRISTALNI SILICIJ	50
4.2.2	POLIKRISTALNI SILICIJ.....	51
4.2.3	KRISTALOGRAFSKA STRUKTURA SILICIJA	51
4.2.4	MILLERJEVI INDEKSI	53
4.2.5	DOGOVOR O OZNAKAH V KRISTALU	54
4.3	POSTOPKI MIKROOBDELAVE.....	55
4.3.1	DIFUZIJA	55
4.3.2	IONSKA IMPLANTACIJA	58

4.3.3	TERMIČNA OKSIDACIJA	59
4.3.4	NANAŠANJE TANKIH PLASTI	61
4.3.5	TISKANJE.....	67
4.3.6	FOTOLITOGRAFIJA.....	68
4.3.7	JEDKANJE	73
4.3.8	LASERSKA MIKROOBDELAVA.....	81
4.3.9	ELEKTROEROZIVNA MIKROOBDELAVA.....	85
4.3.10	ŽRTVOVALNI PROCESI	85
4.3.11	LIGA PROCES.....	89
4.3.12	ZATESNITEV LUKENJ.....	90
4.3.13	SPAJANJE SUBSTRATOV.....	91
4.3.14	RAZREZ SUBSTRATOV	94
4.3.15	PRITRDITEV ČIPA	95
4.3.16	KONTAKTIRANJE	98
4.3.17	ZAŠČITA ČIPA	100
4.3.18	ZAPIRANJE V OHIŠJE.....	100
4.4	PRIMER MIKROOBDELAVE: IZDELAVA MIKROMOTORJA	101
5	OBDELAVA SIGNALOV.....	103
5.1	UVOD.....	103
5.2	SENZORSKI SISTEM	104
5.2.1	UVOD.....	104
5.2.2	OSNOVNI SKLOPI	104
5.3	PRENOS SENZORSKIH SIGNALOV	106
5.3.1	UVOD.....	106
5.3.2	STANDARD ZA PRENOS SIGNALOV [4-20mA].....	106
5.3.3	TIPičEN SISTEM ZA PRENOS SENZORSKIH SIGNALOV	106
5.3.4	OPTIČNI SISTEM ZA PRENOS SENZORSKIH SIGNALOV.....	107
5.4	OPERACIJSKI OJAČEVALNIKI IN VEZJA	108
5.4.1	UVOD.....	108
5.4.2	OPERACIJSKI OJAČEVALNIK.....	108
5.4.3	OSNOVNA VEZJA Z OPERACIJSKIMI OJAČEVALNIKI	111
6	DIGITALNA OBDELAVA SIGNALOV	138
6.1	UVOD.....	139
6.2	PREDNOSTI DIGITALNEGA ZAPISA	139
6.3	OSNOVE DIGITALNEGA ZAPISA	141
6.3.1	UVOD.....	141
6.3.2	ŠTEVILSKI SISTEMI.....	143
6.4	VZORČENJE ZVEZNEGA SIGNALA.....	148
6.4.1	UVOD.....	148
6.4.2	POSTOPEK VZORČENJA.....	148
6.4.3	SHANNONOV TEOREM VZORČENJA.....	148
6.5	VZORČNO-ZADRŽEVALNO VEZJE (S/H).....	149
6.5.1	UVOD.....	149
6.5.2	OSNOVNO VEZJE	149
6.5.3	S/H S SLEDILNIKOM.....	151

6.6	DIGITALNO-ANALOGNI PRETVORNIKI (DAC)	152
6.6.1	UVOD.....	152
6.6.2	UNIPOLARNI DAC.....	152
6.6.3	BIPOLARNI DAC.....	155
6.6.4	LOČLJIVOST DAC	156
6.6.5	IZVEDBE DAC-JEV	157
6.6.6	OSNOVNI PODATKI DAC.....	162
6.7	ANALOGNO-DIGITALNI PRETVORNIKI (ADC)	163
6.7.1	UVOD.....	163
6.7.2	UNIPOLARNI ADC.....	164
6.7.3	BIPOLARNI ADC.....	168
6.7.4	IZVEDBE ADC-JEV	170
6.7.5	OMEJITEV HITROSTI PRI AD KONVERZIJI.....	180
6.8	KOMPARATORJI.....	182
6.8.1	UVOD	182
6.8.2	OSNOVNI KOMPARATOR.....	182
6.8.3	HISTEREZNI KOMPARATOR	185
6.9	MULTIVIBRATORJI.....	189
6.9.1	UVOD.....	189
6.9.2	ASTABILNI MULTIVIBRATOR S KOMPARATORJEM.....	190
6.9.3	ASTABILNI MULTIVIBRATOR Z INTEGRATORJEM IN HISTEREZNI KOMPARATORJEM	193
6.10	FREKVENČNI PRETVORNIKI.....	196
6.10.1	UVOD.....	196
6.10.2	PREDNOSTI FREKVENČNEGA ZAPISA	196
6.10.3	IZVEDBE	197
7	ANALOGNA OBDELAVA SIGNALOV	202
7.1	UVOD.....	202
7.2	PRETVORNIKI.....	203
7.2.1	UVOD.....	203
7.2.2	UPOROVNO-NAPETOSTNI PRETVORNIKI (RVC).....	204
7.2.3	KAPACITIVNO-NAPETOSTNI PRETVORNIKI (CapVC).....	212
7.2.4	KAPACITIVNO-FREKVENČNI PRETVORNIKI (CapfC).....	223
7.3	IZVORI.....	224
7.3.1	UVOD.....	224
7.3.2	TOKOVNI IZVORI.....	224
7.3.3	NAPETOSTNI IZVORI	242

Uvod

Knjiga “Senzorji in aktuatorji – I.del: Osnove sensorike” želi podati pregled preko širokega področja senzorjev in aktuatorjev - njihovih osnovnih značilnosti, definicij, parametrov, tehnologij mikroobdelave za izdelavo teh struktur ter obdelave električnih signalov. V pripravi za tisk je knjiga “Senzorji in aktuatorji – II.del: Pregled senzorjev in aktuatorjev”, v kateri bodo obravnavane osnovne lastnosti in aplikacije raznih senzorskih in aktuatorskih družin.

Knjiga “Senzorji in aktuatorji – I.del: Osnove sensorike” je razdeljena na sedem poglavij:

Poglavje 1 z naslovom **Osnovne značilnosti senzorjev in aktuatorjev** prinaša najprej pregled osnovnih definicij, ki jih srečujemo na področju senzorjev in aktuatorjev. Sledi pregled različnih principov pretvorbe energije, kar je osnova za delovanje vseh senzorjev in aktuatorjev. Poglavje se zaključi s pregledom raznih razvrstitev(klasifikacij) senzorjev in aktuatorjev.

Poglavje 2 z naslovom **Osnovni podatki senzorjev** podaja obravnavo osnovnih parametrov oz. lastnosti senzorjev in aktuatorjev. V tem poglavju so razloženi osnovni pojmi kot je karakteristika, občutljivost, točnost, ločljivost, selektivnost, šum, nelinearnost, temperaturne in preobremenitvene lastnosti, stabilnost, časovni odziv in drugo.

Poglavje 3 z naslovom **Dinamične lastnosti senzorjev** podaja v prvem delu pregled osnovnih lastnosti Laplaceove transformacije, ki je močno matematično orodje pri obravnavi dinamičnih lastnosti senzorjev in aktuatorjev. V drugem delu tega poglavja sledi obravnavo dinamičnega odziva, najprej v primeru senzorjev 0-tega reda (ni prisoten noben element za shranjevanje energije), nato v primeru senzorjev 1. reda (prisoten en element za shranjevanje energije) ter v primeru senzorjev 2. reda (prisotna dva elementa za shranjevanje energije), kjer pride lahko zaradi pretakanja energije do oscilacij že pri enosmernem (konstantnem) vhodnem signalu.

Poglavje 4 z naslovom **Mikroobdelava** (angl. Micromachining) prinaša v prvem delu pregled preko osnovnih lastnosti materialov, ki jih srečujemo v naprednih mikro senzorjih in aktuatorjih. Sledi podroben pregled različnih postopkov in tehnologij za izdelavo mikro senzorjev in aktuatorjev.

Poglavje 5 z naslovom **Obdelava signalov** (angl. Signal Conditioning) prinaša v prvem delu pregled osnovnih elementov v tipičnem senzorskem sistemu. Sledi obravnava različnih načinov prenosa senzorskih signalov, od standardnega 5-20 mA prenosa po električnih kabljih do prenosa signalov po optičnih kabljih. Poglavje se zaključuje s pregledom lastnosti važnejših senzorskih in aktuatorskih vezij na osnovi operacijskih ojačevalnikov.

Poglavje 6 z naslovom **Digitalna obdelava signalov** obravnava najprej prednosti in osnovne lastnosti digitalnega zapisa. Nato je obravnavano vzorčenje (diskretizacija) zveznega signala z vzorčno-zadrževalnimi vezji (Sample&Hold). Sledi obravnava digitalno-analognih pretvornikov (DAC) ter analogno-digitalnih pretvornikov (ADC). Na koncu je podana še obravnava nekaterih vezij, ki jih srečujemo v sensoriki kot npr. komparatorji, multivibratorji in frekvenčni pretvorniki.

Poglavje 7 z naslovom **Analogna obdelava signalov** prinaša v prvem delu pregled preko izvedb raznih vrst pretvornikov. V drugem delu poglavja so obravnavani izvori, pregledane so osnovne značilnosti nekaterih izvedb izvorov, od klasičnih vezij z upori, z diodami, z bipolarnimi transistorji ter MOS ali JFET-i. Na koncu poglavja je podana še obravnava ti. Bandgap vezij, ki se zaradi odličnih lastnosti vedno bolj uveljavljajo tudi na področju senzorjev in aktuatorjev.

Na koncu vsakega poglavja je podan pregled osnovne uporabljene literature, ki lahko služi tudi za dodatno poglobljanje znanja. V tekstu uporabljene reference so označene z oglatim oklepajem in prvimi tremi črkami prvega avtorja, npr. knjiga P.Horowitz in W.Hilla "The Art of Electronics" se citira kot [Hor]. Kadar je citirana tudi stran publikacije, je pripisana še številka strani, npr. [Hor,365]. Kadar je en avtor zastopan z več publikacijami, so druga in nadaljnje publikacije označene s številko, npr. druga knjiga avtorja S.M. Szeja je citirana kot [Sze2].

Pri obravnavi dinamičnega področja senzorjev in aktuatorjev so, kjer je to mogoče, uporabljeni standardni, ustaljeni pojmi in oznake. V primeru novejših elementov in izrazov so zaradi boljšega razumevanja tuje literature dodani ob navedbi slovenskega imena še ustaljeni mednarodni termini in kratice.

Knjiga ne bi mogla biti napisana brez neposrednega ali posrednega sodelovanja mojih bližnjih. Zahvala gre številnim mojim kolegom in sodelavcem, ki so neposredno ali posredno s svojim delom prispevali k nastanku določenih poglavij predložene knjige – Jože Furlan, Danilo Vrtačnik, Drago Resnik, Matej Možek, Dejan Križaj, Uroš Aljančič, Matjaž Cvar, Borut Pečar, Tine Dolžan in drugi. Nenazadnje gre zahvala moji družini, ki je z razumevanjem spremljala dolgotrajno nastajanje knjige - Marinki, Mihatu, Nini, Jakatu, Lani, Galu, Igorju in drugim.

Slavko Amon
Ljubljana
Julij, 2012

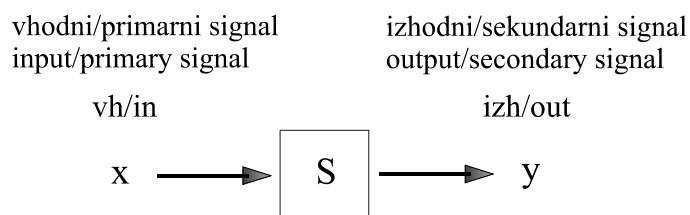
1 OSNOVNE ZNAČILNOSTI SENZORJEV IN AKTUATORJEV

- 1 OSNOVNE ZNAČILNOSTI SENZORJEV IN AKTUATORJEV
 - 1.1 OSNOVNE DEFINICIJE
 - 1.2 PRINCIPI PRETVORBE
 - 1.3 RAZVRSTITEV SENZORJEV

1.1 OSNOVNE DEFINICIJE

V literaturi s področja senzorjev in aktuatorjev pogosto srečujemo različne sorodne pojme kot npr. senzor, vzbujevalnik, pretvornik, senzorski sistem itd. Zaenkrat še ne obstoja urejeno, enotno izrazoslovje na tem področju, saj različni avtorji pripisujejo tem pojmom različne pomeni. Vseeno bomo v nadaljevanju skušali podrobneje osvetliti pomen teh pojmov in podati njihove najpogostejše definicije.

Senzor : je element, ki proizvede na izhodu signal, ki enolično odgovarja vrednosti opazovane veličine na vhodu sensorja(SI 1.1) .

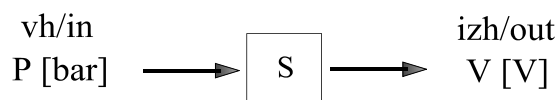


SI 1.1 Osnovno delovanje sensorja

Primer: Senzor tlaka

Tu je na izhodu senzorja signal, npr. električna napetost V , ki je enolično odvisna od vrednosti tlaka P na vhodu (SI 1.2).

Senzor tlaka torej opravlja enolično pretvorbo vhodnega signala, tlaka P v izhodni signal, napetost V .



SI 1.2 Osnovno delovanje senzorja tlaka

Za senzorje srečamo včasih še različna druga imena kot npr. detektor (x-ray detector), meter (flowmeter), element (termoelement), celica (fotocelica) itd.

V nadaljevanju si bomo ogledali še nekaj osnovnih pojmov sensorike.

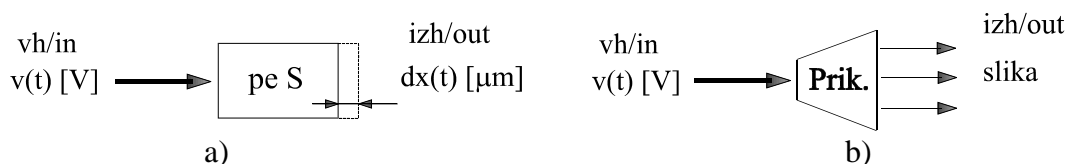
Vzbujevalnik (Aktuator):

je element, ki vhodni signal pretvarja v mehanski ali informacijski izhodni signal!

Primer:

- piezoaktuator: je element, ki vhodni signal - električno napetost preko piezoeфекta pretvarja v izhodni signal - mehansko deformacijo (SI 1.3a)

- prikazalnik: je element, ki vhodni signal - primeren električni informacijski signal pretvarja v izhodni signal - slikovno informacijo (SI 1.3b)



SI 1.3 Primer aktuatorjev: a) piezoaktuator in b) prikazalnik

Pretvornik (Transducer):

Tu definicije ne bomo podali, saj zaenkrat še ni enotne definicije tega pojma, ker nekateri avtorji pretvornik definirajo enako kot senzor, drugi avtorji pa vključijo v ta pojem tudi aktuatorje!

Senzorski sistem:

je običajno definiran kot senzorski element s pripadajočo elektroniko za obdelavo signalov (signal conditioning).

Včasih srečamo tudi drugačne razlage teh pojmov, npr. v industriji pogosto kompletnemu senzorskemu sistemu pravijo kar kratko senzor. Pri tem zato zmanjka termin za osnovni senzorski element - senzor, ki ga nato v pomanjkanju izrazov včasih imenujejo pretvornik, itd. Skratka, izrazoslovje na dinamičnem področju sensorike še ni povsem ustaljeno. V izogib zmede se bomo mi držali gornjih dogovorov oz. definicij.

Zgodovinsko-razvojno lahko senzorje delimo v 2 skupini:

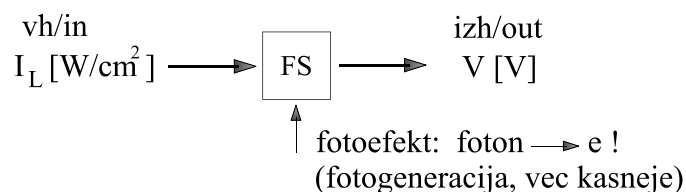
- klasični (starejši) senzorji: izhodni signal je bil tu lahko v različnih oblikah kot npr. pomik, pritisk itd., ker je bil izhod sensorja pripeljan direktno na nek izhodni instrument (urco), odčitana vrednost se je nato ročno vpisala v dnevnik meritve. S tem je bil senzorski del procesa zaključen, saj še ni bilo kompleksne systemske obdelave podatkov ampak le ročno preračunavanje!
- moderni (novejši) senzorji: tu je osnovna zahteva, da je izhodni signal sensorja v primerni obliki za nadaljnjo, običajno digitalno obdelavo signalov, kot so npr. električni signali (napetost, tok, naboj itd.) ali optični signali.

1.2 PRINCIPI PRETVORBE

Pri delovanju senzorjev in aktuatorjev gre vedno za neko pretvorbo energije vhodnega signala v energijo izhodnega signala, ki naj bo v obliki, primerni za nadaljnjo obdelavo!

Take pretvorbe energije iz ene oblike v drugo imenujemo običajno v naravoslovju in tehniki "efekt" ali "zakon" (effect, law). Kot primer take pretvorbe energije si pogledajmo fotosenzor.

Primer: Fotosenzor – tu se energija vpadlega elektromagnetnega valovanja (svetloba) v sensorju pretvarja na osnovi fotoefekta v energijo prostih električnih nosilcev naboja in nato dalje v tok oz. napetost, odvisno od električne vezave na izhodu (SI 1.4).



SI 1.4 Fotosenzor in fotoefekt

Danes je odkritih že okrog 400 različnih efektov/pretvorb in število še raste. Torej obstoja tudi najmanj tolikšno število možnosti za realizacijo raznih vrst senzorjev.

Različne vrste energij oz. signalov lahko razvrstimo v nekaj osnovnih skupin, kar pogosto služi tudi kot ena izmed osnovnih razdelitev senzorjev :

- mehanski
- termični
- električni
- magnetni
- radiacijski (svetloba, delci)
- kemijski
- biološki

Poglejmo si nekaj primerov!

Primer: Klasični senzor(oz. pretvorba) - vhodni signal, npr. termični signal oz. temperatura, povzroči preko bimetalnega efekta mehanski izhodni signal, ki je v enolični odvisnosti od vhoda!

Primer: Moderni senzor(oz. pretvorba) - vhodni signal, npr. mehanski pomik, povzroči preko piezoelektričnega efekta izhodni signal v obliki npr. električne napetosti, ki je v enolični odvisnosti od vhoda!

Glede na (ne)obrnjivost oz. (i)reverzibilnost ločimo dve vrsti pojavov:

Reverzibilni efekti: Nekateri efekti oz. pretvorbe so obrnljivi (reverzibilni) in jih zato lahko uporabimo v obeh smereh. Tak primer je npr. omenjeni piezoelektrični efekt, ki deluje tudi v obratni smeri: če na piezoelektrični kristal pritisnemo napetost, se deformira!

Ireverzibilni efekti: Nekateri efekti so neobrnjivi (ireverzibilni). Tak primer je fotosenzor, saj pri pritisnjeni vhodni napetosti ne bo, vsaj v okviru normalnega delovanja pod prebojem, oddajal radiacije!

Zaključek: Seveda ni in ne more biti naš osnovni namen, v celoti podati podrobno obravnavo vseh teh efektov. To je domena mnogih različnih ved naravoslovja in tehnike kot so fizika, elektrotehnika, kemija idr. Tu se bomo omejili le na osnovne zakonitosti pretvorbe signalov v obravnavanih senzorjih, kolikor to potrebujemo za osnovno razumevanje delovanja in uporabe teh senzorjev.

1.3 RAZVRSTITEV SENZORJEV

Obstojajo različne možnosti za razvrstitev (oz. pregled ali klasifikacija) senzorjev, glede na različne skupne lastnosti, ki povezujejo določeno skupino senzorjev. Ta skupna lastnost je lahko npr.:

- osnovni princip pretvorbe (npr. fotoefekt - fotosenzorji, piezouporovni efekt - piezouporovni senzorji itd.)
- vhodna spremenljivka (npr. senzorji tlaka, senzorji temperature, itd.)
- tehnologija in osnovni material (npr. polprevodniški silicijevi senzorji, tankoplastni senzorji, itd.)
- področje uporabe (npr. senzorji v avtomobilu, senzorji v medicini, itd.)
- točnost (npr. senzorji visoke točnosti, senzorji nizke točnosti)
- cena (npr. dragi oz. profesionalni senzorji, ceneni oz. neprofesionalni senzorji)
- itd. (še druge možnosti razvrstitve)

Kateri pristop razvrstitve senzorjev je v danem primeru najprimernejši, je odvisno od konkretnega primera uporabe, npr.:

- za uporabnika senzorjev bo najprimernejša razvrstitev glede na vhodno spremenljivko (npr.: Senzorji tlaka; Senzorji temperature; itd.) ali tudi glede na področje uporabe (npr.: za zdravnika - Senzorji v medicini; za izdelovalca avtomobilov - Senzorji v avtomobilih, itd.)
- za proizvajalca senzorjev bo najprimernejša razvrstitev glede na tehnologije in materiale (npr.: Polprevodniški senzorji; Tankoplastni senzorji; itd.)
- za študijske namene bo najprimernejša razvrstitev glede na osnovni princip pretvorbe (npr.: Piezouporovni senzorji; Piezoelektrični senzorji; itd.)

Razvrstitev senzorjev glede na napajanje:

- **aktivni senzorji:** pri procesu zaznavanja tu ne rabimo zunanjšega napajanja oz. vira energije

Primer: fotodioda - osnovna pretvorba je tu fotoefekt oz. direktna pretvorba energije fotonov vpadle svetlobe v izhodno električno energijo fotogeneriranih prostih nosilcev naboja, ki nato povzročijo na izhodu ustrezen električni signal (napetost ali tok, odvisno od električne sheme, več kasneje).

- **pasivni senzorji:** pri procesu zaznavanja tu potrebujemo zunanje napajanje oz. vir energije

Primer: Piezoresistivni senzor - spremembo upornosti pretvorimo v izhodni napetostni signal s pomočjo zunanjšega tokovnega generatorja. Zato je v tem primeru potrebno poleg ostalih podatkov senzorja podati še vplive zunanjšega vira, npr. parametrično pri različnih vrednostih toka generatorja I_g .

Včasih je uvrstitev danega senzorja v neko senzorsko skupino problematična, saj je lahko pri delovanju senzorja vpletenih več različnih efektov hkrati, lahko nastopa več vplivnih vhodnih ali izhodnih efektov naenkrat itd. Zaradi teh težav zaenkrat še ne obstoja univerzalna, splošno privzeta razvrstitev senzorjev, temveč skuša vsak avtor reševati problem smiselne razvrstitve senzorjev po svoje. Proces razvrstitve(klasifikacije) senzorjev torej še ni zaključen in je stvar nadaljnjega razvoja.

Za zaključek uvodnega poglavja bomo podali morda v praksi najpogostejšo razvrstitev senzorjev, in sicer po namenu uporabe oz. glede na vhodno merjeno veličino:

- mehanski senzorji: za merjenje vhodnih veličin kot so dolžina, linearna/kotna pozicija (ter časovni odvodi - hitrost, pospešek), masni pretok, sila, navor, pritisk, površina, volumen, parametri zvočnega valovanja (hitrost, valovna dolžina, intenziteta..) idr.

- temperaturni senzorji: za merjenje vhodnih veličin kot so temperatura T , (specifična) toplota c , entropija, toplotni tok, (agregatno) stanje snovi idr.

- električni senzorji: za merjenje vhodnih veličin kot napetost, tok, naboj, upornost, kapacitivnost, induktivnost, dielektričnost, polje, frekvenca idr.

- magnetni senzorji: za merjenje vhodnih veličin kot so gostota magnetnega pretoka B , magnetne poljske jakosti H , magnetnih dipolnih momentov m , magnetne permeabilnosti μ idr.

- optični senzorji: za merjenje vhodnih veličin kot so parametri elektromagnetnega valovanja oz. svetlobe, npr. valovna dolžina, frekvenca, intenziteta, faza, polarizacija, odbojnost, prepustnost, lomni indeks idr.

- kemijski in biološki senzorji: za merjenje vhodnih veličin kot so kemijska sestava spojin, koncentracije, reakcijske hitrosti, faktor pH, oksidacijsko/redukcijski potenciali idr.

Pri tej razvrstitvi pogosto srečujemo v literaturi še nedoslednosti oz. izjeme. Nekaj primerov:

- senzorji na osnovi optičnih vlaken so včasih vključeni v skupino optosenzorjev, ne glede na vhodni signal, ki je lahko mehanska veličina kot npr. pomik itd.
- magnetni senzorji za zaznavanje mehanskih veličin (pomik itd.) so pogosto obravnavani med magnetnimi senzorji, itd.

Zaključek: Uvodno poglavje o osnovnih značilnostih senzorjev in aktuatorjev torej lahko zaključimo z ugotovitvijo, da položaj na področju natančne razvrstitve senzorjev še ni dokončno ustaljen. Tudi izrazoslovje na tem dinamičnem področju, kjer vsak dan prihajajo na tržišče nove senzorske in aktuatorske strukture, je zaenkrat še v stalnem razvoju.

Literatura

S.E.Lyshevski, "Nano- and Micro-Electromechanical Systems", CRC Press, 2005

S.M.Sze, "Semiconductor Sensors", J.Wiley&Sons, 1994

W.Goepel, J.Hesse, J.N.Zemel, "Sensors, Vol.1-Fundamentals and General Aspects", VCH, 1989

J.Fraden, "Handbook of Modern Sensors", American Institute of Physics-AIP, 1997

R.B.Northrop, "Instrumentation and Measurements", CRC Taylor&Francis, 2005

J.P.Bentley, "Principles of Measurement Systems", Pearson PrenticeHall, 2005

2 OSNOVNI PODATKI SENZORJEV

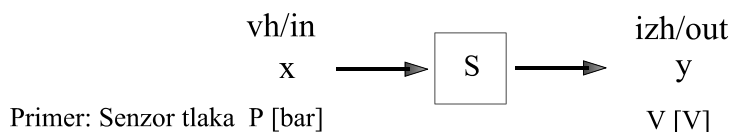
- 2 OSNOVNI PODATKI SENZORJEV**
- 2.1 KARAKTERISTIKA
- 2.2 OBČUTLJIVOST
- 2.3 TOČNOST
- 2.4 LOČLJIVOST
- 2.5 SELEKTIVNOST
- 2.6 ŠUM
- 2.7 MINIMALNI DETEKTIRANI SIGNAL
- 2.8 PRAG
- 2.9 NELINEARNOST
- 2.10 HISTEREZA
- 2.11 PONOVLJIVOST
- 2.12 TEMPERATURNI NIČELNI ODZIV
- 2.13 PREOBREMENITVENE LASTNOSTI
- 2.14 DOLGOROČNA STABILNOST
- 2.15 POGOJI OKOLJA
- 2.16 ODZIVNI ČAS

V tem poglavju si bomo ogledali nekatere osnovne podatke in parametre senzorjev kot so npr. karakteristika, občutljivost, točnost, ločljivost, hitrost odziva, itd.

2.1 KARAKTERISTIKA

Karakteristika senzorja je zveza med vhodno spremenljivko, ki jo običajno označimo s spremenljivko x in izhodno spremenljivko, ki jo običajno označimo s spremenljivko y ,

kot prikazuje SI 2.1. Ta zveza je lahko podana analitično (z enačbo), grafično ali tabelarično.



SI 2.1 Zveza med vhodno in izhodno spremenljivko senzorja

Grafično podana karakteristika senzorja je prikazana na SI 2.2. Osnovni pojmi v karakteristiki senzorja so:

- **MR** (Measured Range, Span) - merilno območje oz. obseg meritve. MR je določen z razliko med maksimalnim vhomom x_{\max} in minimalnim (ničelnim) vhomom x_{\min}

$$MR = x_{\max} - x_{\min} \quad (2.1)$$

Vhodna spremenljivka x lahko zavzema le vrednosti iz intervala $x_{\min} - x_{\max}$. Pogosto je vrednost vhodne spremenljivke x podana v %, tedaj je običajno normalizirana z MR in je torej določena z izrazom

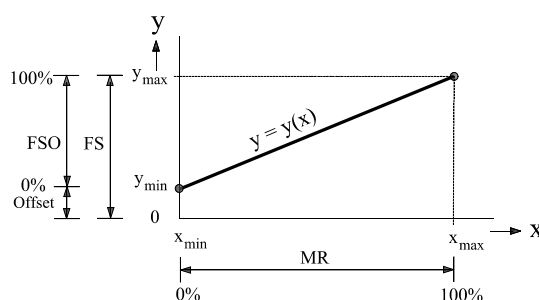
$$x[\%] = \frac{x - x_{\min}}{x_{\max} - x_{\min}} \times 100 \quad (2.2)$$

- **FS** (Full Scale) - polni obseg, enak maksimalni vrednosti izhoda y_{\max}
- **Offset** - je minimalni izhod y_{\min} oz. vrednost izhoda pri ničelnem vhomu x_{\min}
- **FSO** (Full Scale Output) - polni obseg izhoda, je razlika med maksimalnim in minimalnim izhodom

$$FSO = y_{\max} - y_{\min} = FS - Offset \quad (2.3)$$

Pogosto je tudi izhodna vrednost y podana v %, tedaj je normalizirana običajno s FSO in torej določena z izrazom

$$y[\%] = \frac{y - y_{\min}}{y_{\max} - y_{\min}} \times 100 \quad (2.4)$$



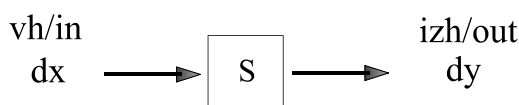
SI 2.2 Grafično podana karakteristika senzorja

2.2 OBČUTLJIVOST

Definicija: Občutljivost senzorja (Sensitivity) S je razmerje med majhno spremembo izhoda dy in pripadajočo majhno spremembo vhoda dx (SI 2.3)

$$S = \frac{dy}{dx} \quad (2.5)$$

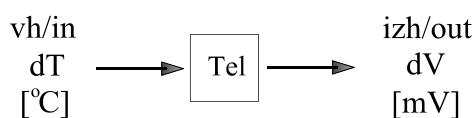
Matematično gledano je torej občutljivost odvod karakteristike $y(x)$. Zato srečamo za občutljivost tudi druga imena, kot npr. strmina ali naklon karakteristike itd.



SI 2.3 Občutljivost senzorja

Primer: Občutljivost termoelementa (SI 2.4) je torej

$$S_{Tel} = \frac{dy}{dx} = \frac{dV}{dT} \left[\frac{mV}{^{\circ}C} \right] \quad (2.6)$$



SI 2.4 Občutljivost termoelementa

Določitev občutljivosti senzorja

Določitev občutljivosti je odvisna od opisa senzorja, s katerim razpolagamo.

1) Analitična določitev: V tem primeru je senzor opisan z analitično podano funkcijo oz. karakteristiko $y = y(x)$. Občutljivost tedaj določimo kot odvod karakteristike

$$S = \frac{dy}{dx} \quad (2.7)$$

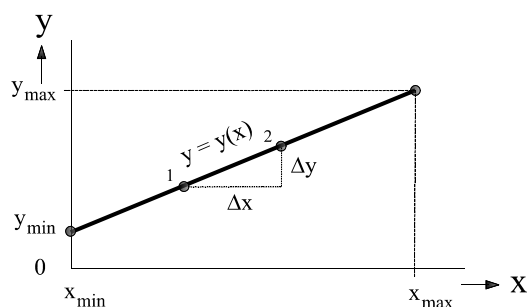
Primer: Linearen senzor opisuje linearna karakteristika $y(x) = y_{\min} + Kx$. Občutljivost je tedaj

$$S_{lin} = \frac{dy}{dx} = K = const \quad (2.8)$$

Občutljivost idealnega linearnega senzorja je torej konstantna po vsem merilnem območju in je kar enaka strmini karakteristike. Linearni senzor je tudi edini primer, ko je občutljivost konstantna.

2) Grafična določitev: V tem primeru je senzor opisan z grafično podano karakteristiko $y(x)$. Občutljivost tedaj določimo grafično kot razmerje ustreznih diferenc med dvema točkama na karakteristiki pri linearnem senzorju (SI 2.5), oz. podobno pri nelinearnem senzorju med dvema točkama na tangenti na karakteristiko

$$S = \frac{\Delta y}{\Delta x} = \frac{y_2 - y_1}{x_2 - x_1} \quad (2.9)$$



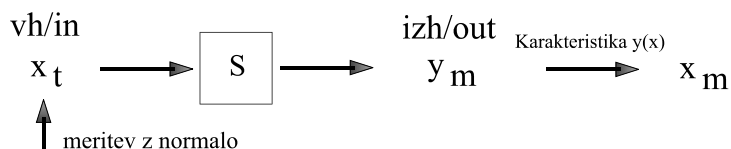
SI 2.5 Grafična določitev občutljivosti

3) Tabelarična določitev: V tem primeru je senzor opisan s tabelarično podano karakteristiko oz. tabelo y_i/x_i . Občutljivost tedaj določimo kot razmerje ustreznih diferenc

$$S = \frac{y_{i+1} - y_i}{x_{i+1} - x_i} \quad (2.10)$$

2.3 TOČNOST

Uvod: Točnost (Accuracy) ε_a podaja, kako dobro se merjeni (measured) odziv sensorja y_m oz. iz karakteristike $y(x)$ odčitani pripadajoči vhodni signal x_m ujema z resnično oz. točno (true) vhodno vrednostjo x_t (SI 2.6).



SI 2.6 Točnost sensorja

Za določitev točne vrednosti na vhodu x_t potrebujemo neodvisno, točno meritev vhodne veličine, kar izvedemo z nekim zelo točnim senzorjem (normala, etalon), po točno določenih predpisih (standardih).

Definicija: Točnost ε_a je razlika med merjeno vrednostjo x_m in točno vrednostjo x_t .

Običajno je točnost podana v procentih. Tedaj je običajno normalizirana z vrednostjo x_t

$$\varepsilon_a \text{ [%]} = \frac{x_m - x_t}{x_t} \times 100 \quad (2.11)$$

Vcasih je točnost normalizirana s polnim obsegom $FS = x_{\max} - x_{\min}$

$$\varepsilon_f \text{ [%]} = \frac{x_m - x_t}{x_{\max} - x_{\min}} \times 100 \quad (2.12)$$

Včasih srečamo povprečno točnost $\langle \varepsilon_a \rangle$. V tem primeru, zaradi večje zanesljivosti, N-krat ponovimo meritev pri istem, konstantnem x_t . Zaradi različnih pojavov, kot npr. mikrospremembe v sensorju ali v okolju sensorja in drugih pogojev meritve, dobivamo vedno malo različne vrednosti x_{\min} ! Tedaj zaradi večje zanesljivosti določimo povprečno merjeno vrednost $\langle x_m \rangle$

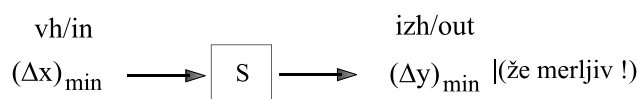
$$\langle x_m \rangle = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_{mi} \quad (2.13)$$

Nato določimo povprečno točnost, v skladu z en(2.11)

$$\langle \varepsilon_a \rangle \text{ [%]} = \frac{\langle x_m \rangle - x_t}{x_t} \times 100 \quad (2.14)$$

2.4 LOČLJIVOST

Definicija: Ločljivost (Resolution) R je najmanjša sprememba vhodne veličine $(\Delta x)_{\min}$, ki se odrazi v že merljivi spremembi izhoda $(\Delta y)_{\min}$ (SI 2.7).



SI 2.7 Ločljivost sensorja

Ker je najmanjša že merljiva sprememba na izhodu sensorja $(\Delta y)_{\min}$ odvisna ne le od sensorja samega, temveč od kvalitete konkretnega merilnega oz. senzorskega sistema v celoti, se pojem ločljivosti torej ne nanaša le na sensor sam (kot ostale tu obravnavane lastnosti), temveč na celoten senzorski sistem.

Pogosto je ločljivost podana v procentih. Tedaj je običajno normirana z obsegom meritve

$$R [\%] = \frac{(\Delta x)_{\min}}{x_{\max} - x_{\min}} \times 100 \quad (2.15)$$

Primer: Termoelement ima obseg meritve $0^{\circ}\text{C} - 100^{\circ}\text{C}$. Minimalna sprememba temperature na vhodu, ki se pri danem senzorskem sistemu odrazi v že opazni (merljivi) spremembi napetosti na izhodu, je 0.1°C . Določi ločljivost senzorskega sistema !

Rešitev: Ločljivost je tedaj (en(2.15))

$$R = \frac{(\Delta T)_{\min}}{T_{\max} - T_{\min}} \times 100 \% = \frac{0.1^{\circ}\text{C}}{100^{\circ}\text{C} - 0^{\circ}\text{C}} \times 100 \% = \underline{0.1 \%} \quad (2.16)$$

Včasih je podana povprečna ločljivost. Pogosto je namreč $(\Delta x)_{\min}$ različen za različne vrednosti x po intervalu (x_{\min}, x_{\max}) . V tem primeru določimo povprečno vrednost $\langle (\Delta x)_{\min} \rangle$ s povprečenjem preko celotnega področja

$$\langle (\Delta x)_{\min} \rangle = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (\Delta x)_{\min i} \quad (2.17)$$

in povprečno ločljivost s pomočjo en(2.15)

$$R [\%] = \frac{\langle (\Delta x)_{\min} \rangle}{x_{\max} - x_{\min}} \times 100 \quad (2.18)$$

2.5 SELEKTIVNOST

Uvod: V resničnem senzorju se lahko izhod spremeni tudi zaradi spremembe različnih drugih motilnih (parazitnih, stranskih) parametrov iz okolice, ne le zaradi spremembe vhodnega oz. merjenega parametra!

Tipični primeri motilnih parametrov iz okolice so npr. temperatura T , vlaga η , osvetlitev I_L , pritisk P , pospešek a itd.

Definicija: Selektivnost (Selectivity) S_{α} je občutljivost senzorja na različne motilne parametre

$$S_{\alpha} = \frac{dy}{dx_{\alpha}} \quad (2.19)$$

kjer predstavlja spremenljivka x_{α} razne motilne parametre, kot npr. temperatura, rel. vlaga, osvetlitev, pritisk, pospešek itd.: $x_{\alpha} = T, \eta, I_L, P, a \dots$

Idealen senzor ima torej selektivnost $S_{\alpha} = 0$ in je zato v skladu z en.(2.19) izhod y neodvisen od motilnih parametrov x_{α} . Izhod sensorja je torej neobčutljiv na spremembe zunanjih motilnih parametrov x_{α} oz. v tem primeru ni nobenega vpliva motilnih parametrov na delovanje oz. na izhod sensorja.

Resničen senzor ima seveda od 0 različno selektivnost $S_{\alpha} \neq 0$, torej tu vedno obstoja vpliv motilnih parametrov na delovanje oz. na izhod sensorja.

Pri uporabi senzorjev v praksi je običajno največ problemov ravno v zvezi z motilnimi oz. parazitnimi parametri iz okolice. Pogosto so opisani pojavi glavni vir težav pri zahtevnejših aplikacijah. Zato v praksi za te pojave srečamo poleg imena selektivnost še razna druga imena kot npr. nestabilnost, navzkrižna občutljivost (cross-sensitivity), lezenje (drift) itd.

Primer: Senzor tlaka in vpliv temperature

Pri spremembi tlaka na vhodu sensorja za ΔP se izhod pri dani občutljivosti sensorja S , v skladu z en(2.9), spremeni za ΔV

$$\Delta V = S \cdot \Delta P \quad (2.20)$$

Če pa se pri konstantnem tlaku spremeni temperatura sensorja za npr. ΔT , se bo izhod sensorja, zaradi različnih temperaturnih odvisnosti v strukturi sensorja (več kasneje!) v skladu z en(2.19), spremenil za neko vrednost ΔV_T

$$\Delta V_T = S_T \cdot \Delta T \quad (2.21)$$

kjer je S_T občutljivost danega sensorja tlaka na temperaturo.

Pri istočasni spremembi tlaka in temperature na sensorju je sprememba izhodne napetosti sestavljena iz obeh efektov in je zato rezultat meritve netočen.

Pri aplikacijah, ki zahtevajo visoko točnost, moramo zato uporabiti razne pristope za odpravo te netočnosti, kot npr:

1) Temperaturna stabilizacija: V tem primeru merilno okolje sensorja temperaturno stabiliziramo (senzor termostatiramo). S tem preprečimo spreminjanje temperature med meritvijo in v skladu z en(2.21) izničimo netočnost ($\Delta T = 0$ in zato $\Delta V_T = 0!$).

2) Temperaturna kompenzacija: V tem primeru merilnemu sistemu dodamo še senzor temperature, s katerim stalno merimo še temperaturne spremembe sensorja ΔT . Na podlagi izmerjene ali od proizvajalca podane selektivnosti sensorja na temperaturo S_T določimo po en(2.21) pripadajočo spremembo izhoda ΔV_T , ki jo nato odštejemo od izmerjenega izhodnega signala. Tako dobimo točno izhodno informacijo o vhodnem signalu - tlaku na vhodu.

V novejših senzorskih sistemih vse omenjene operacije izvaja mikroračunalnik. V spomin mikroračunalnika vpišemo korekturno tabelo $\Delta V_T / T$, s pomočjo katere mikroračunalnik na podlagi izmerjene temperature določi pripadajočo korekturo ΔV_T . To vrednost nato odšteje od celotne izmerjene izhodne spremembe ΔV in končno na podlagi vpisane osnovne karakteristične tabele sensorja $\Delta V / P$ določi točno vrednost tlaka na vhodu sensorja.

2.6 ŠUM

Definicija: Šum (Noise, Noise Signal) N je efektivna vrednost šumnega signala na izhodu senzorja pri ničelnem vходу x_{\min} .

Tipične efektivne oz. rms (root/mean/square - koren/povprečje/kvadrat) vrednosti šuma $\sqrt{u_n^2}$ so pri senzorjih običajno majhne napetosti v razredu [μV]. Glavni izvori šuma v senzorjih so običajno:

1) Zrnati šum (Shot Noise): Zaradi naključne (statistične) narave gibanja nosilcev naboja v materialu pri delovanju senzorjev nosilci naboja prehajajo v senzorski strukturi preko potencialnih barier naključno, kar vodi do fluktuacije števila nosilcev in s tem do nastanka pripadajočega šuma.

Pojav teoretično včasih obravnavajo tudi pod imenom termična emisija in ga srečamo v vseh strukturah s potencialnimi barierami kot so npr. senzorske strukture na osnovi PN ali Schottky diod, bipolarnih ali MOS transistorjev itd.

2) Termični šum (Thermal Noise, Johnson Noise): Zaradi naključnega, termičnega gibanja nosilcev naboja pride v vsakem prevodnem ali uporovnem materialu do fluktuacije nosilcev naboja in s tem do šuma.

Kot enostaven primer vzemimo npr. nek upor, po katerem teče električni tok. Zaradi termičnih fluktuacij nosilcev obstoja v upor v vsaki točki nek fluktuirajoči naboj $Q(x, t)$. Ta naboj po Poissonovi enačbi (v enodimenzionalni obliki $dE/dx = \rho/\epsilon$) vodi do fluktuirajoče električne poljske jakosti $E(t)$. To spremenljivo, fluktuirajoče polje vodi do fluktuirajoče napetosti na upor $u(t) = \int E(t) dx$ oz. do šuma kot njene efektivne vrednosti.

Ta vrsta šuma je zato prisotna v vseh prevodnih in uporovnih senzorskih strukturah. Pokazati se da, da termični šum opisuje Nyquistova enačba

$$\sqrt{u_n^2} = \sqrt{4kTR\Delta f} \quad (2.22)$$

kjer je k - Boltzmannova konstanta, T - absolutna temperatura, R - upornost strukture in Δf - frekvenčni pas signalov na senzorju.

3) 1/f šum: Ime je ta vrsta šuma dobila po značilni frekvenčni odvisnosti $1/f$ (one-over-f-noise). Ta vrsta šuma je torej zlasti velika pri nizkih frekvencah. Izvor tega šuma še ni popolnoma pojasnjen in se skriva v različnih efekih, kot so fluktuacije v številu nosilcev naboja in njihovi gibljivosti, fluktuacije v kontaktnih upornostih med zrni materiala itd.

4) Generacijsko-rekombinacijski šum: Zaradi naključne (statistične) narave generacijsko-rekombinacijskih procesov v polprevodniških materialih število nosilcev naboja fluktuirajo. Zato pride tudi do fluktuacij ostalih električnih lastnosti v strukturi, kot je npr. električna napetost, kar rodi nov prispevek k šumu.

2.7 MINIMALNI DETEKTIRANI SIGNAL

Definicija: Minimalni detektirani signal senzorja (Minimal Detectable Signal) MDS je tista najmanjša vrednost vhodnega signala x^{\min} , ki v senzorju že vzbudi enako velik izhodni signal y^{\min} , kot je vrednost šumnega signala N na izhodu senzorja!

Komentar: Dober senzor naj bi imel MDS čim manjši. MDS je določen s šumnimi lastnostmi danega senzorja. Vhodnih signalov pod MDS ne moremo zaznavati, ker jih na izhodu ne moremo izločiti iz šuma N.

Soroden, vendar ne enak pomen kot MDS ima naslednji obravnavani parameter, prag senzorja.

2.8 PRAG

Definicija: Prag (Threshold) Δx_{Thr} je tista najmanjša sprememba vhodnega signala Δx_{Thr} , če začnemo opazovati pri začetni vrednosti na vhodu x_{\min} (ničelni vhod), ki povzroči že merljivo spremembo izhoda.

Ker je najmanjša že merljiva sprememba na izhodu senzorja odvisna tudi od kvalitete danega merilnega oz. senzorskega sistema, se tudi pojem praga torej ne nanaša le na senzor sam (kot ostale tu obravnavane lastnosti), temveč na kompleten senzorski sistem.

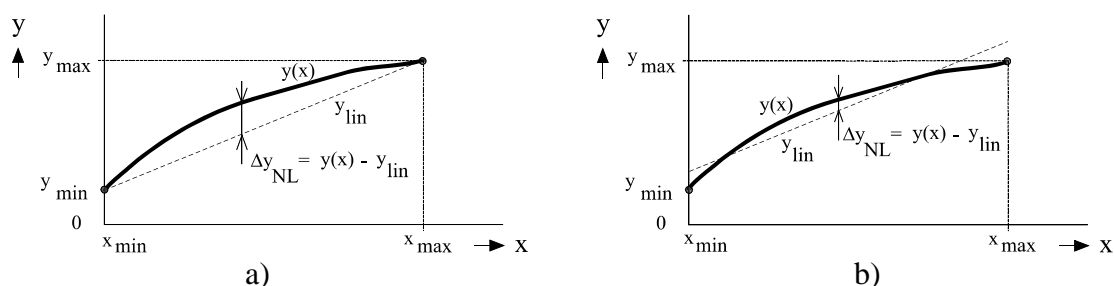
Komentar: Glede na podane definicije je torej prag enak ločljivosti pri ničelnem vhodu x_{\min} .

2.9 NELINEARNOST

Definicija: Nelinearnost (Nonlinearity) Δy_{NL} je odstopanje odziva senzorja od idealnega linearnega odziva.

V literaturi najdemo različne definicije nelinearnosti, glede na določitev odziva idealnega linearnega senzorja, npr.:

1) **Metoda začetna-končna točka:** V tem primeru dobimo linearno karakteristiko enostavno s tem, da potegnemo premico skozi začetno in končno točko v karakteristiki obravnavanega senzorja (črtkano na Sl 2.8a).



SI 2.8 Nelinearnost senzora: a) metoda začetna-končna toka in
b) metoda povprečne premice

2) Metoda povprečenja: V tem primeru dobimo linearno karakteristiko z eno izmed metod povprečenja (averageing) oz. dobrega prileganja (best fit) premice na dano krivuljo (črtkano na SI 2.8b). Pri teh metodah določimo enačbo premice, ki zadošča določenim zahtevam glede prileganja premice dani krivulji. Znana je npr. metoda najmanjsih kvadratov (least squares), pri kateri določimo enačbo premice z zahtevo po minimiziranju vsote kvadratov razlik med krivuljo in premico v izbranih točkah merilnega območja $MR = x_{\max} - x_{\min}$.

Pogosto je nelinearnost podana v procentih. Tedaj je običajno normirana s polnim obsegom izhoda $FSO = y_{\max} - y_{\min}$

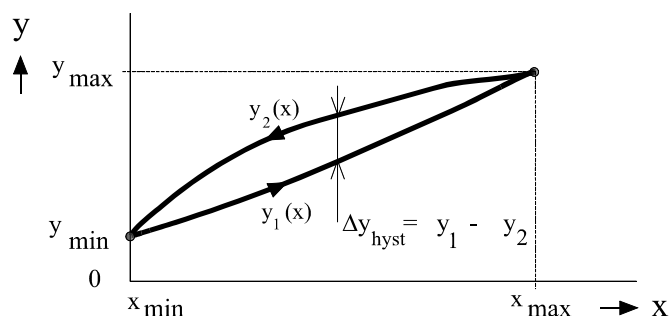
$$\Delta y_{NL}(x) [\%] = \frac{y(x) - y_{lin}}{y_{\max} - y_{\min}} \quad (2.23)$$

Kot nakazuje en(2.23), se nelinearnost Δy_{NL} resničnega senzora spreminja z vrednostjo vhodne spremenljivke x , po merilnem območju MR . V priročnikih zato proizvajalci nelinearnost podajajo na tri različne, bolj ali manj točne načine, kot bo opisano v nadaljevanju. Opisani načini podajanja so splošno uporabljani in jih redno srečujemo v katalogih pri podajanju raznih veličin, ki se spreminjajo po merilnem območju.

- 1) Priročnik podaja točne vrednosti $\Delta y_{NL}(x)$ po celotnem merilnem območju MR , v obliki analitične funkcije, grafa ali tabele. V tem primeru imamo torej podane točne vrednosti nelinearnosti senzora po celotnem merilnem obsegu, je pa seveda ta pristop bolj zahteven glede porabe prostora v priročniku.
- 2) Priročnik podaja le povprečno vrednost Δy_{NL} na merilnem območju MR . V tem primeru imamo torej podano le tipično vrednost oz. oceno nelinearnosti, ki jo lahko pričakujemo pri delu z danim senzorjem
- 3) Priročnik podaja le maksimalno vrednost nelinearnosti Δy_{NL} na merilnem območju MR . V tem primeru torej vemo le, da večje oz. slabše vrednosti Δy_{NL} kot je podana, pri delu z danim senzorjem ne bomo srečali (worst case).

2.10 HISTEREZA

Definicija: Histereza (hysteresis) Δy_{hyst} je razlika v odzivu senzorja, ki se pojavi pri obhodu merilnega obsega MR v nasprotnih smereh (SI 2.9).



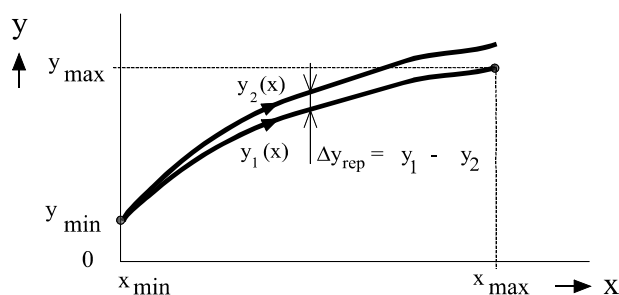
SI 2.9 Histereza senzorja

Vzroki za histerezo senzorja so v različnih pojavih kot npr. mikrospremembe okolja med meritvijo (temperatura, pritisk, osvetlitev, vlaga, električna in magnetna polja itd.) in mikrospremembe v senzorju oz. senzorskem sistemu samem (utrufanje materiala, deformacije, neohmski (usmerniški) kontakti, itd.).

Proizvajalci včasih histerezo podajajo v procentih, tedaj je običajno normalizirana s polnim obsegom izhoda FSO. Vrednosti histereze proizvajalci podajajo na različne načine, podobno kot je bilo opisano pri obravnavi nelinearnosti (maksimalna vrednost - worst case, povprečna vrednost ali potek histereze po celotnem merilnem obsegu - graf, tabela ali funkcija).

2.11 PONOVLJIVOST

Definicija: Ponovljivost (Repeatability) Δy_{rep} je razlika v odzivu senzorja, ki se pojavi pri ponovljenem obhodu merilnega obsega MR v isti smeri (SI 2.10).



SI 2.10 Ponovljivost senzorja

Podobno kot pri histerezi je vzrok za nelinearnost senzorja v različnih pojavih kot npr.

mikrospremembe okolja med meritvijo (temperatura, pritisk, osvetlitev, vlaga, električna in magnetna polja itd.) in mikrospremembe v senzorju oz. senzorskem sistemu samem (utrujenje materiala, deformacije, kontakti, itd.).

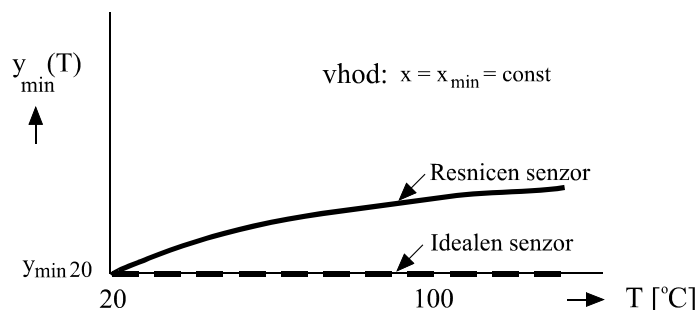
Proizvajalci včasih ponovljivost podajajo v procentih, tedaj je normalizirana običajno s polnim obsegom izhoda FSO.

Ponovljivost se v splošnem spreminja po merilnem obsegu (SI 2.10) in jo proizvajalci podajajo na različne načine, podobno kot je bilo opisano pri obravnavi nelinearnosti: maksimalna vrednost (worst case), povprečna vrednost ali točen potek ponovljivosti po celotnem merilnem obsegu (graf, tabela ali funkcija).

Včasih srečamo za ponovljivost tudi ime preciznost (Precision).

2.12 TEMPERATURNI NIČELNI ODZIV

Definicija: Temperaturni ničelni odziv (Offset Temperature Drift) je spreminjanje izhoda y_{\min} pri konstantnem ničelnem vhodu x_{\min} (oz. Offseta), zaradi spreminjanja temperature (SI 2.11).



SI 2.11 Temperaturni ničelni odziv

Pogosto je opisani pojav glavni vir težav pri aplikaciji senzorja. V praksi srečamo za to nezaželeno lastnost tudi druga imena (Temperature Zero Drift, Temperature Zero Error). Proizvajalci merijo in podajajo spremembo ničelnega odziva y_{\min} (Offset) s temperaturo običajno, kot že opisano, z maksimalno vrednostjo (najslabši primer - worst case), s povprečno vrednostjo ali v obliki grafa (SI 2.11).

Podobno srečamo včasih tudi podatke za temperaturni odziv maksimalnega izhoda y_{\max} pri konstantnem maksimalnem vhodu x_{\max} . Graf na SI 2.11 se tedaj ne spremeni, le indeksi se zamenjajo (x_{\min} v x_{\max} itd.).

2.13 PREOBREMENITVENE LASTNOSTI

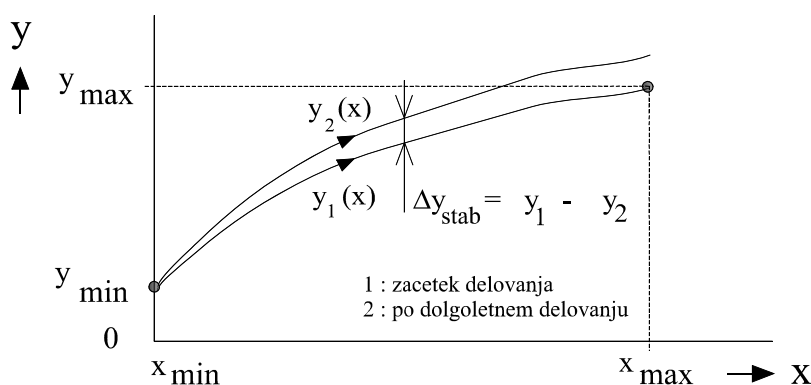
O preobremenitvi (Overload, Overrange) govorimo, kadar pride med delovanjem senzorja do prekoračitve maksimalnih dopustnih vrednosti na vходу: $x > x_{\max}$! Pri tem proizvajalci podajajo naslednji dve lastnosti senzorja:

Dopustna preobremenitev: je od proizvajalca predpisana maksimalna kratkotrajna vrednost vhodne (merjene) veličine $x_M > x_{\max}$, ki je lahko aplicirana na senzor v predpisanem trajanju. Pri tem se senzorjeve lastnosti ne smejo spremeniti za več, kot je podano s predpisom proizvajalca.

Čas vzpostavitve (Recovery Time): je čas, ki je potreben, da senzor po preobremenitvi spet dobi predpisane lastnosti.

2.14 DOLGOROČNA STABILNOST

Dolgoročna stabilnost (Longterm Stability) Δy_{stab} : je sprememba senzorjevega odziva po dolgotrajnem, dolgoletnem delovanju, določena iz razlik v izmerjenih karakteristikah na začetku (ob izdelavi) in na koncu, pri predpisanih pogojih delovanja (predpisani vhodni signali, predpisane vrednosti parametrov okolja T, η itd.), kot prikazuje graf na SI 2.12.



SI 2.12 Dolgoročna stabilnost

Meritev dolgoročne stabilnosti je problematična, saj bi morali počakati z meritvijo vrsto let (npr. 10-20 let) za določitev sprememb senzorja po dolgoletnem delovanju. Rešitev tega problema je v pospešenem staranju oz. testiranju.

Pri pospešenem staranju npr. s povišano temperaturo se staranje pospeši za akceleracijski faktor (Acceleration Factor) AF_T

$$AF_T = \frac{t_a}{t_t} = e^{\frac{E_a}{k} \left(\frac{1}{T_a} - \frac{1}{T_t} \right)} \quad (2.24)$$

kjer je T_a temperatura ambienta, T_t povišana temperatura pospešenega testiranja oz. staranja, t_a čas staranja na ambientni temperaturi in t_t čas staranja za enako degradacijo na povišani temperaturi, E_a aktivacijska energija pospešenega staranja in k Boltzmannova konstanta.

Primer: Za kakšen faktor se skrajša čas testiranja za ekvivalentno postaranje oz. degradacijo pri povišani temperaturi $T_t = 250^\circ\text{C}$, v primerjavi s staranjem na ambientni temperaturi $T_a = 25^\circ\text{C}$? Aktivacijska energija pospešenega staranja je $E_a = 1\text{eV}$.

Rešitev: Vstavimo podatke v en(2.24) in dobimo

$$AF_T = \frac{t_a}{t_t} \cong 1000 \quad (2.25)$$

Čas testiranja oz. staranja za isto degradacijo je torej na temperaturi $T_t = 250^\circ\text{C}$ približno 1000-krat krajši kot na ambientni temperaturi $T_a = 25^\circ\text{C}$!

Običajno je izmerjena in podana maksimalna vrednost (worst case) dolgoročne stabilnosti Δy_{stab} na celotnem merilnem območju $MR = x_{\text{max}} - x_{\text{min}}$, ali pa je podana kompletna informacija v obliki grafa (SI 2.12). Kadar je dolgoročna stabilnost podana v procentih, je običajno normalizirana z FSO.

2.15 POGOJI OKOLJA

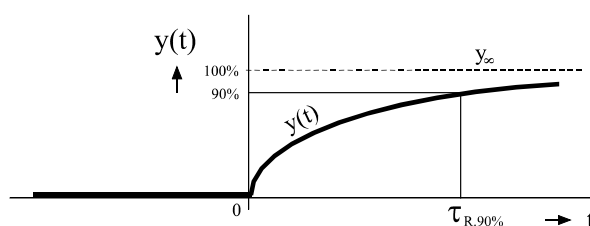
Pogoji okolja (Ambient Conditions): so od proizvajalca dovoljene vrednosti raznih vplivnih parametrov iz sensorjevega okolja kot npr. temperatura, pritisk, vlaga, koncentracije raznih agresivnih spojin, pospešek, rotacija, vibracija, šoki, elektromagnetna polja itd.

Strogo spoštovanje predpisanih pogojev okolja je osnovni pogoj za dolgoročno dobro, točno delovanje senzorja. Pogosto v praksi ta zahteva predstavlja enega večjih problemov.

2.16 ODZIVNI ČAS

Uvod: V vsakem resničnem senzorju je izhod (odziv) bolj ali manj zakasnen za vhom, kar bo podrobneje obravnavano v naslednjem poglavju. Zakasnitev senzorjevega odziva proizvajalci karakterizirajo z odzivnim časom. V praksi srečamo še različna druga imena za odzivni čas (Response Time) τ_R kot npr. zakasnilni čas (Delay Time) τ_D , čas vzpona (Rise Time) τ_r v primerih, ko izhodni signal raste ali čas upadanja (Fall Time) τ_f v primerih, ko izhodni signal upada idr. Proizvajalci definirajo, merijo in podajajo odzivne čase na različne načine. Ogleдали si bomo nekaj tipičnih primerov.

Definicija: Odzivni čas $\tau_{R90\%}$ je čas, ki je potreben, da po nenadni spremembi vhoda izhodni signal $y(t)$ doseže 90% končne vrednosti y_∞ (SI 2.13).



SI 2.13 Definicija odzivnega časa $\tau_{R90\%}$

Komentar: Na podoben način so definirani še razni drugi odzivni časi, npr. $\tau_{R98\%}$ je čas, ki je potreben, da izhod doseže 98% končne vrednosti. Podobno je definiran čas $\tau_{R63\%}$, ki torej predstavlja čas, v katerem se izhod spremeni za 63% oz. $1/e$. Odzivni čas $\tau_{R5/95\%}$ pa je definiran kot čas, potreben za spremembo odziva od 5% na 95%, itd.

V primeru časovno spremenljivih signalov na vhomu senzorja, npr. harmoničnega signala s frekvenco $f = \omega/2\pi$, se izkaže, da odziv senzorja zadovoljivo, brez opaznih zakasnitev, sledi vhodne signale do frekvenc reda $1/\tau$. Frekvenčna omejitev dobrega delovanja senzorja pri vhodnih signalih visokih frekvenc f je torej

$$f \leq 1/\tau \quad (2.26)$$

Literatura

- S.M.Sze, "Semiconductor Sensors", J.Wiley&Sons, 1994
 W.Goepel, J.Hesse, J.N.Zemel, "Sensors, Vol.1-Fundamentals and General Aspects", VCH, 1989
 S.E.Lyshevski, "Nano- and Micro-Electromechanical Systems", CRC Press, 2005
 J.Fraden, "Handbook of Modern Sensors", American Institute of Physics-AIP, 1997
 J.W.Gardner, "Microsensors", J.Wiley&Sons, 1994
 C.D.Johnson, "Process Control Instrumentation Technology", Prentice-Hall, 1997
 R.B.Northrop, "Instrumentation and Measurements", CRC Taylor&Francis, 2005
 J.P.Bentley, "Principles of Measurement Systems", Pearson PrenticeHall, 2005

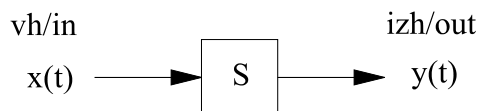
3 DINAMIČNE LASTNOSTI SENZORJEV

- 3 DINAMIČNE LASTNOSTI SENZORJEV**
- 3.1 UVOD
- 3.2 LAPLACEOVA TRANSFORMACIJA
- 3.2.1 UVOD
- 3.2.2 DEFINICIJA LAPLACEOVE TRANSFORMACIJE
- 3.3 ANALIZA ČASOVNEGA ODZIVA SENZORJEV
- 3.3.1 UVOD
- 3.3.2 ČASOVNI ODZIV SENZORJEV 0-TEGA REDA
- 3.3.3 ČASOVNI ODZIV SENZORJEV 1. REDA
- 3.3.4 ČASOVNI ODZIV SENZORJEV 2. REDA

3.1 UVOD

Ena od osnovnih lastnosti senzorjev je hitrost odziva oz. dinamični odziv (Speed of Response, Dynamic Response). Hitrost odziva podaja, kako hitro izhod senzorja sledi spremembam na vходу senzorja.

Opazujmo nek senzor pri časovno spremenljivem vходу $x(t)$ (Sl 3.1). Tedaj bo tudi izhod nek časovno spremenljiv signal $y(t)$. Pri idealnem senzorju bo izhod verno, brez zakasnitev, sledil vходу in velja torej $y(t) = Kx(t)$. Pri resničnem senzorju pa izhod vedno sledi vhodni signal z neko zakasnitvijo.

SI 3.1 Odziv senzorja pri časovno spremenljivem vходу $x(t)$

V splošnem lahko zvezo med vhodnim in izhodnim signalom zapišemo v obliki

$$y(t) = F(x(t)) \quad (3.1)$$

kjer je funkcija F odvisna od danega senzorja.

Primer: Idealni linearni senzor brez zakasnitev

V tem enostavnem, idealiziranem primeru je zveza med vhomom in izhodom vedno, ne glede na hitrost spremembe na vhomu, za vsak čas t čista linearna zveza

$$y(t) = K x(t) \quad (3.2)$$

Po drugi strani iz definicije občutljivosti senzorja S sledi: $S = dy/dx = K$. Ob upoštevanju en(3.1) ugotovimo, da v tem enostavnem primeru velja torej: $F(x(t)) = S x(t)$.

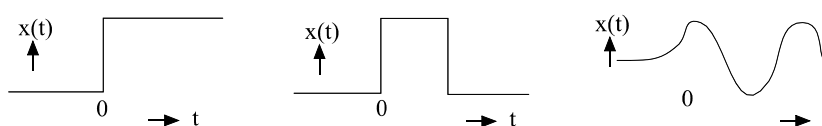
Pri obravnavi zakasnitev v resničnih senzorjih so razmere precej bolj zapletene. Opis problema je običajno podan v obliki diferencialnih enačb. Kot odlično orodje pri reševanju se v tem primeru izkaže Laplaceova transformacija.

3.2 LAPLACEOVA TRANSFORMACIJA

3.2.1 UVOD

Laplaceova transformacija močno poenostavi obravnavo različnih matematičnih problemov, npr. diferencialne ali integralne enačbe pretvori v linearne enačbe itd.

Laplaceova transformacija omogoča analizo nekega (senzorskega) sistema ob vklopu praktično poljubnih časovno odvisnih signalov. Nekaj tipičnih primerov prikazuje SI 3.2. Izjema so le v praksi zelo redki signali (npr. e^{kt^2} , t^t itd).

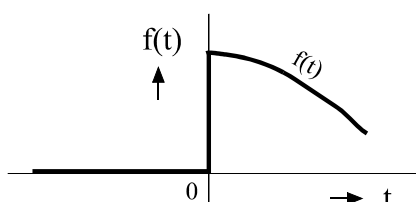


SI 3.2 Časovno odvisni signali

3.2.2 DEFINICIJA LAPLACEOVE TRANSFORMACIJE

Imamo neko časovno odvisno funkcijo $f(t)$, ki jo vklopimo v trenutku $t = 0$ (SI 3.3). Matematično to zapišemo v obliki

$$f(t) = \begin{cases} 0 & \dots t \leq 0 \\ f(t) & \dots t > 0 \end{cases} \quad (3.3)$$



SI 3.3 Vklon časovno odvisnega signala

Laplaceova transformacija funkcije $f(t)$ je definirana kot

$$L[f(t)] = F(s) = \int_0^{\infty} f(t) e^{-st} dt \quad (3.4)$$

kjer je $s = \sigma + j\omega$ kompleksna spremenljivka.

Rezultat Laplaceove transformacije $F(s)$ imenujemo Laplaceova transformiranka ali tudi transform funkcije $f(t)$ v s -prostoru.

Inverzna Laplaceova transformacija funkcije $F(s)$, ki je kar funkcija $f(t)$, je definirana kot

$$L^{-1}[F(s)] = f(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} F(s) e^{st} ds \quad (3.5)$$

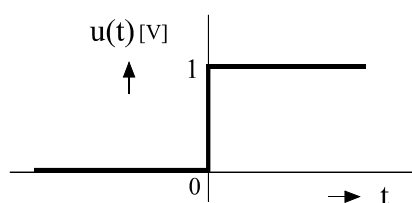
Inverzna Laplaceova transformacija je torej linijski integral v kompleksni ravnini, po poti vzporedno imaginarni osi, pri neki vrednosti c na realni osi. Vrednost c mora izpolniti zahtevo, da vsi poli funkcije $F(s)$ ležijo levo od integracijske poti.

3.2.3. IZRAČUN LAPLACEOVE TRANSFORMACIJE

Najenostavneje prikažemo postopek izračuna Laplaceove transformacije na enostavnem primeru.

Primer: Izračunaj Laplaceovo transformiranko $U(s)$ za napetostno stopnico (SI 3.4)

$$u(t) [V] = \begin{cases} 0 & \dots t \leq 0 \\ 1 & \dots t > 0 \end{cases} \quad (3.6)$$



SI 3.4 Napetostna stopnica

Reševanje: Uporabimo definicijo Laplaceove transformacije en(3.4) in upoštevamo, da ima v vsem integracijskem območju funkcija vrednost 1

$$U(s) = L[u(t)] = \int_0^{\infty} u(t) e^{-st} dt = \int_0^{\infty} 1 e^{-st} dt = \frac{1}{s} \quad (3.7)$$

Tabele L/L^{-1} parov

Direktno računanje L/L^{-1} transformov je običajno težavno, zamudno in nevarno zaradi možnih napak. Zato pri delu z Laplaceovo transformacijo običajno ne računamo L oz. L^{-1} transformov, temveč uporabljamo ti. Tabele L/L^{-1} parov. V Tabelah L/L^{-1} parov so podani enkrat za vselej izračunani rezultati transformov za večino oblik signalov, ki jih srečamo v praktičnih aplikacijah. Tako je torej potrebno le v tabelah poiskati ustrezno funkcijo oz. njen transform. Tabela 3.1 prinaša nekaj primerov L/L^{-1} parov nekaterih osnovnih funkcij. Pri tem predstavlja izraz $f(+0)$ desno limito, torej vrednost funkcije f v točki $t=0$, ki jo dobimo z limitiranjem $t \rightarrow 0$ z desne, pozitivne strani. Podobno velja za levo limito $f(-0)$.

Iz Tabele 3.1 je razvidno, da Laplaceova transformacija močno poenostavi matematično obravnavo problemov - npr. eksponentna funkcija se pretransformira v recipročnost, odvodi in integrali se pretransformirajo v linearne funkcije, konvolucija v produkt itd. Izraz za linearno transformacijo ohrani obliko (linearnost Laplaceovega operatorja), kar pogosto uporabimo pri reševanju.

Tabela 3.1: Zbirka L/L⁻¹ parov

Funkcija $f(t), t > 0$ ($f=0, t \leq 0$)	Laplaceov transform $F(s)$	Komentar
$\delta(t)$	1	enotin impulz ob $t=0$
$\mu(t)$	$\frac{1}{s}$	enotina stopnica ob $t=0$
e^{-at}	$\frac{1}{s+a}$	exp upad signala
$1 - e^{-at}$	$\frac{a}{s(s+a)}$	exp naraščanje signala
$t^n, n \in \mathbb{Z}^+$	$\frac{n!}{s^{n+1}}$	potenca
$\sin(\omega t)$	$\frac{\omega}{s^2 + \omega^2}$	sinus
$\cos(\omega t)$	$\frac{s}{s^2 + \omega^2}$	cosinus
$\frac{\cos(\omega t)}{\omega}$	$\frac{1}{s^2 + \omega^2}$	-
$\sinh(\omega t)$	$\frac{\omega}{s^2 - \omega^2}$	hiperbolični sinus
$\cosh(\omega t)$	$\frac{s}{s^2 - \omega^2}$	hiperbolični kosinus
$\frac{\sinh(\omega t)}{\omega}$	$\frac{1}{s^2 - \omega^2}$	-
te^{-at}	$\frac{1}{(s+a)^2}$	-
$Af(t) + Bg(t)$	$AF(s) + BG(s)$	linearna transformacija
$\frac{df}{dt} = f'(t)$	$sF(s) - f(+0)$	prvi odvod
$f^{(n)}(t)$	$s^n F(s) - s^{n-1}f(+0) - \dots - f^{(n-1)}(+0)$	n-ti odvod
$\int_0^t f(\tau) d\tau$	$\frac{F(s)}{s}$	integral
$e^{at}f(t)$	$F(s-a)$	-
$f(t-t_1)$	$e^{-t_1 s}F(s)$	-
$\int_0^t f_1(\tau)f_2(t-\tau) d\tau$	$F_1(s)F_2(s)$	konvolucija

Sprememba enot pri Laplaceovi transformaciji

Pri Laplaceovi transformaciji se enote spremenijo, kot sledi iz definicije en(3.4). Zaradi integracije po času dobimo po Laplaceovi transformaciji dodatno enoto časa [s]. Če npr. delamo z nekim signalom toka $i(t)$

$$i(t) \text{ [A]} \quad \text{--->} \quad I(s) \text{ [As]} \quad (3.8)$$

Torej po Laplaceovi transformaciji toka $i(t)$ [A] dobimo pripadajoči transform $I(s)$ [As], ki ima enoto naboja! Vseeno se bomo držali dogovora, da $I(s)$ [As] ne bomo

imenovali naboj, temveč bomo tudi transformo $I(s)$ rekli tok, ali morda podrobneje "tok v s-prostoru". To je smiselno, ker $I(s)$ podaja tok $i(t)$ po Laplaceovi transformaciji oz. v s-prostoru. Podobno velja za druge signale, npr. napetost $v(t)[V]$ se pretransformira po Laplaceovi transformaciji v napetost v s-prostoru oz. transform $V(s)[Vs]$ itd.

Pri inverzni Laplaceovi transformaciji je položaj ravno obraten, v skladu z definicijo en(3.5) torej izgubimo eno enoto časa $[s]$. Osnovnih imen spremenljivk tudi v tem primeru seveda ne spreminjamo.

Zaradi opisanih sprememb enot pri Laplaceovih transformacijah zato v izogib zmede dodatne časovne enote $[s]$, ponavadi pa enot nasploh, ne pišemo. Pri reševanju problemov z Laplaceovimi transformacijami namreč vedno najprej izvedemo na danem signalu Laplaceovo transformacijo in nato v s-prostoru izvajamo poenostavljene matematične operacije. S tem pridemo na enostaven način do rešitve v s-prostoru. Nato rešitev v s-prostoru z inverzno Laplaceovo transformacijo pretvorimo v običajno časovno odvisno rešitev, ki ima spet prave, začetne enote.

Uporaba parcialnih ulomkov pri reševanju inverzne Laplaceove transformacije

Pri reševanju različnih problemov pogosto naletimo na Laplaceove transforme, ki so zapisani kot razmerje dveh polinomov, pri čemer je polinom v števcu za eno stopnjo nižji od polinoma v imenovalcu. Direktna določitev inverznega Laplaceovega transformata takega izraza je zamudna. Delo si lahko poenostavimo, če izraz razbijemo na parcialne ulomke (Partial Fractions), za katere nato najdemo rešitve v Tabelah L/L^{-1} parov. V ilustracijo si pogledjmo nekaj primerov.

Če je npr. v imenovalcu polinom druge stopnje, ga vedno lahko razbijemo na dva dela

$$F(s) = \frac{Ms + N}{(s + \alpha)(s + \beta)} = \frac{A}{s + \alpha} + \frac{B}{s + \beta} \quad (3.9)$$

Določitev konstant A, B gre zaradi linearnosti enačb zelo enostavno. Če množimo en(3.9) s polinomom v imenovalcu in uredimo po potencah s , sledi

$$Ms + N = A(s + \beta) + B(s + \alpha) = (A + B)s + (A\beta + B\alpha) \quad (3.10)$$

Ker mora biti enakost v en(3.10) izpolnjena za vsak s , morajo biti členi pri enakih potencah enaki

$$\begin{aligned} M &= A + B \\ N &= A\beta + B\alpha \end{aligned} \quad (3.11)$$

Dobili smo dve linearni enačbi za dve neznanki A, B , kar enostavno rešimo npr. z eliminacijo iz prve enačbe ($B = M - A$) ter vstavimo v drugo enačbo. Dobimo rešitev

$$\begin{aligned} A &= (N - M\alpha)/(\beta - \alpha) \\ B &= M - A = (M\beta - N)/(\beta - \alpha) \end{aligned} \quad (3.12)$$

Podoben postopek izvedemo lahko tudi v primeru polinomov višjih stopenj. Kadar nastopa v polinomu večkratni koren, je postopek podoben, le nastavek se spremeni.

Če je npr. α dvakratni koren polinoma, uporabimo nastavek

$$F(s) = \frac{Ls^2 + Ms + N}{(s + \alpha)^2 (s + \beta)} = \frac{A}{s + \alpha} + \frac{B}{(s + \alpha)^2} + \frac{C}{s + \beta} \quad (3.13)$$

Določitev konstant A, B, C gre po enakem postopku kot v prejšnjem primeru: množimo z imenovalcem, uredimo po potencah, izenačimo člene in rešimo linearne enačbe.

$$\begin{aligned} A... &= (N - M\alpha)/(\beta - \alpha) \\ B... &= M - A = (M\beta - N)/(\beta - \alpha) \\ C... & \end{aligned} \quad (3.14)$$

3.3 ANALIZA ČASOVNEGA ODZIVA SENZORJEV

3.3.1 UVOD

Zaradi enostavnosti in preglednosti bomo obravnavo poenostavili na primer linearnih senzorjev. Nelinearnosti senzorjevega odziva torej v tem primeru zanemarimo. Vseeno bo tak pristop omogočil dovolj dobro razumevanje osnovnih pojavov, ki vplivajo na časovni odziv senzorjev.

Izkaže se, da lahko v tem primeru zvezo med časovno spremenljivim vhodnim signalom $x(t)$ in pripadajočim izhodnim signalom senzorja $y(t)$ (Sl 3.1) zapišemo v obliki

$$a_n \frac{d^n y(t)}{dt^n} + a_{n-1} \frac{d^{n-1} y(t)}{dt^{n-1}} + \dots + a_1 \frac{d y(t)}{dt} + a_0 y(t) = x(t) \quad (3.15)$$

kjer so koeficienti a_i odvisni od danega senzorja oz. točneje od načina pretvorbe energije v obravnavanem senzorju. Red diferencialne enačbe n je določen s številom elementov v senzorju, ki lahko shranjujejo energijo.

V nadaljevanju si bomo ogledali nekaj enostavnejših primerov obravnave časovnega odziva senzorjev.

3.3.2 ČASOVNI ODZIV SENZORJEV 0-TEGA REDA

V tem primeru torej ni v senzorju prisoten noben element, ki bi lahko shranil energijo ($n = 0$). Zato v takem senzorju ne more biti nobenih zakasnilnih pojavov oz. izhod trenutno sledi vходу. Pričakujemo torej idealen linearen (zaradi začetne omejitve na linearne senzorje) senzor brez zakasnitev. V resnici seveda takih senzorjev ni, se jim pa lahko določeni senzorji bolj ali manj približajo.

V skladu z en(3.15) je tak senzor opisan z enačbo 0-tega reda

$$a_0 y(t) = x(t) \quad (3.16)$$

Pri takem senzorju torej v vsakem trenutku t velja linearna zveza med izhodom in vhomom (Sl 3.5a)

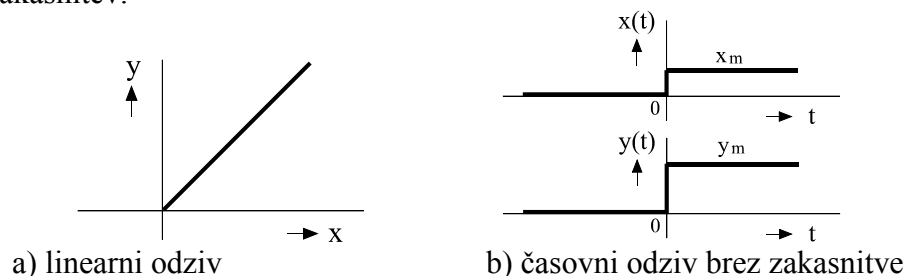
$$y(t) = \frac{1}{a_0} x(t) \quad (3.17)$$

Občutljivost takega senzorja S je po definiciji (gl. 2. pogl.)

$$S = \frac{dy}{dx} = \frac{1}{a_0} \quad (3.18)$$

Koeficient a_0 torej predstavlja recipročno vrednost občutljivosti S .

Kot prikazuje Sl 3.5b, je izhod pri takem idealnem linearnem senzorju torej le s konstanto $S = 1/a_0$ pomnožena merjena vrednost vhoda x_m , torej $y_m = Sx_m$. Zakasnitev tu ni, saj v senzorju ni prisotnega nobenega elementa, ki bi lahko shranjeval energijo in tako povzročil zakasnitev.



SI 3.5 Razmere v idealnem linearnem senzorju 0-reda brez zakasnitve

Tak senzor seveda v resnici ne obstaja. V vsakem resničnem senzorju so vedno prisotni elementi, ki shranjujejo energijo in s tem privedejo do zakasnitve. Vseeno je opisani pristop primeren za približen, vendar enostaven in pregleden opis senzorjev. Pogosto srečamo ta pristop v praksi, kadar zakasnilni pojavi niso veliki in lahko zakasnitve zanemarimo.

3.3.3 ČASOVNI ODZIV SENZORJEV 1. REDA

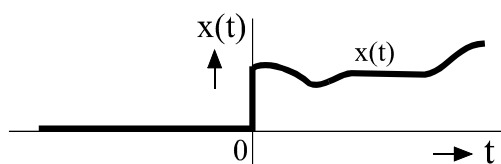
Uvod: V tem primeru ($n=1$) je v senzorju prisoten le en element oz. pojav, ki lahko shranjuje energijo. Podobno lahko obravnavamo tudi primer, ko je v senzorju prisotnih več takih elementov, vendar je eden dominanten in zadostuje za približno sliko že obravnava le-tega.

Primer: Termoelement - zaradi toplotne kapacitete lahko tak senzor shranjuje toplotno energijo, kar vodi do prehodnih pojavov in zakasnitev v odzivu tega senzorja !

V primeru senzorja z enim elementom, ki lahko shranjuje energijo, se torej splošna enačba (3.15) poenostavi, saj zadošča za opis diferencialna enačba 1. reda ($n=1$)

$$a_1 \frac{dy(t)}{dt} + a_0 y(t) = x(t) \quad (3.19)$$

Najprej obravnavamo splošen primer - opazujemo izhod senzorja $y(t)$ kot posledico vklopa (v trenutku $t = 0$) zaenkrat poljubnega vhodnega signala $x(t)$, kot prikazuje Sl 3.6.



Sl 3.6 Razmere v senzorju 1. reda: vklop signala $x(t)$ v trenutku $t = 0$

Reševanje: Kot primerna metoda reševanja se v opisanem primeru izkaze pristop z Laplaceovo transformacijo. Reševanje izvedemo v naslednjih korakih:

1) Izračunamo Laplaceov transform $X(s)$ za dani vhodni signal $x(t)$: $X(s) = L[x(t)]$. To običajno najlaže izvedemo s pomočjo tabel in priločnikov, pogosto pa je uporaben tudi pristop s parcialnimi ulomki

2) Določitev prevajalne funkcije senzorja $H(s)$:

Na diferencialni enačbi (3.19) izvedemo Laplaceovo transformacijo in upoštevamo linearnost Laplaceovega operatorja

$$a_1 L\left[\frac{dy(t)}{dt}\right] + a_0 L[y(t)] = L[x(t)] \quad (3.20)$$

Upoštevamo dogovorjene oznake $L[y(t)] = Y(s)$, $L[x(t)] = X(s)$ ter lastnosti odvoda pri Laplaceovi transformaciji (Tabela 1) in dobimo

$$a_1 [s Y(s) - y(0^+)] + a_0 Y(s) = X(s) \quad (3.21)$$

Uganemo, da velja $y(0^+) = 0$, saj se izhod ne more v trenutku spremeniti, ker obravnavani senzor ni neskončno hiter. Uredimo izraz po $Y(s)$ in dobimo poenostavljeno linearno obliko diferencialne enačbe v s -prostoru

$$(a_1 s + a_0) Y(s) = X(s) \quad (3.22)$$

Sedaj vpeljemo prevajalno funkcijo senzorja (Transfer Function) $H(s)$ z zahtevo, da naj prevajalna funkcija podaja zvezo med izhodnim signalom $Y(s)$ in vhodnim signalom $X(s)$ v s -prostoru

$$Y(s) = H(s) X(s) \quad (3.23)$$

Prevajalna funkcija je definirana torej kot razmerje izhodnega in vhodnega signala senzorja v s -prostoru

$$H(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} \quad (3.24)$$

V obravnavanem primeru senzorja 1. reda je, v skladu z en.(3.22), prevajalna funkcija torej vedno podana z izrazom

$$H(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{1}{a_1 s + a_0} \quad (3.25)$$

3) Določimo rešitev (odziv) v s -prostoru $Y(s)$

$$Y(s) = H(s) X(s) = \frac{1}{a_1 s + a_0} X(s) \quad (3.26)$$

Desna stran en(3.26) je v celoti poznana in s tem tudi rešitev - izhodni signal senzorja, v s -prostoru $Y(s)$.

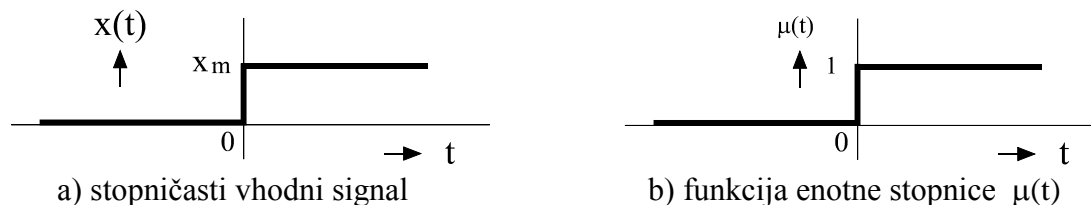
4) Na koncu določimo še rešitev – odziv senzorja v t -prostoru $y(t)$: na rešitvi v s -prostoru $Y(s)$, en(3.26), izvršimo inverzno Laplaceovo transformacijo in dobimo odziv $y(t)$

$$y(t) = L^{-1}[Y(s)] \quad (3.27)$$

Dosedanja obravnava senzorja 1.reda je bila precej splošna, saj velja za poljuben vhodni signal $x(t)$. V nadaljevanju si bomo podrobneje ogledali časovni odziv senzorja 1.reda za primer nekaterih karakterističnih oblik vhodnega signala.

I. Stopničast vhodni signal

V tem primeru imamo na vходу sensorja 1. reda nenadno spremembo $x(t)$, kot prikazuje Sl.3.7.



Sl 3.7 Nenadna sprememba na vходу sensorja

Reševanje: Postopek razdelimo na opisane korake.

1) Določitev Laplaceovega transformata vhoda $X(s)$: vhodni signal v tem primeru lahko opišemo s funkcijo enotne stopnice (unit step function) $\mu(t)$

$$x(t) = x_m \mu(t) \quad (3.28)$$

Zaradi linearnosti Laplaceovega operatorja in ob uporabi Tabele 1 dobimo

$$X(s) = L[x(t)] = x_m L[\mu(t)] = x_m \frac{1}{s} \quad (3.29)$$

2) Določitev prevajalne funkcije $H(s)$: kot že omenjeno, velja izpeljani izraz za $H(s)$, en(3.25), splošno za vsak senzor 1.rede, ne glede na obliko vhodnega signala in zato prepisemo brez sprememb

$$H(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{1}{a_1 s + a_0} \quad (3.30)$$

3) Določitev rešitve - odziva v s -prostoru $Y(s)$: obrnemo en(3.30) in upoštevamo en(3.29)

$$Y(s) = H(s) X(s) = \frac{1}{a_1 s + a_0} \frac{x_m}{s} \quad (3.31)$$

Desna stran enačbe je v celoti poznana in s tem je problem rešen v s -prostoru.

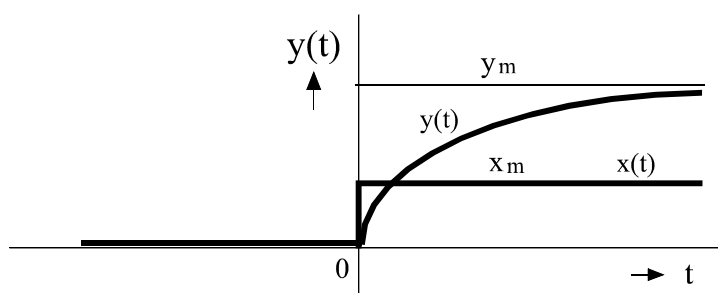
4) Določitev rešitve - odziva v t -prostoru $y(t)$: na rešitvi $Y(s)$ izvedemo inverzno Laplaceovo transformacijo. V ta namen $Y(s)$ preuredimo (delimo z a_1)

$$Y(s) = \frac{x_m / a_1}{s (s + 1/\tau)} \quad (3.32)$$

kjer smo vpeljali karakteristično časovno konstanto senzorja $\tau = a_1/a_0$. Časovni odziv senzorja 1. reda na nenadno spremembo na vhodu $y(t)$ je ob uporabi Tabele 3.1 tedaj

$$y(t) = L^{-1}[Y(s)] = L^{-1}\left[\frac{x_m/a_1}{s(s + 1/\tau)}\right] = y_m \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) \quad (3.33)$$

kjer je $y_m = (1/a_0) x_m = S x_m$. Torej v tem primeru izhod $y(t)$ ne sledi verno vhodu $x(t)$ oz. je popačen in zakasnen ter se eksponentno približuje končni vrednosti, kot prikazuje SI 3.8.



SI 3.8 Odziv senzorja 1. reda $y(t)$ na nenadno spremembo na vhodu senzorja $x(t)$

Pomen koeficienta a_1 : iz definicije časovne konstante sledi $a_1 = a_0 \tau = \tau/S$. Koeficient a_1 je torej razmerje med časovno konstanto in občutljivostjo senzorja. Koeficient a_1 lahko torej izračunamo pri poznanih parametrih senzorja τ, S oz. ga lahko sami določimo posredno z meritvijo parametrov τ, S .

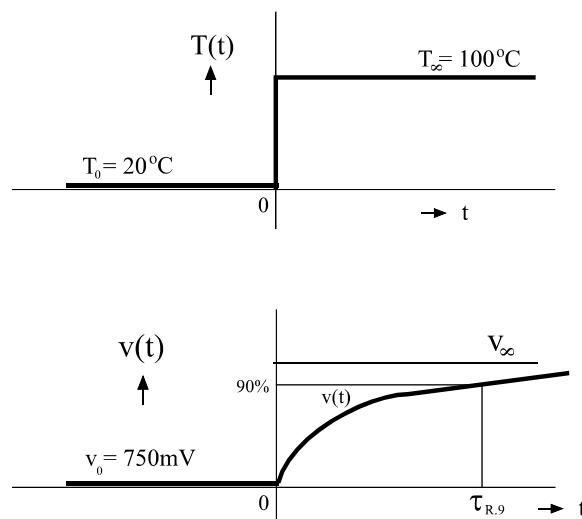
Poglejmo praktične posledice omenjenih ugotovitev v enostavnem primeru.

Primer: Temperaturni senzor 1. reda ima koeficient $a_1 = 7.5 \cdot 10^3 \text{ s}^\circ\text{C}/\text{V}$. Pri začetni temperaturi $T_0 = 20^\circ\text{C}$ znaša izhodna napetost $v_0 = 750\text{mV}$. Temperatura nenadoma naraste na 100°C . Določi časovni potek izhodnega signala $v(t)$ in 90% odzivni čas (Response Time) τ_{R90} ! Občutljivost senzorja je $S = +2\text{mV}/^\circ\text{C}$.

Reševanje: Izhodni signal za obravnavani primer že poznamo iz prejšnjega primera

$$v(t) = v_0 + v_m \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) \quad (3.34)$$

kjer je končna sprememba izhoda $v_m = +S x_m = +2\text{mV}/^\circ\text{C} \cdot 80^\circ\text{C} = 160\text{mV}$. Časovno konstanto lahko izračunamo iz podanih podatkov: $\tau = a_1/a_0 = a_1 S = 7.5 \cdot 10^3 \text{ s}^\circ\text{C}/\text{V} \times 2\text{mV}/^\circ\text{C} = 15\text{s}$. SI 3.9 prikazuje časovni potek vhoda in izhoda.



SI 3.9 Odziv temperaturnega senzorja 1. reda $v(t)$ na nenadno spremembo na vhodu senzorja $T(t)$

Določitev odzivnega časa τ_{R90} : tedaj velja

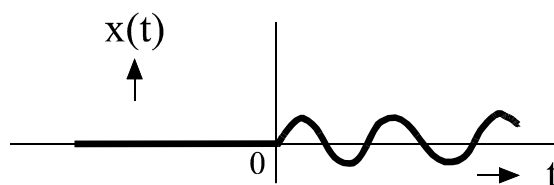
$$v(t = \tau_{R,90}) = v_0 + v_m \left(1 - e^{-\frac{\tau_{R,90}}{\tau}}\right) = v_0 + 0.9 v_m$$

$$e^{-\frac{\tau_{R,90}}{\tau}} = 0.1$$

$$\tau_{R,90} = \tau \ln 10 = 15s \times 2.3 = \underline{35s}$$

II. Harmoničen vhodni signal

V tem primeru imamo na vhodu senzorja 1. reda vklop harmoničnega signala npr. sinusne oblike $x(t) = x_m \sin \omega t$, kot prikazuje SI 3.10!



SI 3.10 Vklop sinusnega signala na vhodu senzorja

Reševanje: Postopek razdelimo kot v prejšnjem primeru na nekaj osnovnih korakov.

1) Določitev Laplaceovega transformata vhoda $X(s)$: zaradi linearnosti Laplaceovega operatorja in ob uporabi Tabele 3.1 dobimo

$$X(s) = L[x(t)] = x_m L[\sin \omega t] = x_m \frac{\omega}{s^2 + \omega^2} \quad (3.35)$$

2) Določitev prevajalne funkcije $H(s)$: kot že omenjeno, velja izpeljani izraz za $H(s)$, en(3.25), splošno za vsak senzor 1.reda, ne glede na obliko vhodnega signala in zato prepisemo brez sprememb

$$H(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{1}{a_1 s + a_0} \quad (3.36)$$

3) Določitev rešitve - odziva v s -prostoru $Y(s)$: obrnemo en(3.36) in upoštevamo en(3.35)

$$Y(s) = H(s) X(s) = \frac{1}{a_1 s + a_0} x_m \frac{\omega}{s^2 + \omega^2} \quad (3.37)$$

Desna stran enačbe je v celoti poznana in je s tem problem rešen v s -prostoru.

4) Določitev rešitve - odziva v t -prostoru $y(t)$: na rešitvi $Y(s)$ izvedemo inverzno Laplaceovo transformacijo, npr. s pomočjo parcialnih ulomkov

$$\begin{aligned} y(t) &= L^{-1}[Y(s)] = \frac{x_m}{a_1} \omega L^{-1}\left[\frac{1}{s^2 + \omega^2} \frac{1}{s + 1/\tau}\right] \\ &= \frac{x_m}{a_1} \omega L^{-1}\left[\frac{A}{s + j\omega} + \frac{B}{s - j\omega} + \frac{C}{s + 1/\tau}\right] \end{aligned} \quad (3.38)$$

kjer smo vpeljali karakteristično časovno konstanto senzorja $\tau = a_1/a_0$ in amplitudo (največjo vrednost) odziva $y_m = (1/a_0) x_m = S x_m$. Koeficiente A, B, C določimo podobno kot je bilo opisano v poglavju o Laplaceovi transformaciji in nato v Tabeli 3.1 poiščemo inverzne transforme za posamezne člene. Člen s koeficientom C vodi do delne rešitve $e^{-t/\tau}$, ki torej eksponentialno upada s časom in zato predstavlja nestacionarni del odziva, saj ta del rešitve izzveni (izgine) za daljše čase $t \gg \tau$. Člena z koeficientom A oz. B pa vodita k rešitvi $e^{+j\omega t}$ oz. $e^{-j\omega t}$ ter dalje ob upoštevanju Eulerjeve relacije do rešitve $\sin(\omega t + \phi)$, kar predstavlja stacionarni (steady-state) del rešitve.

Časovno odvisni odziv $y(t)$ lahko torej zapišemo v obliki

$$y(t) = C e^{-\frac{t}{\tau}} + \frac{y_m}{[1 + (\omega\tau)^2]^{1/2}} \sin(\omega t - \phi(\omega)) \quad (3.39)$$

kjer je fazna zakasnitev (phase shift) $\phi(\omega)$ izhoda za vhodom podana z izrazom $\phi(\omega) = \arctg(\omega\tau)$. Zvezo med fazno in časovno zakasnitvijo podaja običajna zveza $\phi(\omega) = \omega\Delta t(\omega)$. Pozitivna vrednost fazne zakasnitve $\phi(\omega)$ v en(3.39) predstavlja premik sinusoide v desno oz. časovno zakasnitev izhoda za vhodom za $\Delta t(\omega)$.

Komentirajmo nekaj zanimivih značilnosti stacionarnega dela rešitve $y(t)$, kot jo podaja en(3.39):

- 1) Izhod zaostaja za vhomom za fazno zakasnitev $\phi(\omega)$ oz. za časovno zakasnitev $\Delta t(\omega)$

$$\Delta t(\omega) = \frac{\phi(\omega)}{\omega} \quad (3.40)$$

Časovna zakasnitev izhoda za vhomom je torej odvisna od frekvence vhodnega harmoničnega signala f , v skladu z en. $\omega = 2\pi f$. Kot pokaže analiza gornjih enačb, zakasnitev Δt raste z naraščajočo frekvenco.

- 2) Amplituda stacionarnega odziva je odvisna od frekvence, v skladu s členom

$$\frac{y_m}{[1 + (\omega\tau)^2]^{1/2}} \quad (3.41)$$

Če torej frekvenca raste, amplituda odziva in s tem odziv sam upada.

- 3) Časovna konstanta senzorja τ ima vpliv tako na zakasnitev kot na amplitudo odziva. Če vrednost časovne konstante τ raste, raste fazna zakasnitev $\phi(\omega) = \text{arctg}(\omega\tau)$ in s tem po en(3.40) tudi časovna zakasnitev Δt , medtem ko amplituda odziva v skladu z izrazom en(3.41) upada.

Za ilustracijo pogledjmo enostaven primer idealnega linearnega senzorja. Tak senzor ima, kot smo ugotovili, časovno konstanto $\tau = 0$. Če to upoštevamo v en(3.39), dobimo

$$y(t) = y_m \sin \omega t, \quad \phi = 0 \quad (3.42)$$

Če to primerjamo z vhodnim signalom $x(t) = x_m \sin \omega t$, ugotovimo, da je izhod le s konstanto $S = 1/a_0$ pomnožen vhod, brez zakasnitev. Rezultat je smislen, saj gre v tem primeru za idealen linearen senzor brez zakasnitev.

Zaključek: Senzor 1. reda se bo torej na harmonični vhodni signal frekvence $\omega = 2\pi f$ odzival s harmoničnim signalom iste frekvence, vendar z zakasnitvijo Δt , ki narašča s frekvenco in z amplitudo, ki upada s frekvenco.

Primer: Senzor tlaka ima na vhodu počasno spreminjajoč se tlak, ki ga opisuje sin signal s frekvenco $f = 10^{-2}\text{Hz}$ ($T = 100\text{s}$). Časovna konstanta senzorja je $\tau = 15\text{s}$. Določi zakasnitev in zmanjšanje amplitude odziva!

Reševanje: S pomočjo izpeljanih enačb najprej določimo fazno zakasnitev

$$\phi(\omega) = \text{arctg} \omega\tau = \text{arctg} (2\pi \text{rad} * 10^{-2} \text{ s}^{-1} * 15\text{s}) = 43.3^\circ = 0.756\text{rad}$$

in nato še časovno zakasnitev

$$\Delta t(\omega) = \frac{\phi(\omega)}{\omega} = \frac{0.756 \text{ rad}}{2\pi \text{ rad} * 10^{-2} \text{ s}^{-1}} = \underline{12.03 \text{ s}}$$

Zmanjšanje amplitude izračunamo s pomočjo izraza en(3.41)

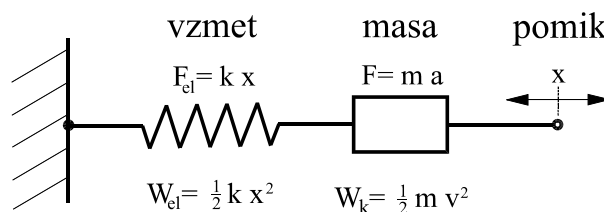
$$\frac{1}{[1 + (\omega\tau)^2]^{1/2}} = \underline{0.7277}$$

Amplituda odziva se torej zmanjša za približno 27% .

3.3.4 ČASOVNI ODZIV SENZORJEV 2. REDA

Uvod: V tem primeru sta v senzorju prisotna dva pojava oz. elementa, ki lahko shranjujeta energijo. Primer takega senzorja so npr. mnogi mehanski senzorji, kjer je v senzorju običajno prisotna neka mehanska deformacija in s tem povezana elastična energija ter poleg tega še neka gibajoča se masa in s tem povezana kinetična energija.

Primer: Mehanski senzor pospeška (akcelerometer). Model senzorja prikazuje SI 3.11.



SI 3.11 Model mehanskega senzorja

V mehanskem senzorju je prisotna elastična deformacija, ki jo modeliramo z vzmetjo. Sila zaradi pospeška je v vsakem trenutku enaka sili zaradi deformacije: $F_a = ma = F_{el} = kx$. Pri tem je x deformacija vzmeti oz. odmik od mirovne lege in k elastični koeficient vzmeti. Elastična energija zaradi elastične deformacije je določena z izrazom $W_{el} = (1/2)kx^2$. Poleg tega je zaradi gibanja prisotna tudi kinetična energija $W_k = (1/2)mv^2$, kjer je hitrost mase podana kot $v = dx/dt$.

V takem senzorju sta torej prisotna dva pojava oz. elementa, ki lahko shranjujeta energijo (vzmet - elastična energija, masa - kinetična energija). Zato je za opis senzorja v tem primeru ($n=2$) potrebna diferencialna enačba 2. reda

$$a_2 \frac{d^2 y(t)}{dt^2} + a_1 \frac{d y(t)}{dt} + a_0 y(t) = x(t) \quad (3.43)$$

Zaenkrat naj bo vhodni signal $x(t)$ še poljubna funkcija časa, ki jo vklopimo v trenutku $t=0$.

Reševanje: Kot primerna metoda reševanja se tudi v tem primeru izkaze pristop z Laplaceovo transformacijo, kar izvedemo v nekaj osnovnih korakih:

1) Določimo Laplaceov transform vzbujanja: $X(s) = \mathcal{L}[x(t)]$

2) Določimo prenosno funkcijo $H(s)$:

Na diferencialni enačbi (en(3.43)) izvedemo Laplaceovo transformacijo in upoštevamo linearnost Laplaceovega operatorja

$$a_2 L\left[\frac{d^2 y(t)}{dt^2}\right] + a_1 L\left[\frac{d y(t)}{dt}\right] + a_0 L[y(t)] = L[x(t)] \quad (3.44)$$

Upoštevamo dogovorjene oznake $\mathcal{L}[y(t)] = Y(s)$, $\mathcal{L}[x(t)] = X(s)$ in lastnosti odvodov pri Laplaceovi transformaciji (Tabela 3.1)

$$a_2 \left[s^2 Y(s) - s y(0^+) - \frac{dy}{dt}(0^+) \right] + a_1 \left[s Y(s) - y(0^+) \right] + a_0 Y(s) = X(s) \quad (3.45)$$

Ker obravnavani senzor ni neskončno hiter, se izhod ne more v trenutku spremeniti in velja $y(0^+) = 0$, $dy/dt(0^+) = 0$. Uredimo en(3.45) in dobimo enostavno linearno enačbo za osnovno diferencialno enačbo v s -prostoru

$$(a_2 s^2 + a_1 s + a_0) Y(s) = X(s) \quad (3.46)$$

Sedaj določimo prevajalno funkcijo (Transfer Function) senzorja $H(s)$ z zahtevo, da naj prevajalna funkcija podaja zvezo med izhodnim signalom $Y(s)$ in vhodnim signalom $X(s)$ v s -prostoru

$$H(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{1}{a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad (3.47)$$

3) Določimo rešitev (odziv) v s -prostoru $Y(s)$:

$$Y(s) = H(s) X(s) = \frac{1}{a_2 s^2 + a_1 s + a_0} X(s) \quad (3.48)$$

Desna stran en(3.48) je v celoti poznana in s tem tudi rešitev v s -prostoru $Y(s)$. Problem je torej rešen v s -prostoru.

4) Določitev rešitve - odziva v t-prostoru $y(t)$:

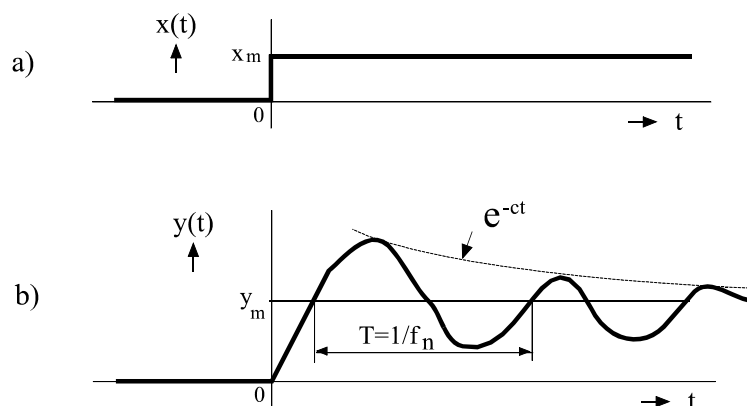
Na rešitvi v s-prostoru $Y(s)$, en(3.48), izvršimo inverzno Laplaceovo transformacijo in dobimo rešitev - odziv $y(t)$

$$y(t) = L^{-1}[Y(s)] \quad (3.49)$$

Komentar: Dosedanja obravnava senzorja 2. reda je bila splošna in velja za vklop poljubnega vhodnega signala $x(t)$. V nadaljevanju si bomo podrobneje ogledali časovni odziv senzorja 2. reda za nekaj tipičnih vhodnih signalov.

1. Stopničast vhodni signal

V tem primeru imamo na vhodu senzorja 2. reda nenadno spremembo oz. stopničast signal $x(t)$, kot prikazuje SI 3.12a !



SI 3.12 Nenadna sprememba na vhodu senzorja 2. reda :
a) vhod $x(t)$ in b) odziv $y(t)$

Reševanje: Postopek razdelimo v nekaj osnovnih korakov.

1) Določitev Laplaceovega transformata vhoda $X(s)$:

Vhodni signal v tem primeru lahko opišemo s funkcijo enotne stopnice $\mu(t)$

$$x(t) = x_m \mu(t) \quad (3.50)$$

Zaradi linearnosti Laplaceovega operatorja in ob uporabi Tabele 3.1 dobimo

$$X(s) = L[x(t)] = x_m L[\mu(t)] = x_m \frac{1}{s} \quad (3.51)$$

2) Določitev prevajalne funkcije $H(s)$:

Kot že omenjeno, velja izpeljani izraz za $H(s)$, en(3.47), splošno za vsak senzor 2.reda, ne glede na obliko vhodnega signala. Zato lahko prepisemo brez sprememb

$$H(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{1}{a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad (3.52)$$

3) Določitev rešitve - odziva v s -prostoru $Y(s)$: iz en(3.52), ob upoštevanju en(3.51), sledi

$$Y(s) = H(s) X(s) = \frac{1}{a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \frac{x_m}{s} \quad (3.53)$$

Desna stran enačbe je v celoti poznana in je s tem problem rešen v s -prostoru.

4) Določitev rešitve - odziva v t -prostoru $y(t)$: na rešitvi $Y(s)$ izvedemo inverzno Laplaceovo transformacijo

$$y(t) = L^{-1}[Y(s)] = x_m L^{-1}\left[\frac{1}{a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \frac{1}{s}\right] \quad (3.54)$$

Inverzno Laplaceovo transformacijo lahko izvedemo npr. s parcialnimi ulomki. Izraz en(3.54) razbijemo na parcialne ulomke in nato poiščemo posamezne rešitve v Tabeli 3.1. Zaradi dolgih nepreglednih izrazov je rezultat podan le grafično, kot prikazuje Sl 3.12b. Podajmo nekaj komentarjev k tej rešitvi.

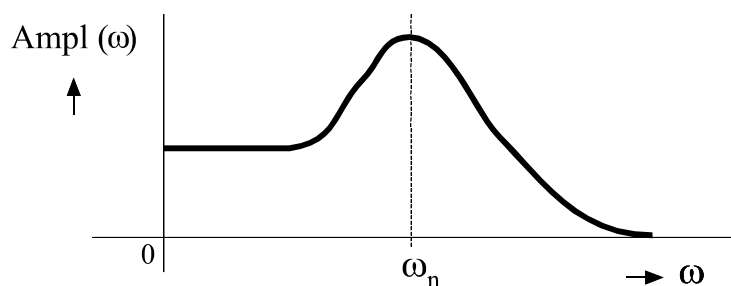
1) Rešitev - odziv $y(t)$ lahko v senzorju 2. reda že pri stopničastem vhodu $x(t)$ oscilira! Vzrok je v možnem pretakanju energij iz ene oblike v drugo, npr. pri mehanskem senzorju iz elastične energije v kinetično in obratno. Te oscilacije so dušene (člen e^{-ct}) in zato rešitev s časom limitira proti končni ravnovesni vrednosti $y_m = (1/a_0) x_m$. Frekvenca oscilacij se imenuje naravna frekvenca senzorja $f_n = \omega_n/2\pi$. Naravna krožna frekvenca ω_n je določena s pojavi, ki sodelujejo pri shranjevanju energije, npr. pri opisanem mehanskem senzorju je $\omega_n = \sqrt{k/m}$.

2) Odziv je tudi v tem primeru zakasnen za vhodom, za fazno zakasnitev $\phi(\omega) = -\arctg(\dots)$ (nek dolg izraz) oz. ima časovno zakasnitev (delay) $\Delta t(\omega) = \phi(\omega)/\omega$.

3) Dušenje je tudi določeno s pojavi shranjevanja energije in je npr. v mehanskem senzorju podano z kritičnim koeficientom dušenja $c = 2 \sqrt{mk}$.

2. Harmoničen vhodni signal

Postopek reševanja je podoben kot v prejšnjih primerih. Zaradi dolgih izrazov tu izračunov ne bomo izvajali. Zato brez podrobnejše obravnave dodajmo, da je v primeru harmoničnega vhodnega signala na vходу, npr. $x(t) = x_m \sin \omega t$ amplituda odziva dodatno odvisna tudi od frekvence vhodnega signala $f = \omega/2\pi$ in kaže resonančne efekte, kot prikazuje SI 3.13.



SI 3.13 Odvisnost amplitude od frekvence pri sin vhodnem signalu (resonančni pojav)

Literatura

- J.P.Holman, "Experimental Methods for Engineers", McGraw-Hill, 1994
 J.W.Gardner, "Microsensors", J.Wiley&Sons, 1994
 J.N.Bronstein, K.A.Semendjajev, G.Musiol, H.Muehlig, "Matematični priročnik", Tehniška založba Slovenije, 1997
 W.Goepel, J.Hesse, J.N.Zemel, "Sensors, Vol.1-Fundamentals and General Aspects", VCH, 1989
 R.J.Beerends, H.G. ter Morsche, J.C. van der Berg, E.M. van der Vrie, "Fourier and Laplace Transforms", Cambridge University Press, 2003
 E.Pasahow, "Electronics Ready Reference Manual", McGraw-Hill, 1985
 J.Fraden, "Handbook of Modern Sensors", American Institute of Physics-AIP, 1997
 C.D.Johnson, "Process Control Instrumentation Technology", Prentice-Hall, 1997

4 MIKROOBDELAVA

4 MIKROOBDELAVA

- 4.1 UVOD
- 4.2 OSNOVNI MATERIALI
 - 4.2.1 MONOKRISTALNI SILICIJ
 - 4.2.2 POLIKRISTALNI SILICIJ
 - 4.2.3 KRISTALOGRAFSKA STRUKTURA SILICIJA
 - 4.2.4 MILLERJEVI INDEKSI
 - 4.2.5 DOGOVOR O OZNAKAH V KRISTALU
- 4.3 POSTOPKI MIKROOBDELAVE
 - 4.3.1 DIFUZIJA
 - 4.3.2 IONSKA IMPLANTACIJA
 - 4.3.3 TERMIČNA OKSIDACIJA
 - 4.3.4 NANAŠANJE TANKIH PLASTI
 - 4.3.5 TISKANJE
 - 4.3.6 FOTOLITOGRAFIJA
 - 4.3.7 JEDKANJE
 - 4.3.8 LASERSKA MIKROOBDELAVA
 - 4.3.9 ELEKTROEROZIVNA MIKROOBDELAVA
 - 4.3.10 ŽRTVOVALNI PROCESI
 - 4.3.11 LIGA PROCES
 - 4.3.12 ZATESNITEV LUKENJ
 - 4.3.13 SPAJANJE SUBSTRATOV
 - 4.3.14 RAZREZ SUBSTRATOV
 - 4.3.15 PRITRDITEV ČIPA
 - 4.3.16 KONTAKTIRANJE
 - 4.3.17 ZAŠČITA ČIPA
 - 4.3.18 ZAPIRANJE V OHIŠJE
- 4.4 PRIMER MIKROOBDELAVE: IZDELAVA MIKROMOTORJA

4.1 UVOD

Osnovna ideja, ki prevladuje danes v svetu na področju izdelave senzorskih in aktuatorskih struktur z mikroobdelavo (micromachining), je tudi na tem področju izkoristiti prednosti mikroelektronike kot so npr.:

- miniaturnost, kar običajno prinese zaradi majhnih dimenzij manjše parazitne elemente strukture ter s tem dobro v delovanje in nizko porabo moči
- paralelno procesiranje velikega števila elementov, kar prinese nizko ceno izdelka (npr. tipično procesiramo hkrati 10-20 silicijevih ploščic, na vsaki se nahaja nekaj tisoč elementov)
- zrelost materialov in tehnologij, kar prinese stabilno procesiranje z dobrim izplenom in dobrimi lastnostmi elementov

Poleg standardnih mikroelektronskih pristopov srečamo na področju mikroobdelave se nove, nestandardne pristope. Tako bi lahko podali naslednjo definicijo mikroobdelave:

Definicija: Mikroobdelava je skupno ime za množico standardnih mikroelektronskih tehnoloških postopkov in novih, nestandardnih postopkov, ki jih srečamo pri izdelavi tridimenzionalnih (3D) senzorskih in aktuatorskih mikrostruktur.

Ime mikroobdelava je smiselno, ker gre pri tem pogosto za izdelavo 3D mikrostruktur, ki so včasih že celi mikrostrojčki kot npr. elektromikromotorji, mikrohidravlični in mikropnevmatski sistemi na osnovi mikropump, mikroventilov in podobno. Pogosto za te miniaturne naprave, kadar so kritične dimenzije v razredu mikrometrov ($1\mu\text{m} = 10^{-3}\text{mm} = 10^{-6}\text{m}$) srečamo tudi ime MEMS (MicroElectroMechanical Systems), oziroma kadar so kritične dimenzije strukture v razredu nanometrov ($1\text{nm} = 10^{-3}\mu\text{m} = 10^{-9}\text{m}$), srečamo tudi ime NEMS (NanoElectroMechanical Systems).

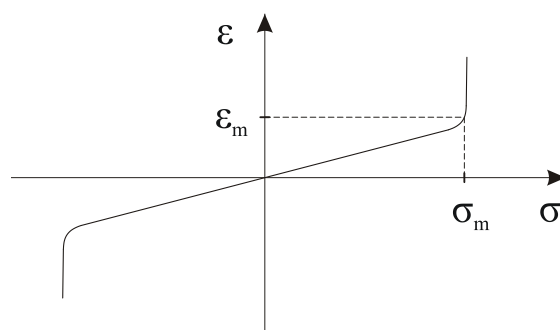
4.2 OSNOVNI MATERIALI

Običajna zahteva za materiale, ki se uporabljajo pri izdelavi mikrostruktur, so dobre električne in mehanske lastnosti. Zato pri mikroobdelavi največkrat srečamo silicij (Si), tako monokristalni kot polikristalinični, redkeje pa tudi druge polprevodniške materiale kot so Ge, GaAs, C itd. V nadaljevanju si bomo ogledali nekatere osnovne lastnosti važnejših materialov, ki jih srečujemo pri mikroobdelavi.

4.2.1 MONOKRISTALNI SILICIJ

Osnovne značilnosti standardnega mikroelektronskega monokristalnega silicija so:

- zrela mikroelektronska tehnologija silicija, ki omogoča izdelavo kompliciranih 3D struktur in hkratno izdelavo integriranega mikroelektronskega vezja z ustrežno elektronikom na istem substratu/čipu (pametni senzorji - smart sensors)
- odlične električne in optične lastnosti, kar je dobro poznana osnova klasičnih silicijevih elektronskih elementov in fotoelementov ter vezij in jih zato tu ne bomo obravnavali
- odlične mehanske lastnosti: silicij mehanske obremenitve (σ) prenaša enako dobro kot jeklo, le da pri siliciju praktično ni plastične deformacije (ϵ) (SI 4.1). Slaba stran tega je, da se silicij prelomi brez opozorila oz. predhodne plastične deformacije. Dobra stran tega pa je, da po preobremenitvi silicij ali počni ali pa normalno dela dalje (karakteristike elementa niso degradirane).



SI 4.1 Odvisnost deformacije od mehanske obremenitve v siliciju

4.2.2 POLIKRISTALNI SILICIJ

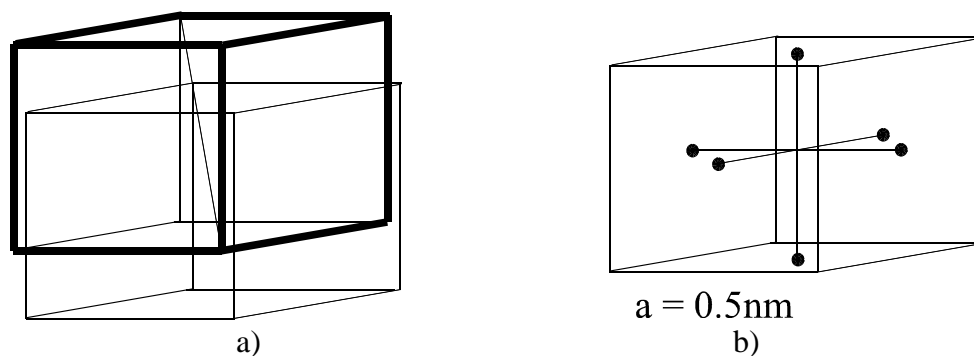
Pogost material pri mikroobdelavi je tudi polikristalni silicij oz. krajše polisilicij (polysilicon), katerega struktura je sestavljena iz drobnih kristaliničnih zrn silicija. Polisilicij ima podobne, a običajno nekaj slabše lastnosti od monokristalnega silicija, npr. piezoresistivni koeficient je za faktor 2 manjši [Sze, 158].

Osnovni razlog za priljubljenost polisilicija je relativno nizka temperatura depozicije tankih plasti polisilicija ($\sim 600^{\circ}\text{C}$), kar omogoča njegovo uporabo v mnogih aplikacijah (več kasneje).

4.2.3 KRISTALOGRAFSKA STRUKTURA SILICIJA

Osnovne lastnosti 3D mikrostruktur so v veliki meri določene s kristalografskimi lastnostmi osnovnega materiala, ki je največkrat monokristal silicija (Si). Zato si bomo v nadaljevanju ogledali kristalno zgradbo silicija.

Kristalografska zgradba silicija je diamantna kubična struktura. Osnovna celica te zgradbe je sestavljena iz dveh ploskovno centriranih kock, premaknjenih za $1/4$ telesne diagonale (SI 4.2a). Ploskovno centrirana kocka (SI 4.1b) s stranico $a = 0.5\text{nm}$ ima Si atome v vseh ogliščih ter tudi v sredini vseh ploskev. Zaradi preglednosti Si atomi v ogliščih tu niso prikazani.

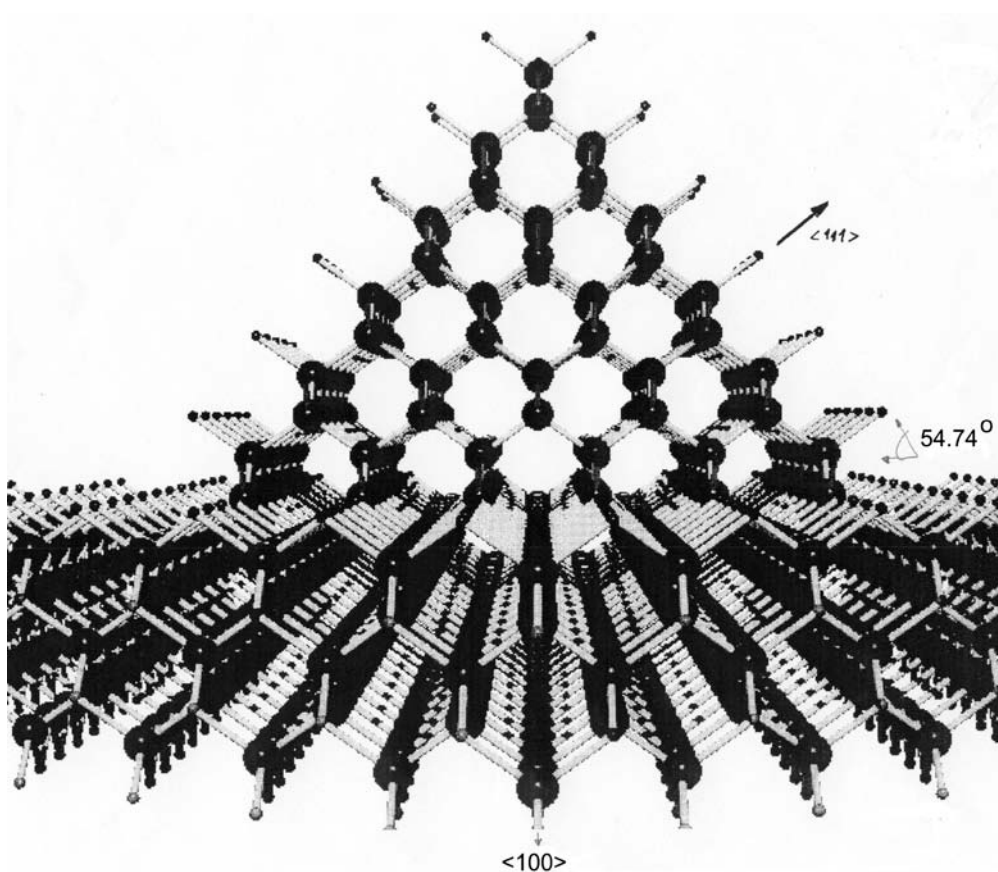


SI 4.2 Kristalografska zgradba silicija: a) ploskovno centrirani kocki, premaknjeni za $1/4$ telesne diagonale, b) ploskovno centrirana kocka (zaradi preglednosti Si atomi v ogliščih niso prikazani)

Na SI 4.3a je prikazana z računalniškim programom narisana osnovna celica (primitive cell) silicija z vsemi atomi, na SI 4.3b pa pogled v kristalno rešetko silicija, v smeri $\langle 010 \rangle$.



a) osnovna celica silicija z vsemi atomi

b) kristalna rešetka silicija v smeri $\langle 100 \rangle$

SI 4.3 Kristalografska zgradba silicija

4.2.4 MILLERJEVI INDEKSI

Millerjevi indeksi služijo za oznako kristalografskih ravnin in smeri v kristalu. Določitev Millerjevih indeksov poteka po naslednjem postopku:

- 1) Določimo odseke ravnine s koordinatnimi osmi (osnovane na primitivnih bazičnih vektorjih strukture)
- 2) Določimo recipročne vrednosti odsekov
- 3) Recipročne vrednosti reduciramo v razmerju na najmanjša cela števila in s tem dobimo Millerjeve indekse

Oglejmo si primer določitve Millerjevih indeksov na enostavnem primeru !

Primer: Določi Millerjeve indekse za kristalografske ravnine na Sl.4.4 !

Reševanje: delamo po opisanem postopku

- 1) Določimo odseke ravnine s koordinatnimi osmi:

$$\begin{array}{ccc} x & y & z \\ \text{a)} & a & \infty \quad \infty \end{array}$$

$$\begin{array}{ccc} x & y & z \\ \text{b)} & a & a \quad \infty \end{array}$$

$$\begin{array}{ccc} x & y & z \\ \text{c)} & a & a \quad a \end{array}$$

- 2) Določimo recipročne vrednosti odsekov:

$$\text{a)} \quad 1/a \quad 0 \quad 0$$

$$\text{b)} \quad 1/a \quad 1/a \quad 0$$

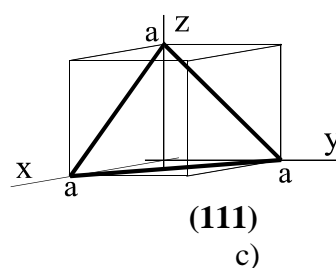
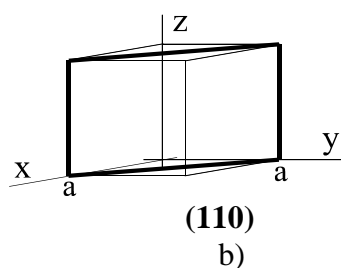
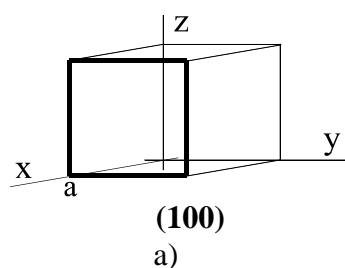
$$\text{c)} \quad 1/a \quad 1/a \quad 1/a$$

- 3) Recipročne vrednosti reduciramo v razmerju na najmanjša cela števila (množimo z a) in dobimo Millerjeve indekse

$$\text{a)} \quad 1 \quad 0 \quad 0$$

$$\text{b)} \quad 1 \quad 1 \quad 0$$

$$\text{c)} \quad 1 \quad 1 \quad 1$$



Sl 4.4 Primeri kristalografskih ravnin

Dodajmo še, da se presečišče lahko nahaja tudi v negativnem delu osi, npr. pri $x = -a$. Tedaj na tem mestu dobimo negativen Millerjev indeks, kar običajno označimo s črtico nad indeksom npr. $\bar{1}00$.

4.2.5 DOGOVOR O OZNAKAH V KRISTALU

Ravnine in smeri v kristalih označujemo s pripadajočimi Millerjevimi indeksi v skladu z naslednjimi dogovori.

1) Ravnino v kristalu označimo s pripadajočimi Millerjevimi indeksi v okroglem oklepaju. Ravnine na Sl 4.4a,b,c torej označimo:

a) (100) b) (110) c) (111)

2) Množico ekvivalentnih ravnin v kristalu (z istim razporedom atomov) označimo s pripadajočim Millerjevim indeksom v zavitem oklepaju

{100}

Ta oznaka torej poleg osnovne ravnine na Sl 4.4a vsebuje tudi ravnino pri $x = 0$ in druge.

3) Smer v kristalu označimo kot normalo na ustrezno ravnino s pripadajočimi Millerjevimi indeksi v oglatem oklepaju

[100]

Ta oznaka torej označuje normalo na ravnino (100) oz. v smeri osi x (Sl 4.4a).

4) Množico ekvivalentnih smeri (z istim razporedom atomov) označimo s pripadajočim Millerjevim indeksom v oklepaju $\langle \rangle$

$\langle 100 \rangle$

Ta oznaka torej poleg osnovne smeri (100) vsebuje tudi vse druge ekvivalentne smeri v kristalu.

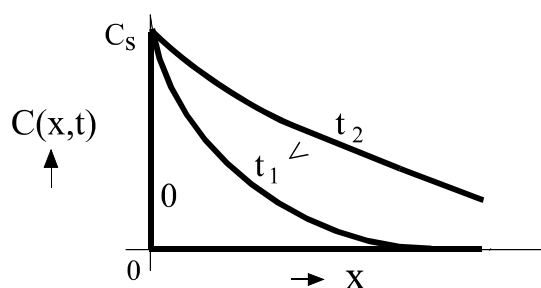
4.3 POSTOPKI MIKROOBDELAVE

Osnovne postopke izdelave 3D mikrostruktur lahko razdelimo v dve skupini: na klasične oz. standardne mikroelektronske postopke ter na novejšje postopke mikroobdelave (micromachining), ki jih pri izdelavi polprevodniških integriranih vezij še ni bilo oz. niso bili potrebni.

V nadaljevanju si bomo najprej ogledali standardne mikroelektronske postopke, nato pa še nekatere novejšje postopke mikroobdelave.

4.3.1 DIFUZIJA

V tem primeru gre za postopek vnosa atomov primesi (dopantov) v silicij. Polprevodniški substrat npr. silicijevo ploščico (wafer) na visoki temperaturi (900 - 1200°C) izpostavimo atomom primesi (npr. N-tip: P, As, P-tip: B, Al). Zaradi visokih temperatur primesi s časom (t) vdirajo (difundirajo) v globino kristala (x), kot prikazuje Sl 4.5.



Sl 4.5 Difuzija primesi v globino polprevodnika

Matematično opisuje difuzijo Fickov zakon

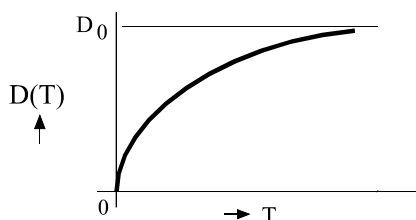
$$\frac{\partial}{\partial t} C(x,t) = D \frac{\partial^2}{\partial x^2} C(x,t) \quad (4.1)$$

kjer je $C(x,t)$... krajevno in časovno spremenljiva koncentracija primesi [število primesi/cm³] ali krajše [cm⁻³]
 D ... difuzijska konstanta dopantov v siliciju [cm²/s]

Zaradi intenzivnejšega termičnega gibanja pri povišani temperaturi difuzijska konstanta raste s temperaturo, običajno po Arrheniusovi odvisnosti (SI 4.6)

$$D(T) = D_0 e^{-\frac{E_a}{kT}} \quad (4.2)$$

kjer je E_a aktivacijska energija primesi v polprevodniku, D_0 limitna vrednost difuzijske konstante za visoke temperature in T absolutna temperatura [K].



SI 4.6 Arrheniusova temperaturna odvisnost difuzijske konstante

Rezultirajoči difuzijski profil primesi po končani difuziji oz. rešitev diferencialne enačbe en(4.1) je odvisen od načina difuzije oz. robnih pogojev. Praktično vedno je globina celotnega polprevodnika L mnogo večja od globine difuzije oz. vdora primesi in je zato vedno izpolnjen robni pogoj

$$C(x=L, t) = 0 \quad (4.3)$$

Največkrat srečamo v praksi dva tipa difuzije: predepozicija in difuzija v globino (drive-in). Na kratko si bomo ogledali oba postopka.

4.3.1.1 Predepozicija

V tem primeru je v na površini polprevodnika (pri $x=0$) vzdrževana med celotno difuzijo konstantna površinska koncentracija primesi C_s , določena s topnostjo primesi na dani temperaturi difuzije in je torej vedno izpolnjen pogoj

$$C(x=0, t) = C_s \quad (4.4)$$

Rešitev diferencialne enačbe en(4.1) je tedaj komplementarna funkcija pogreška $erfc$ (complementary error function), ki jo najdemo tabelirano [Sze]

$$C(x, t) = C_s \operatorname{erfc}\left(\frac{x}{2L_D}\right) \quad (4.5)$$

kjer je $L_D = \sqrt{Dt}$ difuzijska dolžina dane difuzije, t pa čas (trajanje) difuzije. Slika difundiranega profila primesi po predepoziciji je prikazana na SI 4.5.

4.3.1.2 Difuzija v globino

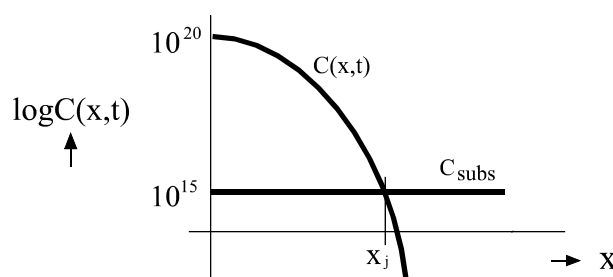
V primeru postopka difuzije v globino (drive-in) je na začetku v površinski sloj polprevodnika na nek način (npr. predepozicija ali ionska implantacija) vnesena neka količina primesi, kar opišemo kot doza Q , ki podaja število vseh vnesenih primesi na enoto površine [cm^{-2}]. Ta površinski profil primesi služi kot površinski izvor primesi v nadaljnjem postopku difuzije v globino. Doza Q se pri tem med difuzijo v globino ne spreminja ($Q = \text{const}$). Praktično je to izvedeno s tem, da se površino polprevodnika (pri $x = 0$) zapre z neko neprepustno plastjo kot j npr. silicijev oksid ali nitrid. Izhajanja primesi iz polprevodnika v tem primeru torej ni in zato velja robni pogoj

$$\frac{\partial C}{\partial x}(x=0, t) = 0 \quad (4.6)$$

Rešitev diferencialne enačbe en(4.1) je pri opisanih robnih pogojih Gaussova porazdelitev

$$C(x, t) = Q \text{ Gauss} \left(\frac{x}{2 L_D} \right) \quad (4.7)$$

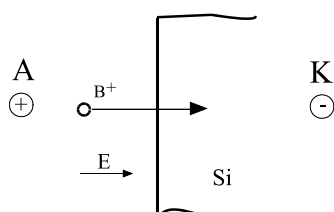
Slika rezultirajočega Gaussovega profila primesi je prikazana na Sl 4.7. Zaradi velikih sprememb koncentracij primesi, tipično za nekaj redov velikosti, so grafi profilov običajno podani v semilogaritemskem merilu. Na ordinati so nanesene na Sl 4.7 za boljše predstavo še tipične vrednosti nastopajočih koncentracij. Na sliki je prikazana tudi globina PN spoja (junction) x_j , ki je določena s točko, kjer se izenačita dopiranje osnovnega substrata C_{subs} in difundirani profil primesi $C(x, t)$.



SI 4.7 Semilog graf Gaussovega profila primesi in globina spoja x

4.3.2 IONSKA IMPLANTACIJA

Opis: Ionizirani atomi primesi (npr. B^+) so pospešeni v močnem električnem polju E proti polprevodniškemu substratu (SI 4.8). Zaradi visokih energij, tipično 10- 1000keV , primesi prodirajo v globino substrata.



SI 4.8 Ionska implantacija primesi

Postopek se imenuje ionska implantacija, pogosto pa kar kratko implantacija, napravi - pospeševalniku pa pravimo v tem primeru implanter. Zaradi statistično porazdeljenih kinetičnih energij vpadlih ionov primesi, zaradi njihovih naključnih trkov itd. ima implantirani profil primesi Gaussovo porazdelitev (SI 4.9), ki ga opisuje enačba

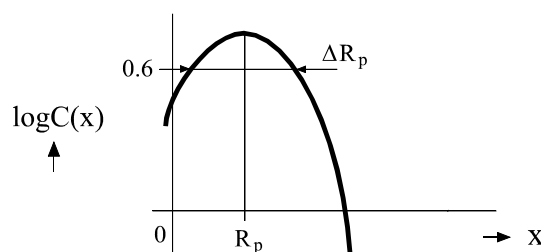
$$C(x) = \frac{S}{2 \Delta R_p} e^{-\frac{(x-R_p)^2}{2 \Delta R_p^2}} \quad (4.8)$$

kjer je Q ... število implantiranih atomov primesi na enoto površine (doza) [cm^{-2}]

R_p ... doseg (Projected Range) oz. globina vrha (peak)

ΔR_p ... širina Gaussove porazdelitve pri 60% maksimalne vrednosti

Višja napetost v pospeševalniku ima za posledico višjo energijo ioniziranih primesi, ki zato prodrejo globlje v strukturo, doseg R_p se poveča. Iz implantacijskih tabel dobimo zvezo med vrsto ionizirane primesi, napetostjo/energijo, materialom substrata in dosegom R_p ter drugimi parametri implantiranega profila.



SI 4.9 Gaussova porazdelitev implantiranega profila primesi

Popuščanje (Annealing): Takoj po implantaciji velik del primesi se ne zaseda pravih mest v kristalni rešetki polprevodnika, zato te primesi niso električno aktivne in polprevodnik nima potrebnih lastnosti. Problem rešimo s postopkom popuščanja, pri katerem polprevodnik izpostavimo za krajši čas (tip. 30min) visoki temperaturi (tip. 900 - 1100°C). Na visoki temperaturi se atomi primesi umeščajo na primerna mesta v kristalni rešetki in s tem dobijo zaželjene lastnosti dopanta. Včasih zato pravimo temu postopku tudi aktivacija primesi.

4.3.3 TERMIČNA OKSIDACIJA

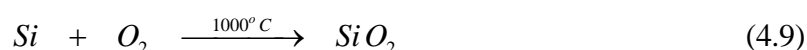
Uvod

Pri termični oksidaciji polprevodniški substrat, običajno silicijevo ploščico, na visoki temperaturi (tip. 800 - 1100°C) izpostavimo oksidativni atmosferi. Pri tem pride do oksidacije površinskega dela polprevodnika.

Pri termični oksidaciji silicija srečamo dva načina termične oksidacije: suha(Dry) in mokra(Wet) oksidacija.

Suha oksidacija (Dry Oxidation)

V tem primeru se Si ploščica nahaja v ambientu čistega (suhega) kisika O_2 in oksidacija poteka po reakciji



Mokra oksidacija (Wet Oxidation)

V tem primeru se Si ploščica nahaja v ambientu nasičene vodne pare H_2O in oksidacija poteka po reakciji



Termični dioksid SiO_2 , poznan bolj pod imenom kvarc, je zelo stabilen, kvaliteten material z odličnimi dielektričnimi, termičnimi in mehanskimi lastnostmi, ki je našel veliko uporabnost v mikroelektroniki kot npr.

- maskirna plast pri selektivni difuziji ali implantaciji
- izolatorska plast pri metalizaciji
- dielektrična plast v kondenzatorjih (MOS: Metal-Oxide-Semiconductor itd.)
- pasivacijska in zaščitna plast (električna, mehanska, klimatska zaščita)
- piezoelektrična plast pri piezoelektričnih elementih

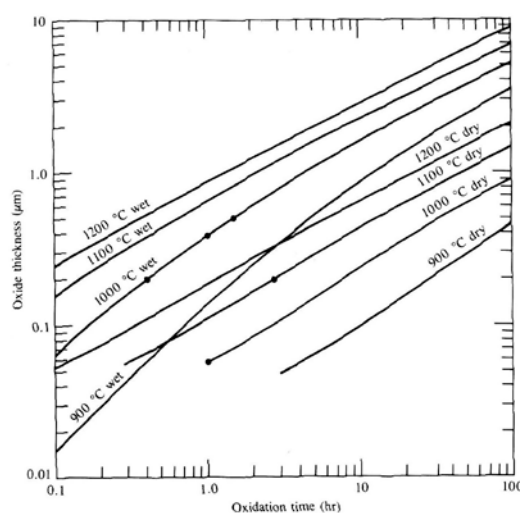
Rast oksida pri termični oksidaciji opisuje enačba

$$x_{ox}^2 + A x_{ox} = B (t_{ox} + \tau_0) \quad (4.11)$$

kjer je x_{ox} ... debelina oksida
 t_{ox} ... čas oksidacije
 τ_0 ... čas oksidacije začetnega oksida
 A, B ... konstanti termične oksidacije, naraščata z rastočo temperaturo in s tem raste tudi debelina oksida

Ker so molekule vode H_2O precej manjše od molekul kisika O_2 , hitreje prodirajo skozi že zrasli oksid do površine silicija, kjer poteka reakcija in je zato mokra oksidacija hitrejša kot suha. Po drugi strani so lastnosti suhega oksida v splošnem boljše od mokrega (manj defektov oz. stanj, boljše dielektrične lastnosti itd). Zato se običajno uporabita obe vrsti oksidacije v vrstnem redu suha - mokra - suha (dry - wet - dry). Začetna in končna suha oksidacija poskrbi za večjo kvaliteto, mokra pa za hitrejšo rast oz. večjo debelino oksida. Zlasti je pomembna končna suha oksidacija, pri kateri nastane oksid na vmesni meji (interface) oksid - polprevodnik.

Diagram na Sl 4.10 podaja debelino oksida pri suhi in mokri oksidaciji v odvisnosti od temperature in časa.



SI 4.10 Debelina oksida v odvisnosti od temperature in časa pri suhi(O_2) in mokri(H_2O) oksidaciji[Goe]

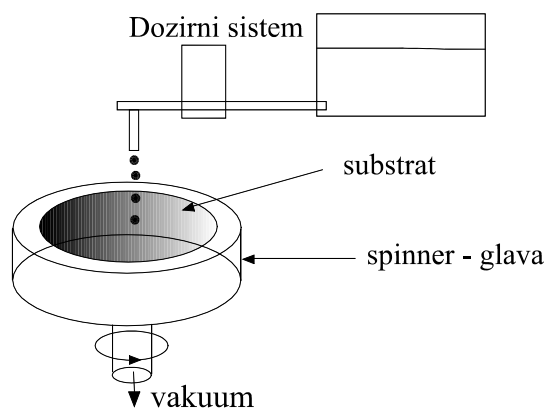
Poseben problem pri termičnih oksidih SiO_2 so mehanske napetosti, ker ima oksid zaradi vgrajenega kisika O_2 za 45% večji volumen kot prvotni silicij! Zato nastali oksid razteguje kristalno mrežo silicijevega substrata in obratno, oksid je stisnjen zaradi osnovnega silicija. V oksidu je torej prisotna znatna mehanska tlačna napetost (compressive strain) in v siliciju znatna mehanska natezna napetost (tensile strain). Zato lahko pride pri debelih oksidih zaradi prevelikih mehanskih napetosti do poškodb strukture (razpoke, drugi defekti) in so debeline termičnih oksidov navzgor omejene ($x_{ox} < 2\mu m$).

4.3.4 NANAŠANJE TANKIH PLASTI

Tanke plasti (thin films) igrajo važno vlogo pri izdelavi mikrostruktur. Pri realizaciji mikrostruktur srečamo različne tanke plasti kot npr. dielektrične oz. izolatorske, prevodne oz. metalizacijske, polprevodne, feroelektrične, fotoobčutljive (fotorezist), steklene idr. . Ogleдали si bomo nekatere najvažnejše metode nanašanja (deposition) tankih plasti.

4.3.4.1 Spin-on depozicija

Opis: Na začetku je osnovni material bodočega filma raztopljen v hlapljivem topilu. Na površino substrata nanesemo primerno število kapljic raztopine (SI 4.11) in nato zarotiramo substrat na napravi za rotacijo ploščic (spinner), tipično z nekaj 10^3 RPM (Rotations Per Minute). Na površini ostane tanka plast raztopine, topilo naglo izhlapi in ostane tanek nanesen film osnovnega materiala. Film nato se utrdim s pečenjem na povišani temperaturi (tip. 100 – 200 °C).



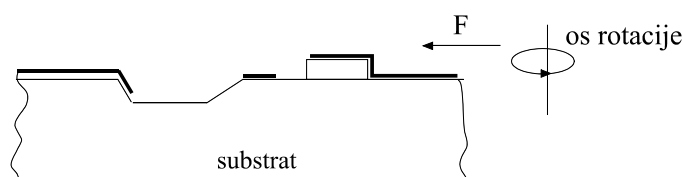
SI 4.11 Spin-on depozicija

Debelina filma je določena predvsem s številom obratov in viskoznostjo raztopine, ki je odvisna od % dodanega topila. S spin-on depozicijo lahko realiziramo tako tanke filme (tip. 0.1 - 1 μ m) kot debele filme (tip. 10 - 100 μ m).

Problemi pri spin-on filmih:

1) V spin-on filmih obstojajo v primerjavi z drugimi metodami depozicije običajno relativno visoke mehanske napetosti, kar je posledica izhajanja topila iz nanesenega filma. To lahko pri predebelih filmih povzroči pokanje in odstopanje filma. Zato je metoda primerna za realizacijo tanjših filmov. Za realizacijo debelejših filmov včasih do določene mere pomaga večkratni nanos tanjših filmov in vmesno sušenje.

2) Pri spin-on nanosu je kritično tudi prekrivanje substrata s filmom v primeru stopnic na površini substrata (step coverage), kot prikazuje SI 4.12. Izkustveno je znano, da spin-on depozicija odpove, ko stopnice postanejo višje od 2 - 3 debelin filma.

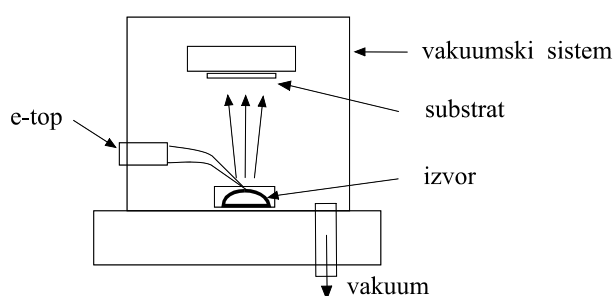


SI 4.12 Problem prekrivanja stopnic pri spin-on depoziciji

4.3.4.2 Naprevanje

Opis: Pri postopku naprevanja (Evaporation) material za depozicijo (izvor) v vakuumu najprej močno segrevamo, da se stali, nato zavre in izpareva, izhajajoče pare se kondenzirajo na substratih (SI 4.13) in tvorijo tanko nanoseno plast. Energijo za segrevanje izvora lahko dovedemo z elektronskim topom (e-gun) ali z uporovno segrevano ladjico. Pri e-topu curek elektronov pospešimo in fokusiramo na izvor (SI 4.13), zaradi velike gostote kinetične energije vpadajočih elektronov se izvor lokalno stali in izpareva. Druga možnost je uporovno greta ladjica, običajno v obliki poglobljenega uporovnega traku iz primerne materiala npr. wolframa (tungsten). Skozi ladjico teče velik električni tok, prejeta moč segrevanja $P = I^2R$ povzroči močno segrevanje ladjice in s tem taljenje izvora.

Debelina filma je določena z močjo segrevanja, ki določa hitrost izparevanja ter s časom depozicije.



SI 4.13 Naprevanje v vakuumu

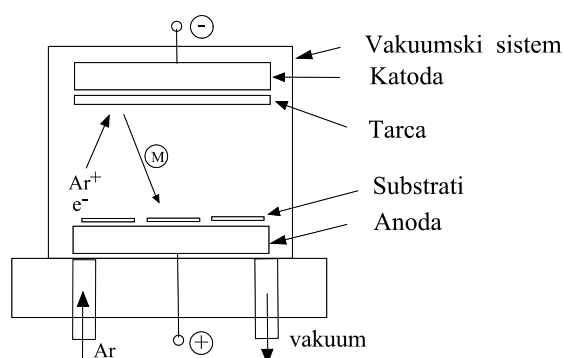
Problem pri naprevanju je slabo pokrivanje stopnic (step coverage), ker imamo v tem primeru točkast izvor (SI 4.13) in je senčenje stopnic vedno prisotno. V določeni meri lahko problem odpravimo z rotacijo substratov med depozicijo, na posebnem rotirajočem podstavku (carousel).

Slabosti: V splošnem imajo neparjeni filmi polikristalno strukturo, torej neurejeno strukturo, sestavljeno iz množice majhnih kristalov. Običajno so v neparjenih filmih prisotne znatne mehanske napetosti, zato je metoda primerna za realizacijo tanjših plasti.

Prednosti: Naprevanje je primerna metoda za depozicijo mnogih metalnih in dielektričnih materialov. Temperature substratov pri depoziciji so relativno nizke.

4.3.4.3 Naprševanje

Opis: Pri postopku nanašanja tankih plasti z naprševanjem (Sputtering) v vakuumski sistem (Sl 4.14) injiciramo inerten plin, npr. argon Ar ali helij He. Priključimo visoko enosmerno (DC) ali izmenično (AC) radiofrekvenčno (RF) napetost. Pri nizkem tlaku so proste poti dolge, nabiti delci se zato pospešijo do visokih energij in pride do ionizacije plina ($\text{Ar} \rightarrow \text{Ar}^+ + \text{e}^-$). Ioni Ar^+ se pospešujejo proti tarči - katodi, ki je prevlečena z materialom za depozicijo (izvor), tu izbijajo molekule izvora M, ki se usedajo na nasproti ležečih substratih.



Sl 4.14 Naprševanje v vakuumu

Naprševanje dobro pokriva stopnice, ker gre v tem primeru za ploskoven izvor. Pokrivanje stopnic se lahko še izboljša z dodatkom **magnetnega polja (magnetron sputtering)**. Magnetna poljska jakost B in s tem povzročena Lorentzova sila na gibajoč se nabit delec v magnetnem polju $\vec{F} = q \vec{v} \times \vec{B}$ povzroči vrtnčenje ionov in s tem tudi molekul M , kar dodatno izboljša pokrivanje stopnic.

Pri **reaktivnem naprševanju** uvajamo med naprševanjem se razne pline, ki z izbitimi molekulami tvorijo različne reakcije, kar vodi do deponiranih plasti iz reakcijskih produktov.

Pri **vzporednem naprševanju (cosputtering)** imamo v sistemu več tarč hkrati, taki da poteka hkratno naprševanje različnih materialov. Znan tak primer je naprševanje uporabnih plasti NiCr 80/20.

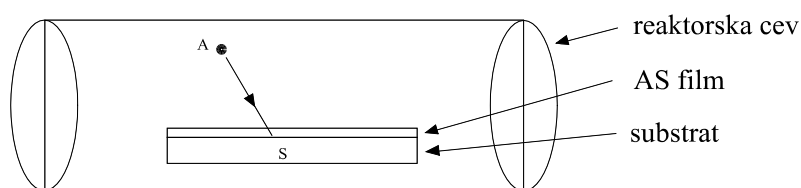
Prednosti: Naprševanje je primerna metoda za nanašanje različnih materialov tako v elementarni obliki (tarča vsebuje le atome nanašanega materiala) kot v molekularni obliki (tarča vsebuje molekule nanašanega materiala), saj pri postopku naprševanja energije niso dovolj velike, da bi prišlo do razbitja molekul. Temperature depozicije so tu relativno nizke.

Slabosti: Pri naprševanju lahko pride na substrate previsoka električna napetost, ki uniči občutljive dele strukture.

4.3.4.4 *Reaktivna rast*

Opis: Pri reaktivni rasti (Reactive Growth) med molekulami plinastega ambienta A in molekulami substrata S (SI 4.15) poteka kemijska reakcija npr. $A + S \rightarrow AS$. Zato na

površini substrata, točneje na vmesni meji (interface) med že zraslim filmom in substratom, raste film reakcijskega produkta AS .



SI 4.15 Reaktivna rast

Tipičen primer reaktivne rasti je že obravnavana termična oksidacija silicija

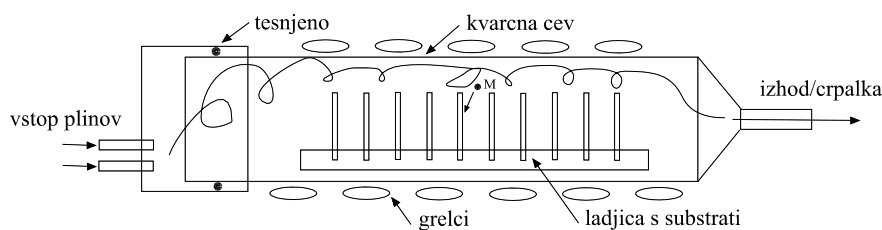


Hitrost rasti filma je pri reaktivni rasti določena oz. omejena s hitrostjo reakcije na vmesnem sloju (interface) film/substrat ter z difuzijo A molekul plina skozi že zrasli film AS do vmesnega sloja.

Ti filmi so odlične kvalitete (čistoča itd.). Včasih pa so problematične mehanske napetosti v zraslih filmih, zaradi razlik v volumnu začetnih in končnih produktov (substrat/film), kar omeji debeline teh filmov na tanke plasti debeline nekaj μm . Znan primer je že omenjena termična oksidacija silicija, ker ima nastali oksidni film zaradi dodatnega vgrajenega kisika za 45% večji volumen kot prvotni silicij v substratu.

4.3.4.5 *Kemijska parna depozicija (CVD)*

Opis: Pri postopku nanašanja s kemijsko parno depozicijo (Chemical Vapour Deposition, CVD) v zatesnjeno kvarčno cev (SI 4.16), kjer se na visoki stabilizirani temperaturi (tip. $1000^\circ C$) nahaja ladjica s substrati, uvajamo primerno mešanico plinov. Zaradi visoke temperature pride v cevi ali do termičnega razpada (pirolize) vstopnih plinov, ali pa poteka kemijska reakcija med vstopnimi plini. Nastali produkt, npr. molekule M , se usedajo na površino substratov in tako povzročijo rast filma.



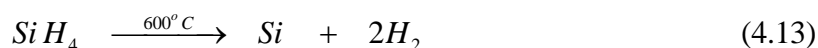
SI 4.16 Kemijska parna depozicija (CVD oz. LPCVD)

4.3.4.6 Nizkotlačna kemijska parna depozicija (LPCVD)

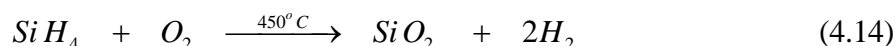
Kadar je na izhodu kvarčne cevi (SI 4.16) priklopljena vakuumška črpalka, vlada v kvarčni cevi nizek pritisk in metodo tedaj imenujemo nizkotlačna kemijska parna depozicija (Low Pressure CVD) oz. kratko LPCVD. LPCVD je ena najpomembnejših metod depozicije. Ti filmi imajo odlične, v mnogih primerih najboljše mehanske in kemijske lastnosti, veliko čistočo, visoko uniformnost, nizke temperature nanašanja itd. Običajna struktura LPCVD filmov je amorfna ali polikristalinična. Mehanske napetosti (stress) so relativno nizke in se jih pogosto da s procesom kontrolirati, včasih od tlačnih do nateznih.

Z metodo LPCVD se realizirajo mnogi uporabni filmi[Kovacs, 85]:

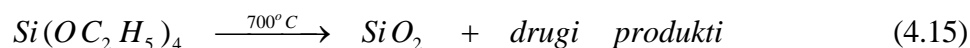
- **polysilicij (polikristalinični silicij):** s pirolizo (termični razpad) plina silana SiH_4 na relativno nizki temperaturi, tip. 600°C



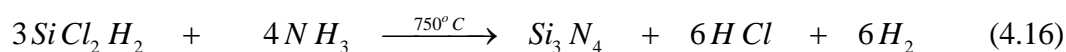
- **silicijev oksid (SiO_2):** lahko dobimo na različne načine, npr. s suho ali mokro termično oksidacijo (en(4.9)(4.10)), kar je v bistvu CVD depozicija in je bilo že obdelano pri termični oksidaciji, ali pa z oksidacijo silana pri precej nizki temperaturi (LTO - Low Temperature Oxide), kar vodi do oksidnih filmov z zmernimi nateznimi napetostmi (tensile stress)



Naslednja možnost je termični razpad TEOS-a (TetraE o |xySylane), kar vodi do oksidnih filmov z nizkimi tlačnimi napetostmi (compressive stress)



- **silicijev nitrid (Si_3N_4):** z reakcijo med plinoma diklorsilanom in amonijakom pri 750°C , kar vodi do kvalitetnih nitridnih filmov



Z LPCVD se realizirajo tudi nekateri filmi, ki so težko izvedljivi z drugimi metodami, kot npr. filmi refraktornih kovin (refractory metals) kot je wolfram (angl. Tungsten) W.

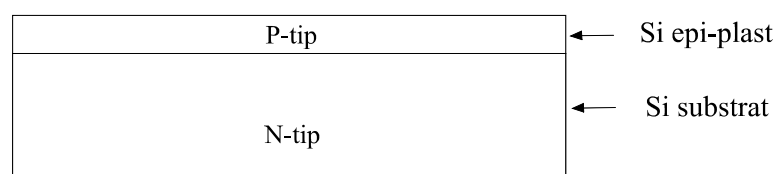
4.3.4.7 Kemijska parna depozicija v plazmi (PECVD)

Ta metoda je podobna CVD depoziciji, le da kemijsko reakcijo dodatno stimuliramo s plazmo (Plasma Enhanced CVD, PECVD). Koristna posledica je večja hitrost depozicije oz. nižja temperatura depozicije za enako hitrost. V primeru večjih hitrosti depozicije so filmi običajno kvalitetnejši, ker je na razpolago manj časa za vgraditev nečistoč iz okolice v rastoči film. Nižje temperature depozicije pa so ugodne, ker se zmanjšajo termične poškodbe strukture ter je omogočena uporaba materialov, ki ne prenesejo visokih temperatur.

Na ta način se lahko realizirajo npr. oksidne plasti SiO_x ($x \sim 2$) že pri izredno nizki temperaturi okrog 200°C .

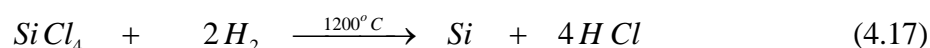
4.3.4.8 Epitaksija

Epitaksija je posebna metoda CVD za izdelavo monokristalnih filmov. Važen primer je epitaksija silicija Si/Si, pri kateri na monokristalnem silicijevem substratu z dano orientacijo in dopiranjem zraste epitaksijska plast monokristalnega silicija z enako kristalografsko orientacijo in poljubnim dopiranjem, kar določa tip in upornost epitaksijske silicijeve plasti (SI 4.17).



SI 4.17 Epitaksija silicija

Pri epitaksiji silicija je rast monokristalne Si epi-plasti določena z reakcijo med vstopajočimi plini



Zaradi visoke temperature in drugih pogojev se atomi silicija vgrajujejo v kristalno mrežo po enakem kristalografskem vzorcu, kot ga ima substrat. Debelina epi-plasti je določena s pogoji med rastjo (temperature, plini..) ter časom depozicije.

Če med epitaksijskim postopkom uvajamo v epi-reaktor še primeren plin, ki vsebuje 3-valentne atome npr. diboran z atomi bora B, dobimo dopirano epi-plast P-tipa. Obratno, če med rastjo epi-filma uvajamo nek plin s 5-valentnimi atomi kot npr. fosfin z atomi fosforja P, dobimo dopirano epi-plast N-tipa. Te postopke lahko tudi ponavljamo v poljubnem vrstnem redu. Na ta način lahko realiziramo zelo kompleksne silicijeve monokristalne večplastne (sendvič) strukture različnih debelin, tipov in dopiranj.

4.3.5 TISKANJE

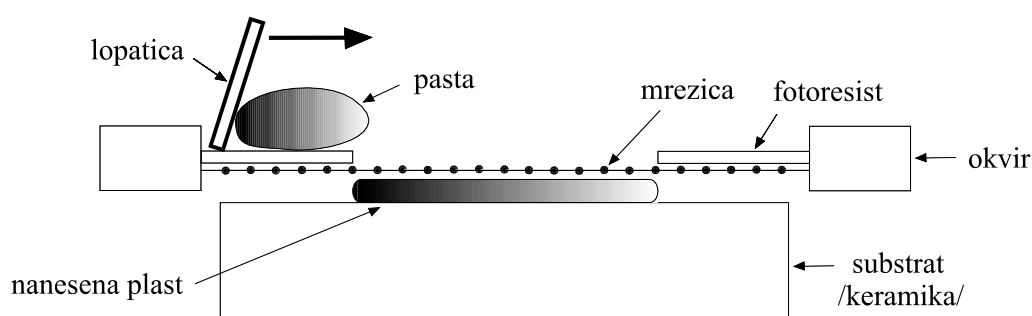
Opis: S postopkom tiskanja (Screen Printing) izdelamo debeloplastne (Thick Film) strukture v že izgotovljeni, končni geometriji. Postopek tiskanja je sestavljen iz naslednjih osnovnih korakov:

1) Priprava paste:

prahu, ki ga sestavljajo zrna osnovnega materiala (npr. metalna, uporovna ali dielektrična), se doda hlapljivo organsko vezivo in dobro premeša

2) Priprava maske:

- na nosilen okvir napnemo fino mrežico
- na mrežico naneseemo fotoresist (svetlobno občutljivo fotoemulzijo)
- fotoresist presvetlimo z UV svetlobo skozi fotomasko, ki vsebuje zaželeno geometrijo strukture
- presvetljeni fotoresist selektivno odstranimo v razvijalcu (nepresvetljeni resist ostane!)
- nanos paste (Sl 4.18): v posebni napravi na rob mrežice naneseemo večjo količino paste in nato z lopatico razmažemo pasto preko celotne površine, podobno kot namažemo margarino na kos kruha. Na mestih, kjer smo fotoresist odstranili, se pasta vtisne skozi mrežico in se tako nanese na substrat - dobimo debelo naneseeno plast, v končni geometriji!
- pečenje: na povišani temperaturi (300 - 600°C) topilo izhlapi, zrna se zlegirajo, plast se utrdi in dobimo trdno, končno strukturo filma.



Sl 4.18 Nanos paste s tiskanjem

Tiskanje je enostaven, hiter, cenen postopek, izvedljiv z enostavno opremo, ki je obenem tudi zelo učinkovit, saj hkrati izvedemo depozicijo plasti in izdelamo njeno geometrijo. Električne lastnosti plasti so v veliki meri odvisne od električnih lastnosti startnega materiala oz. zrn (metalna - za povezave in kontakte, uporovna - za realizacijo uporov, dielektrična oz. izolatorska za kondenzatorje itd.). Deponirane plasti so tu relativno debele (tip. 10 - 100 μ m in več), kar ima za posledico relativno grobe minimalne dimenzije v strukturi tip. 10 - 100 μ m, ker je lateralna resolucija običajno v istem razredu kot so debeline plasti.

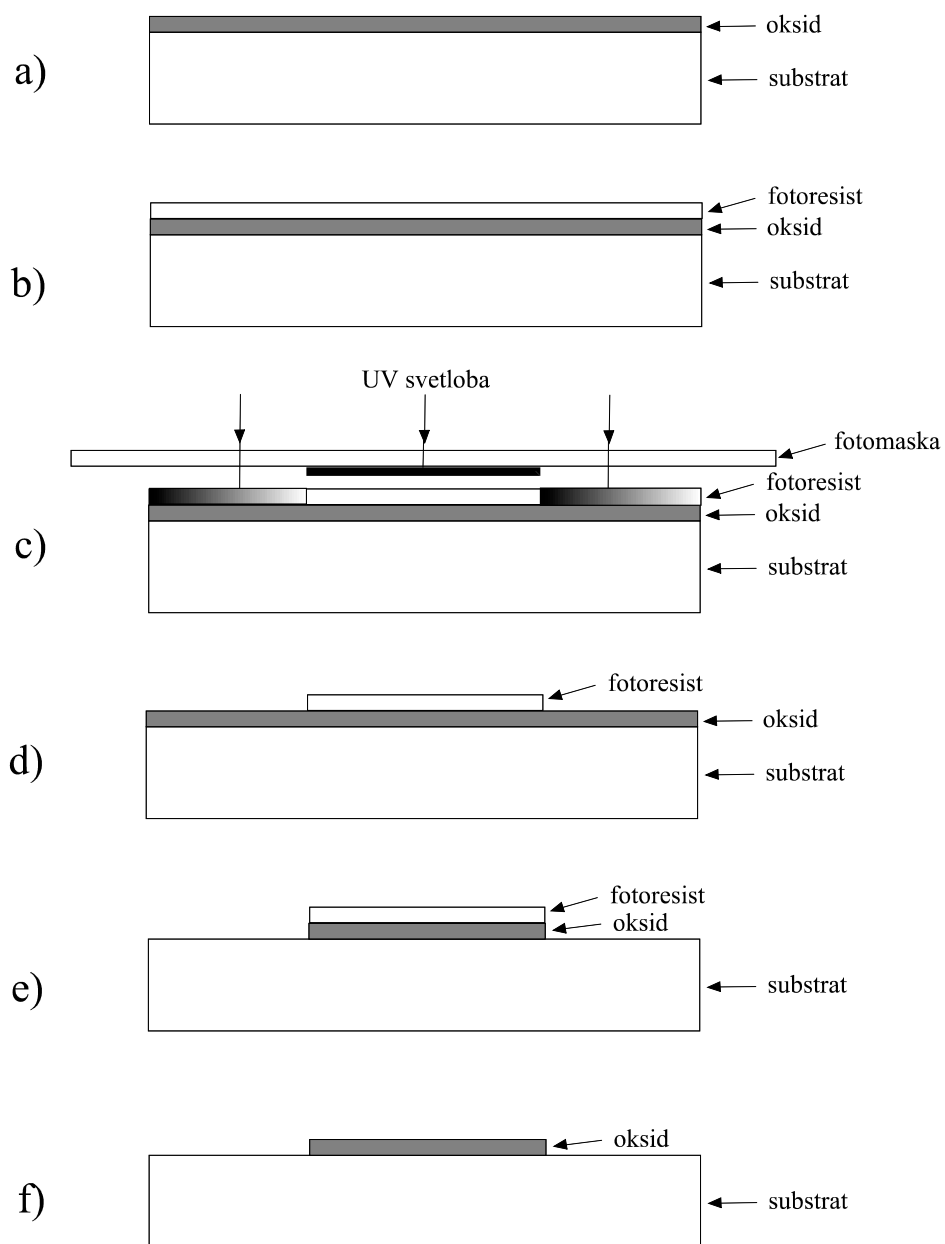
4.3.6 FOTOLITOGRAFIJA

Opis: Fotolitografija (Photolithography) je preoblikovanje uniformnega filma, ki je nanešen kot tanka plast preko celotne površine substrata, v potrebno geometrijo s pomočjo mikrofotografskih postopkov in jedkanja. Obstoja več izvedb fotolitografije:

4.3.6.1 Standardna fotolitografija

Zaradi preglednosti ta osnovni postopek mikroelektronike razdelimo na osnovne korake, kot prikazujejo risbe na Sl 4.19. V tem primeru je končni izdelek izdelana oksidna maska, kot prikazuje Sl 4.19f.

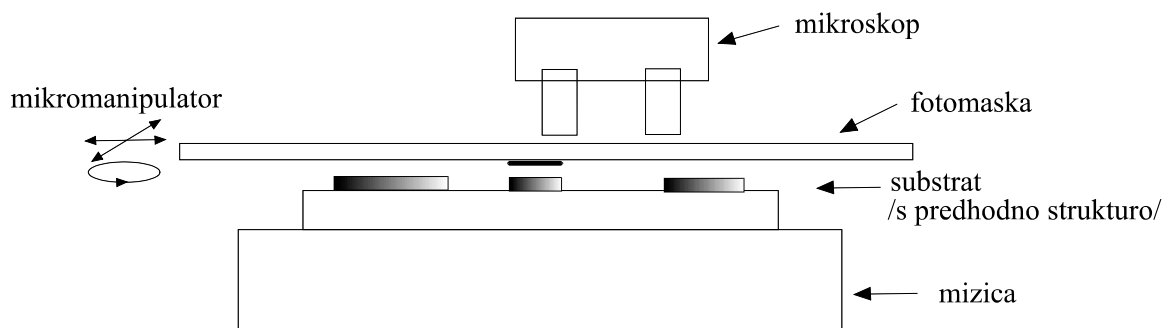
- a) **start:** substrat z uniformno nanesenim filmom, npr. oksid preko celotnega substrata
- b) **nanos fotoresista** (svetlobno občutljiva emulzija, običajno razne organske spojine), največkrat s spin-on depozicijo
- c) **osvetlitev fotoresista** z UV (ultravioletno) svetlobo skozi fotomasko - presvetljeni fotoresist polimerizira in je zato topen v razvijalcu, nepresvetljeni pa ne!
- d) **razvijanje:** substrat potopimo v razvijalec (developer), presvetljeni fotoresist se raztopi, nepresvetljeni pa ne in ostane kot zaščita pri jedkanju
- e) **jedkanje:** substrat potopimo v selektivno jedkalo, ki jedka začetni film (v našem primeru oksid), fotoresista pa ne najeda. Oksid se torej odjedka povsod, kjer ni fotoresista
- d) **odstranjevanje fotoresista:** substrat potopimo v posebno organsko topilo (stripper), ki raztaplja preostali nepresvetljeni fotoresist, oksida pa ne najeda. Po končanem odstranjevanju preostalega fotoresista dobimo končno strukturo - oksidno masko, kot smo jo definirali s fotomasko



SI 4.19 Fotolitografija

4.3.6.2 Nastavljanje fotomask

Kadar na substratu že obstoja delno izgotovljena struktura, je treba fotomasko natančno, pri mikrostrukturah tip. v razredu [μm], nastaviti na predhodno strukturo. To izvedemo z napravo za nastavljanje mask (mask aligner), ki je v osnovi sestavljena iz mikroskopa in $xy\phi$ mikromanipulatorja (SI 4.20). Pod mikroskopom opazujemo hkrati masko in strukturo na substratu ter z mikromanipulatorjem s pomočjo majhnih x,y pomikov ter rotacije ϕ dosežemo prekrivanje obeh.



SI 4.20 Naprava za nastavljanje fotomask

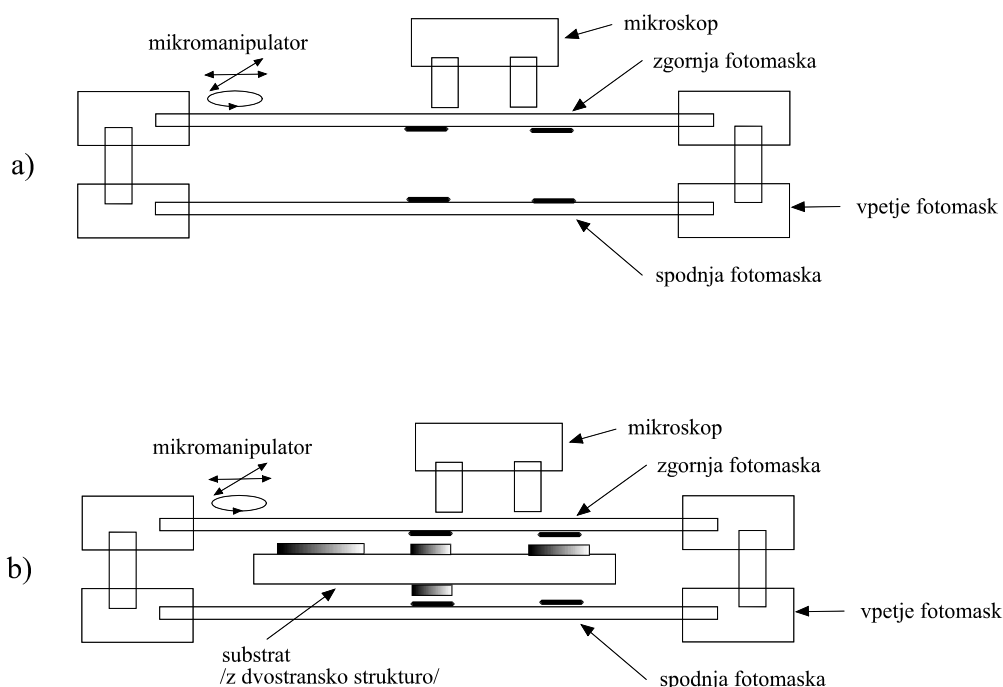
4.3.6.3 Dvostranska fotolitografija

Dvostransko fotolitografijo (Double-side Photolithography) uporabimo, kadar naletimo pri izdelavi 3D mikrostruktur na pogosto zahtevo, izdelati strukture na zgornji in na spodnji strani istega substrata, ki morajo biti medsebojno točno poravnane. To lahko izvedemo na več načinov.

1. Dvostranska fotolitografija s poravnalnikom za dvostransko nastavljanje mask

V tem primeru postopek izvedemo v več korakih:

- v dvostranski poravnalnik (Double-side aligner) vstavimo spodnjo in zgornjo fotomasko ter z mikromanipulatorji pod mikroskopom nastavimo zgornjo fotomasko na spodnjo in jih nato v napravi fiksiramo (SI 4.21a)
- nato v napravo vstavimo substrat z dvostransko strukturo in dvostransko nanesenim fotoresistom ter z mikromanipulatorjem nastavimo pod mikroskopom zgornjo masko na zgornjo strukturo. Pri tem je tudi spodnja avtomatsko nastavljena (SI 4.21b)
- osvetlimo fotoresist z obeh strani z UV svetlobo, itd. (nadaljevanje enako kot pri standardni enostranski fotolitografiji)



SI 4.21 Dvostransko nastavljanje fotomask: a) nastavitev obeh fotomask,

b) nastavitev zgornje fotomaske na substrat

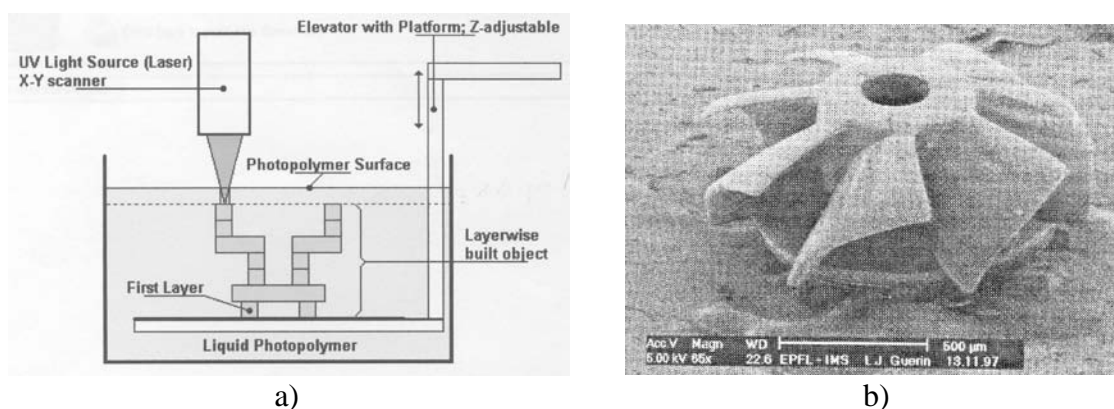
2. Dvostranska fotolitografija z infrardečim mikroskopom

Silicij je transparenten za infrardečo (IR) svetlobo, zato v tem primeru z infrardečim mikroskopom "vidimo" skozi substrat strukturo na spodnji strani. Tako lahko zgornjo fotomasko direktno nastavimo na strukturo na spodnji strani substrata, postopek je enak kot v primeru standardne enostranske fotolitografije.

4.3.6.4 Mikrostereolitografija

Uvod: Mikrostereolitografija služi za izdelavo 3D mikrostruktur – s tem, da gradimo strukturo plast za plastjo.

Opis: osnova je računalniški opis želene 3D strukture, ki podaja zunanje konture telesa. Poseben računalniški program virtualno razreže telo na plasti enake debeline kot je debelina presvetljenega fotopolimera (tip. $10\mu\text{m}$ - $50\mu\text{m}$). V mikrostereolitografski napravi (SI 4.22a) z xy računalniško vodeno mizico z laserskim žarkom presvetlimo površinsko plast fotopolimera oz. rišemo mikrostrukturo, plast za plastjo. Po vsakem risanju ene plasti se mizica potopi za eno debelino presvetljenega fotopolimera. Presvetljeni fotopolimer polimerizira – postane trd. Globina presvetlitve oz. polimerizacije je v resnici rahlo večja od debeline fotopolimera, tako da se polimerizirane plasti med seboj trdno zlepijo. Tako sestavljamo 3D mikrostrukturo plast za plastjo in končno pridemo do želene 3D mikrostrukture. Primer izdelka, mikroturbino, prikazuje SI 4.22b[Fra].



SI 4.22 a) Mikrostereolitografija, b) primer izdelka: mikroturbina[Fra]

4.3.7 JEDKANJE

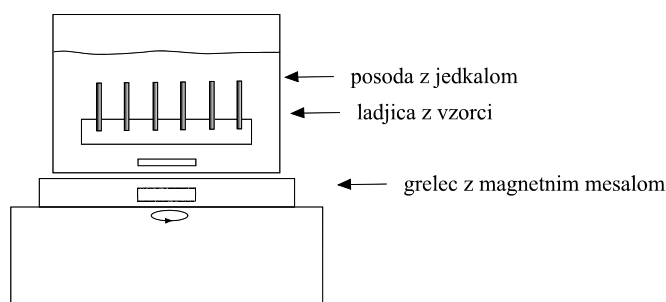
4.3.7.1 Uvod

Jedkanje (Etching) je eden izmed osnovnih postopkov mikroobdelave pri izdelavi 3D mikrostruktur. Ločimo različne načine jedkanja, npr. glede na:

- vrsto jedkala: mokro, suho
- usmerjenost: izotropno, anizotropno
- selektivnost: neselektivno (celotna površina substrata se jedka enako), selektivno (določeni deli površine substrata so zaščiteni z masko - tankim filmom iz materiala, ki se ne jedka oz. se jedka počasneje, zato ščiti(maskira) pod njim ležečo površino, jedkajo se torej le nezaščiteni deli površine)

4.3.7.2 Mokro jedkanje

Pri mokrem jedkanju (Wet Etching) je jedkalo tekočina, ki najeda vzorec, zaradi kemijske reakcije vzorec/jedkalo (SI 4.23).



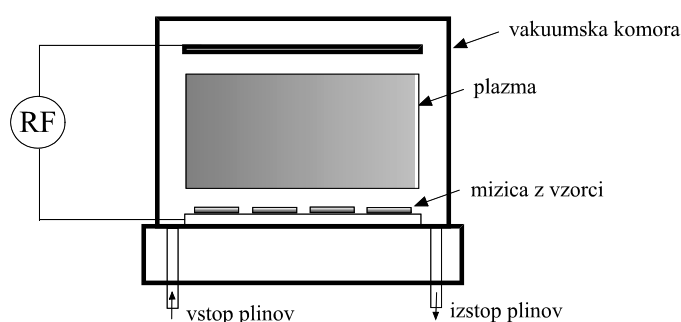
SI 4.23 Mokro jedkanje

Globina jedkanja x je določena s hitrostjo jedkanja (Etch Rate) R [$\mu\text{m}/\text{min}$] in časom jedkanja t [min]

$$x = R t \quad (4.18)$$

4.3.7.3 Suho jedkanje

Pri suhem jedkanju (Dry Etching) je položaj podoben kot v prejšnjem primeru, le da je tu jedkalo mešanica agresivnih plinov, ki najedajo vzorec. Včasih zaradi povečanja hitrosti jedkanja R dodamo stimulacijo jedkalne reakcije s plazmo (SI 4.24). Reakcijski produkti so običajno tudi v plinastem stanju in agresivni, zato reakcija poteka v zaprtem prostoru in varnem odsesavanju, ki se običajno zaključi z napravo za čiščenje in neutralizacijo reakcijskih produkto (scrubber).



SI 4.24 Suho jedkanje

4.3.7.4 Izotropno jedkanje

Pri izotropnem jedkanju (Isotropic Etching) je hitrost jedkanja R v vseh smereh enaka. V idealnem primeru (SI 4.25a) je torej hitrost jedkanja v lateralni smeri R_{lat} enaka hitrosti jedkanja v vertikalni smeri R_{vert} in velja

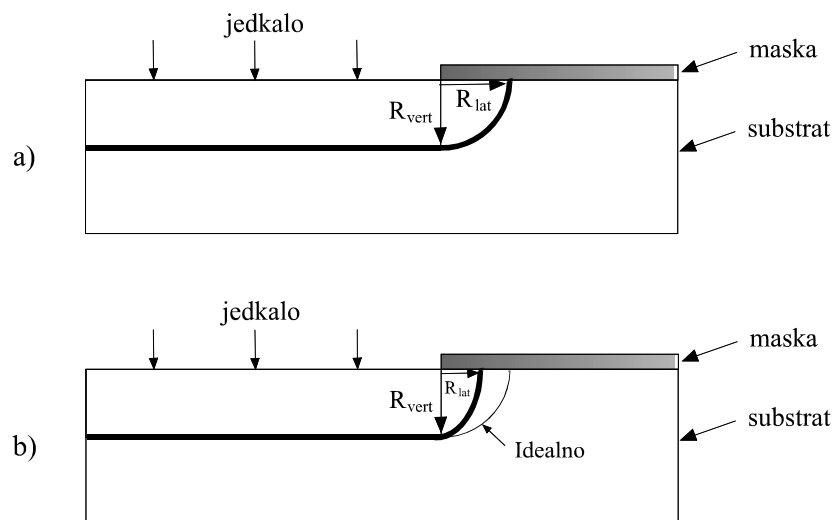
$$\frac{R_{lat}}{R_{vert}} = 1 \quad (4.19)$$

Spodjedkavanje je tedaj enako globini jedkanja. Jedkalna fronta ob robu maske je torej v tem primeru del kroga.

V realnem primeru izotropnega jedkanja je hitrost jedkanja v lateralni smeri R_{lat} običajno manjša od hitrosti jedkanja v vertikalni smeri R_{vert} (SI 4.25b). Vzrok je v slabšem mešanju oz. osvežitvi jedkala v malih žepkih spodjedkavanja in posledično manjša hitrost jedkanja v teh področjih. Običajno nezaželeni pojav spodjedkavanja je zato v realnem primeru celo manjši od idealnega primera. V praksi običajno velja

$$\frac{R_{lat}}{R_{vert}} = 0.50 \div 0.75 \quad (4.20)$$

Obstojajo pa tudi anomalni primeri, ko nastali jedkalni koprodukti pospešujejo jedkanje in je zato zaradi slabega mešanja v spodjedkanih žepkih hitrost jedkanja v lateralni smeri R_{lat} lahko precej večja od hitrosti jedkanja v vertikalni smeri R_{vert} in velja $R_{lat}/R_{vert} \gg 1$. Spodjedkavanje je tedaj lahko včasih zelo močno.



SI 4.25 Izotropno jedkanje: a) idealen primer, b) realen primer

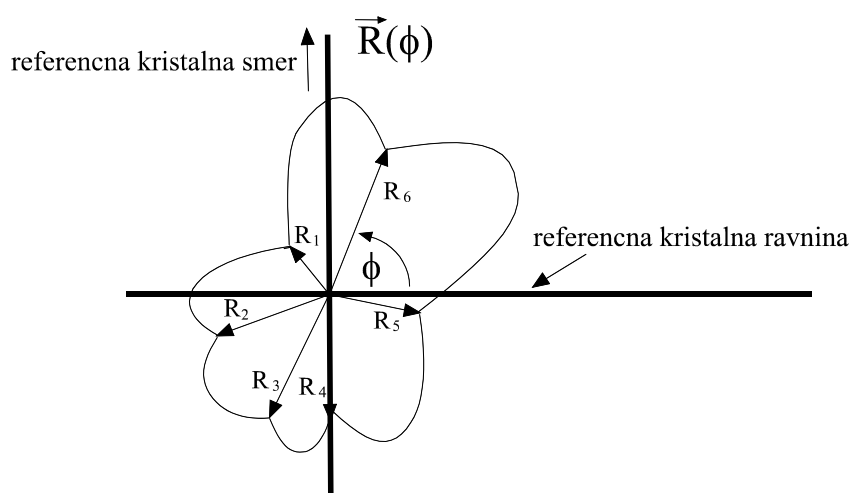
4.3.7.5 Anizotropno jedkanje

Pri anizotropnem jedkanju (Anisotropic Etching) je hitrost jedkanja R različna v različnih kristalografskih smereh. Hitrost jedkanja je odvisna od energije atomskih vezi in njihove ploskovne gostote v določeni smeri, ki jih mora jedkalo razbijati. Kristalne ravnine z veliko močno vezanimi atomi bodo imele majhno hitrost jedkanja R in obratno.

Fronto anizotropnega jedkanja določimo lahko s pomočjo grafa smerne odvisnosti hitrosti jedkanja v kristalu $\vec{R}(\varphi)$ z Wolffovo konstrukcijo[Sze,40].

1. Graf smerne odvisnosti hitrosti jedkanja v kristalu $\vec{R}(\varphi)$

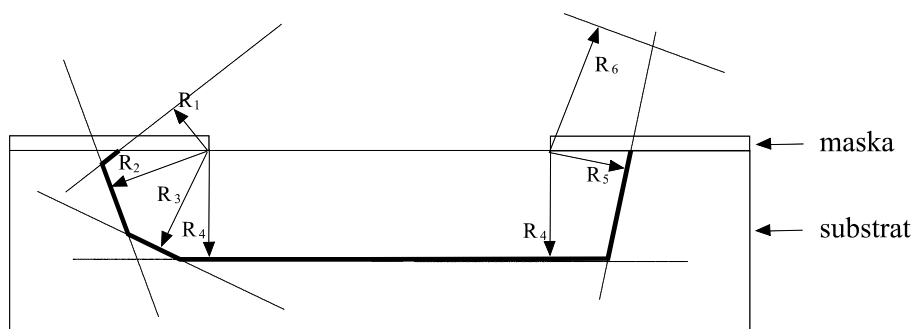
V tem primeru gre za polarni graf hitrosti jedkanja, ki podaja izmerjene vrednosti \vec{R} v odvisnosti od smeri v kristalu proti neki referenčni smeri oz. od vmesnega kota φ . Graf se eksperimentalno določi s pomočjo jedkanja posebnih testnih struktur. Tipičen graf $\vec{R}(\varphi)$ je prikazan na SI 4.26.



SI 4.26 Graf smerne odvisnosti hitrosti jedkanja v kristalu[Sze,40]

2. Wolffova konstrukcija jedkalne fronte

Jedkalna fronta je določena[Sze,40] oz. omejena z minimalnimi jedkalnimi hitrostmi, ki nastopajo v določenih smereh R_i ($R_1 - R_6$ na SI 4.26) oz. z globinami jedkanja $x_i = R_i t$, kjer je t čas jedkanja. Če torej pravokotno na vektorje minimalnih hitrosti ($R_1 - R_6$ na SI 4.26) potegnemo ravnine, dobimo tako ravnine minimalnega jedkanja v danih smereh oz. omejitev jedkalne fronte. Celotno jedkalno fronto dobimo kot presečišča teh ravnin minimalnega jedkanja (debela linija, SI 4.27). Z naraščajočim časom jedkanja jedkalna fronta prodira v globino substrata, njena oblika pa se ne spreminja.



SI 4.27 Wolffova konstrukcija jedkalne fronte[Sze,40]

3. Anizotropno jedkanje silicija

Običajno jedkalo je v tem primeru kalijev lug KOH . Jedkalna hitrost R je največja v smereh $\langle 100 \rangle$, $\langle 110 \rangle$, najmanjša pa v smeri $\langle 111 \rangle$ in velja

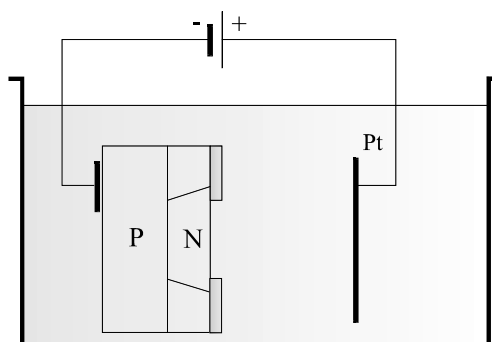
$$R_{\langle 100 \rangle} \gg R_{\langle 110 \rangle} \gg R_{\langle 111 \rangle} \quad (4.21)$$

Selektivnost jedkanja dveh kristalnih ravnin oz. smeri je definirana kot razmerje hitrosti jedkanja R v teh smereh, npr.

$$S_{\langle 100 \rangle / \langle 111 \rangle} = \frac{R_{\langle 100 \rangle}}{R_{\langle 111 \rangle}} \gg 1 \quad (4.22)$$

Poleg kristalografskih se izkoriščajo še drugi vplivi na hitrost jedkanja, npr.:

- področja, močno dopirana s primesmi bora B , se jedkajo počasi
- jedkanje se ustavi na zaporno polariziranem PN spoju (Electrochemical Etch Stop), kot prikazuje SI 4.28. Na ta način se lahko npr. na epitaksijskih PN substratih realizirajo dobre membrane



SI 4.28 Ustavitev jedkanja s PN spojem (PN Junction Etch-stop)

- selektivno jedkanje skozi masko: silicijev oksid SiO_2 in silicijev nitrid Si_3N_4 se v večini jedkal za silicij jedkata zelo počasi, zato lahko služita kot dobra zaščita oz. maska pri mikroobdelavi silicija. Nekaj osnovnih materialov pri mikroobdelavi, njihova jedkala in maske prikazuje Tabela 4.1.

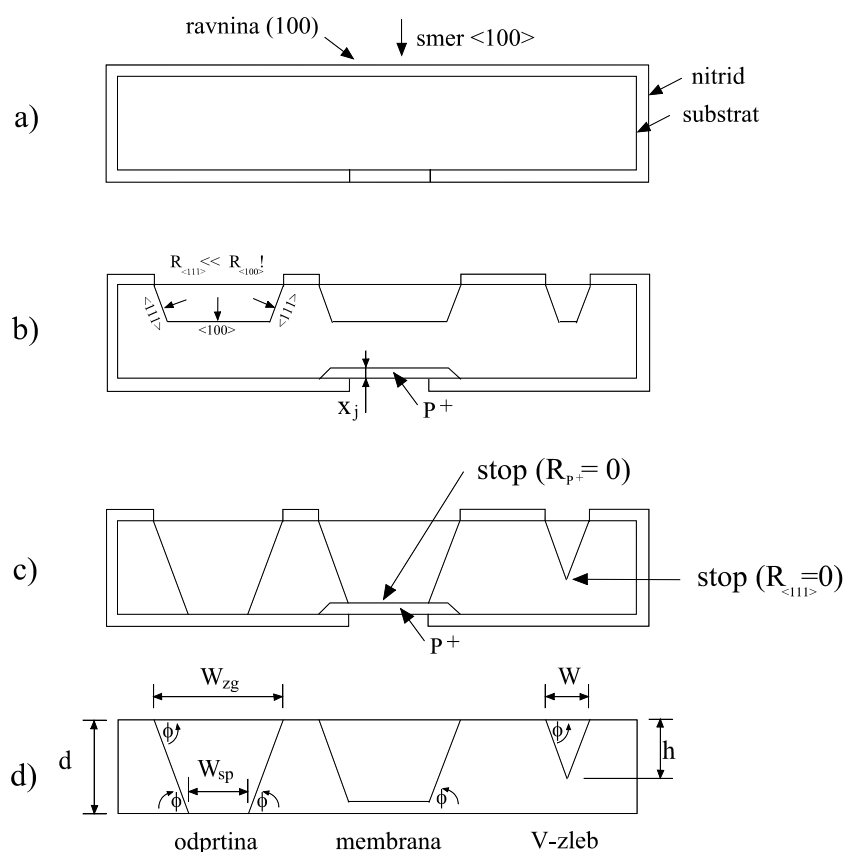
Tabela 4.1. Osnovni materiali pri mikroobdelavi, njihova jedkala, maskirna plast in hitrost jedkanja

Material	Jedkalo	Maska	Hitrost jedkanja R
Si	KoH/H ₂ O(anizotr.)	Si ₃ N ₄ , Au	1 μm/min
	HF/HNO ₃ /CH ₃ COOH(izotr.)	Si ₃ N ₄ , Au	5 μm/min
SiO ₂	NH ₄ /HF 6:1	Fotoresist	0,1 μm/min
SiO ₂	H ₃ PO ₄ (fosforna kislina)	SiO ₂ (CVD)	0,05 μm/min(165°C)
Al	HCl/H ₂ O	Fotoresist	2 μm/min
Au	KJ+J ₂ +H ₂ O	Fotoresist	1 μm/min

4.3.7.6 Primer mikroobdelave: Izdelava 3D strukture

Na osnovi obravnavanih postopkov mikroobdelave bo prikazan postopek izdelave 3D strukture, ki vsebuje nekaj osnovnih mikrostruktur - odprtino, membrano in V-žleb. Postopek izdelave razdelimo v naslednje korake (Sl 4.29):

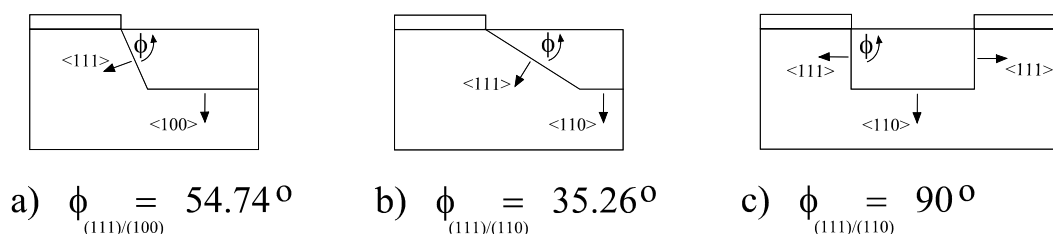
- start: (100) Si ploščica (Sl 4.29a)
Na površini ploščice je torej ravnina (100) oz. pravokotnica na površino ploščice je v tem primeru smer <100>.
- depozicija nitrida: LPCVD
- fotolitografija spodaj: odpremo odprtino za difuzijo P⁺ (Sl 4.29a)
- difuzija P⁺ (Sl 4.29b): za ustavitev jedkanja na P⁺. Globina spoja x_j določa debelino membrane.
- fotolitografija zgoraj: odprtine za jedkanje silicija. Rob maske mora biti nastavljen paralelno z ravnino (111), kar določimo s pomočjo oznake na ploščici - odrezanega dela ploščice (Flat). Na ta način pri jedkanju odpremo tudi ravnino (111) (Sl 4.29b).
- jedkanje silicija: selektivno - jedkajo se le odkriti, nezaščiteni deli silicija, z nitridom zaščiteni deli pa ne. Strukturo na polovici jedkanja prikazuje Sl 4.29b, izgotovljeno strukturo (odprtina, membrana, V-žleb) po končanem jedkanju pa Sl 4.29c.
- jedkanje nitrida: nitrid v celoti odstranimo (konec postopka, Sl 4.29d)



SI 4.29 Izdelava 3D strukture z odprtino, membrano in V-žlebobom na (100) siliciju

4.3.7.7 Načrtovanje geometrije 3D mikrostruktur

Kot ϕ v 3D strukturi (SI 4.29) je določen z geometrijo kristalnih ravnin v kristalu. Na SI 4.30 so prikazane nekatere možnosti pri različnih kombinacijah kristalnih ravnin.



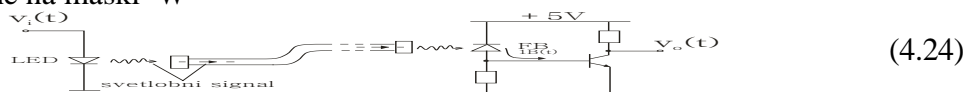
SI 4.30 Geometrijske razmere v mikrostrukturah za primer: a) ravnine (111) na (100), b) ravnine (111) na (110), c) ravnine (111) na (110)

Določevanje geometrijskih parametrov mikrostruktur na SI.4.30 poteka ob uporabi osnovnih trigonometričnih pravil:

a) Zaradi enostavne geometrije, ki vlada med ravninama (111) in (100), kot prikazuje SI 4.31a, velja

$$\operatorname{tg} \varphi_{\langle 111 \rangle / \langle 100 \rangle} = \frac{\sqrt{2}}{1} \quad \text{oz.} \quad \varphi_{\langle 111 \rangle / \langle 100 \rangle} = \operatorname{arctg} \sqrt{2} = 54.74^\circ \quad (4.23)$$

Globina V-žleba h (SI 4.29d) je na osnovi podobne geometrije (SI 4.31b) določena kar s širino odprtine na maski W



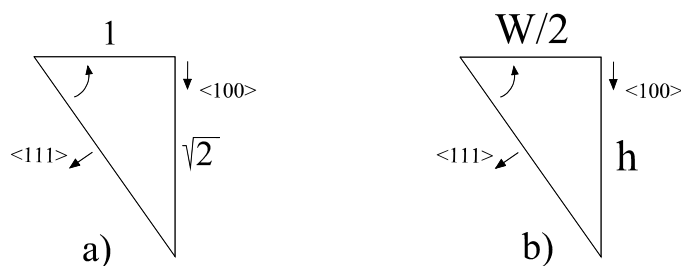
Velikost odprtine oz. točneje spodnja dimenzija odprtine W_{sp} (SI 4.29d) je določena z odprtino na maski W_{zg} , zmanjšani za zožanje W , ki ga lahko dobimo kar iz prejšnje obravnave žleba ob upoštevanju, da je v tem primeru globina žleba h enaka debelini ploščice d

$$W_{sp} = W_{zg} - d\sqrt{2} \quad (4.25)$$

Debelina membrane (SI 4.29d) je v tem primeru enostavno določena le z globino spoja P-difuzije x_j .

b) Na podoben način bi lahko obravnavali načrtovanje geometrije mikrostruktur v primeru ravnin (111) in (110). Rezultati so podobni, le da so strukture zaradi manjšega kota ϕ v tem primeru položnejše oz. plitvejše.

c) V primeru ravnin (111) na (110) je kot $\phi = 90^\circ$, kar omogoča izdelavo strmih, globokih struktur.



SI 4.31 Podrobne geometrijske razmere za primer ravnine (111) na ravnini (100)

4.3.8 LASERSKA MIKROOBDELAVA

4.3.8.1 Uvod

Laserska mikroobdelava je v stalnem porastu in po pričakovanjih naj bi se ta trend še nekaj časa nadaljeval. Laser je izvor koherentne svetlobe oz. elektromagnetnega valovanja.

Različne vrste laserjev se ločijo med seboj predvsem glede na kontinuirni ali pulzni način delovanja in po valovni dolžini oddane svetlobe ter s tem povezane absorpcije v raznih materialih[Gar]. V splošnem mora imeti pri mikroobdelavi uporabljena svetloba močno absorpcijo v obdelovanem materialu, da pride do absorpcije energije vpadle svetlobe in s tem do močnih (lokalnih) segrevanj itd. V nasprotnem primeru gre svetloba nemoteno skozi vzorec brez efektov in laserska mikroobdelava ni možna.

Obstoja več vrst laserjev, običajno jih delimo po svetlečem (lasing) materialu. V nadaljevanju si bomo ogledali najprej klasična CO₂ in Nd:YAG laserja, nato pa še novejše excimer laserje.

4.3.8.2 Mikroobdelava s CO₂ laserjem

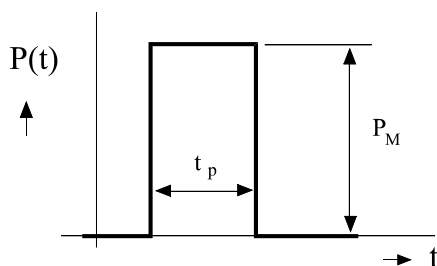
V tem primeru je svetleči material v plinasti obliki, plin CO₂. Valovna dolžina pri tem plinastem laserju znaša $\lambda = 10.6\mu\text{m}$, torej se nahaja v daljnem infrardečem področju - FIR (Far Infra Red). Za primerjavo, vidna svetloba ima valovno dolžino $\lambda = 0.3 - 0.8\mu\text{m}$. FIR svetloba se močno absorbira v steklih in polimerih, zato je v teh materialih tudi zelo uporabna za mikroobdelavo. Leče optičnega sistema za uspešno obdelavo žarka morajo biti v tem primeru iz cinkovega selenida ZnSe.

Ta vrsta laserja je izvor kontinuirnega žarka velikih moči (tip. 20kW).

4.3.8.3 Mikroobdelava z Nd:YAG laserjem

V primeru Nd:YAG laserja je svetleči material z neodimom(Nd) dopirani itrij-aluminijev granat(YAl Garnet). Valovna dolžina znaša v tem primeru $\lambda = 1.06\mu\text{m}$, torej se nahaja v infrardečem področju - IR (Infra Red). Krajša valovna dolžina kot pri CO₂ laserju omogoča zaradi manjše absorpcije v steklu v optičnem sistemu uporabo steklenih leč.

Ta vrsta laserja služi kot izvor kratkotrajnih svetlobnih pulzov velikih moči (SI 4.32). Tipična dolžina pulzov t_p je v razredu [ns], amplitude pulzov P_M pa v razredu [10kW].



SI 4.32 Laserski pulz

4.3.8.4 Mikroobdelava z Excimer laserji

Excimer laserji [Gar] imajo ime po svetlečem (lasing) materialu, ki v tem primeru vsebuje vzbujene dvoatomne molekule (Excited Diatomic Molecule, skrajšano Excited Dimer) kot npr. molekula fluora F_2 . Med excimer laserje pa sedaj uvrščajo tudi laserje na osnovi raznih drugih svetlečih materialov kot so npr. halidi na osnovi redkih plinov (Rare Gas Halide Laser).

Obstoja cel razred excimer laserjev različnih valovnih dolžin v UV področju (Tabela 4.4.2).

Tabela 4.2 Excimer laserji

Tip laserja	Valovna dolžina λ
F_2 – laser	157nm (= 0.157 μ m) (UV)
ArF – laser	193nm (UV)
KrF – laser	248nm (UV)
XeU – laser	308nm (UV)
XeF – laser	353nm (UV)

Excimer laserji oddajajo svetlobo z valovno dolžino v UV področju in imajo zato oddani fotoni energije enakega velikostnega razreda kot so energije vezi (bondov) v različnih organskih spojinah kot so npr. polykarbonati, polyimidi idr. Posledica je močna absorbcija oz. boljši izkoristek vpadle laserske svetlobe. Zato je mikroobdelava z excimer laserji v teh materialih učinkovitejša kot z IR laserji, torej hitrejša in tudi bolj kvalitetna, ker nastane v obdelovanem materialu manj poškodb. Zato se uporabljajo excimer laserji tudi za osvetljevanj fotoresistov pri fotolitografiji.

Excimer laserji so izvori kratkotrajnih svetlobnih pulzov izredno velikih moči. Tipična dolžina pulzov t_p je v razredu [ns], amplitude pulzov P_M pa v razredu [MW], npr. pri F_2 laserju v razredu 3MW, pri KrF ali XeU pa celo v razredu 50MW.

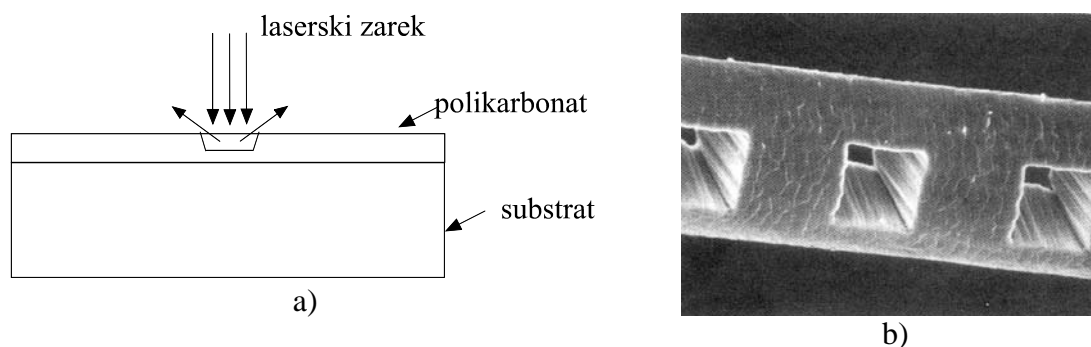
4.3.8.5 Primeri mikroobdelave z laserjem

Laserska mikroobdelava je primerna za izdelavo plitvih ali globokih mikrostruktur s strmimi robovi. Pri mikroobdelavi z laserjem lahko dobimo odprtine oz. izvrtine, linije, 2D (plitve) ali 3D (globoke) mikrostrukture. Obstojta več vrst mikroobdelave z laserjem.

1. Mikroobdelava z laserskim žarkom

Na obdelovani material, npr. polikarbonatni film (SI 4.33a) svetimo s fokusiranim laserskim žarkom iz npr. KrF excimer laserja. Zaradi velike koncentracije energije na mestu vpada pride do lokalno zelo visokih temperatur in polikarbonat pod vplivom laserskega žarka izpareva.

Tipična hitrost odstranjevanja materiala (Etch Rate) R znaša tipično $R = 0.5\mu\text{m}/\text{puls}$ pri gostoti energije $1\text{J}/\text{cm}^2$.



SI 4.33 a) Mikroobdelava z laserskim žarkom, b) primer: obdelan človeški las debeline $50\mu\text{m}$ [Gar,66]

Če substrat miruje, obdelujemo samo v globino in rezultat je odprtina premera žarka. Če substrat premikamo z mikromanipulatorjem, ki je lahko kontroliran s PC računalnikom, lahko dobimo površinske ali 3D strukture zahtevane geometrije. Včasih srečamo zato za tak način obdelave materiala tudi ime "Rezkanje s fokusiranim ionskim snopom" (FIBM - Focused Ion Beam Milling). Primer take obdelave je prikazan na SI 4.33b.

Minimalni premer fokusiranega laserskega žarka d_{\min} (SI 4.34), ki je dosegljiv z danim optičnim sistemom, je določen[Gop] z osnovnimi lastnostmi optičnega sistema, kot podaja enačba

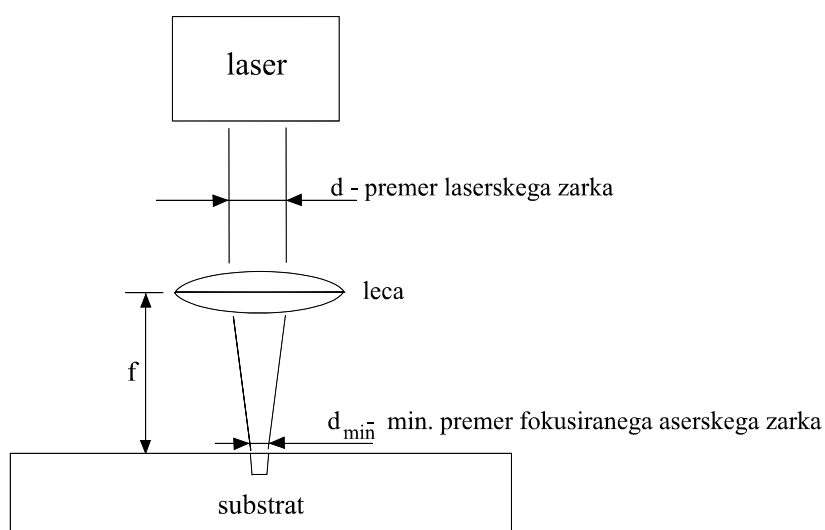
$$d_{\min} = 2K \frac{\lambda f}{d} \quad (4.26)$$

kjer je K - korekcijska konstanta, odvisna od optičnega sistema (tip. 0.6 - 0.8)

λ - valovna dolžina laserske svetlobe

f - goriščna razdalja leče

d - premer laserskega žarka (nefokusiranega)



SI 4.34 Optični sistem in minimalni premer laserskega žarka

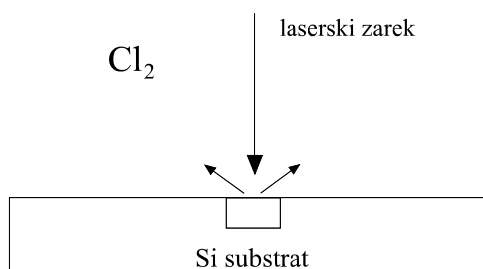
2. Fotokemično jedkanje z laserskim žarkom

Obdelovani substrat, npr. silicijeva ploščica, se nahaja v atmosferi plina Cl_2 (SI 4.35). Laserski žarek zaradi visoke gostote energije na mestu fokusiranega vpada razbija molekule Cl_2 na zelo agresivne produkte - atome Cl [Gop,163]



Nastali agresivni atomi Cl na mestu vpada, kjer je tudi najvišja temperatura, lokalno jedkajo substrat, v tem primeru silicij, plinasti produkti pa izhajajo (SI 4.35).

Če substrat miruje, obdelujemo substrat le v globino in rezultat je odprtina, določena s premerom fokusiranega žarka (SI 4.25). Če substrat premikamo z mikromanipulatorjem, ki je lahko kontroliran s PC računalnikom, lahko dobimo površinske ali pa tudi 3D strukture zahtevane geometrije.



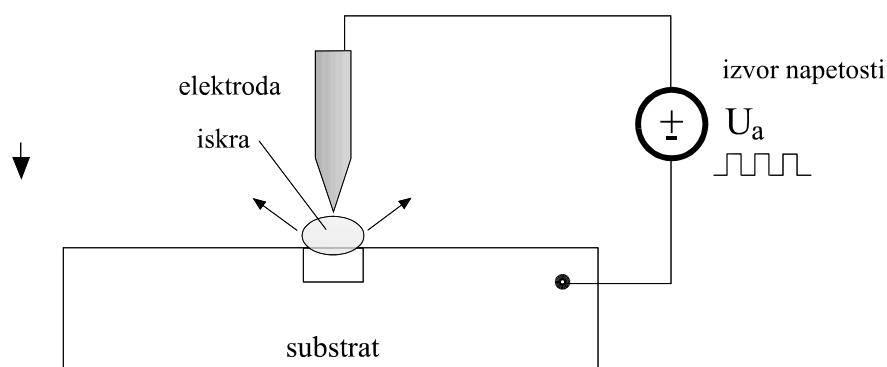
SI 4.35 Fotokemično jedkanje

4.3.9 ELEKTROEROZIVNA MIKROOBDELAVA

Elektroerozivna mikroobdelava oz. EDM (Electro Discharge Micromachining) je osnovana na električni razelektritvi med elektrodo in substratom (SI 4.36). Med elektrodo in substratom se pri visoki napetosti sproži iskra (tudi: razelektritev oz. plazma), ki zaradi svoje visoke temperature povzroči stalitev substrata in odstranitev dela materiala pod elektrodo.

Izvor napetosti daje običajno pulze, vsak pulz odstrani določeno količino materiala. Elektroerozivna mikroobdelava se uporablja v osnovi za izdelavo majhnih odprtin tipično premerov $50\mu\text{m}$ ali več. Ob uporabi PC vodenih mikromanipulatorjev za pomik substrata pa lahko realiziramo tudi izpeljanke te osnovne strukture kot so linije in razne plitve 2D in globoke 3D mikrostrukture.

Tipična aplikacija te metode je npr. pri izdelavi glave ink-jet printerjev, za realizacijo kanalov.



SI 4.36 Elektroerozivna(EDM) mikroobdelava

4.3.10 ŽRTVOVALNI PROCESI

Žrtvovalni procesi (Sacrificial Processes) služijo največkrat za izdelavo prostih ("plavajočih") mikrostruktur kot npr. ročica (cantilever, beam), votlina (cavity), ozke linije, rotorji mikromotorjev itd., uporabni pa so tudi v druge namene [Sze]. V nadaljevanju si bomo ogledali nekaj tipičnih pristopov.

4.3.10.1 Žrtvovalni proces s selektivnim jedkanjem

Kot primer bomo obravnavali izdelavo ročice (SI 4.37).

1) start: silicijev substrat (SI 4.37a)

2) nanos žrtvovanega filma (SI 4.37a)

Žrtvovani film služi med procesom izdelave kot podpora raznim drugim delom strukture. Na koncu žrtvovani film v celoti odstranimo in tako dobimo proste dele mikrostrukture.

3) fotolitografija žrtvovanega filma (SI 4.37a)

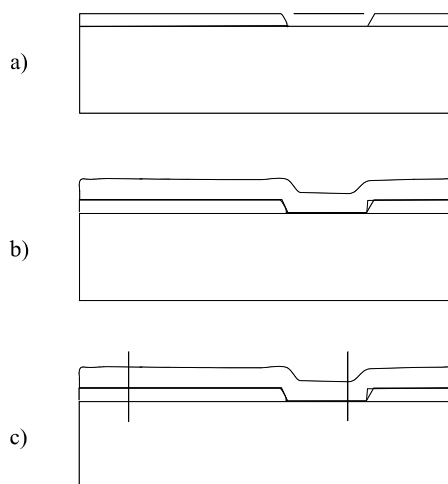
Odprtine definirajo pritrdilne ("sidrne") površine, kjer se prosta struktura pritrdi oz. zasidra na substrat, kadar je to potrebno, kot npr. v primeru ročice.

4) nanos obstojnega filma (SI 4.37b)

5) fotolitografija obstojnega filma (SI 4.37b)

6) odstranitev žrtvovanega filma (SI 4.37c)

S selektivnim jedkanjem (jedkalo hitro jedka žrtvovani film, obstojnega pa praktično ne najeda!) odstranimo žrtvovani film v celoti. S tem dobimo proste dele mikrostrukture, razen na površinah pritrditve (sidranja). V našem primeru tako dobimo ročico, proces je zaključen.



SI 4.37 Izdelava ročice z žrtvovalnim procesom

4.3.10.2 Žrtvovalni proces s senčenjem

Kot primer bomo obravnavali izdelavo tanke linije, ki ima širino manjšo od zmogljivosti dane fotolitografije (SI 4.38).

1) start: substrat (kakovšen koli - silicij, keramika itd.; edini pogoj - da prenese temperaturo depozicije) (SI 4.38a)

2) nanos žrtvovanega filma debeline d_{zf}

3) fotolitografija žrtvovanega filma

Izdelamo minimalne odprtine, ki jih dopušča dana fotolitografija, s širino x_{min} .

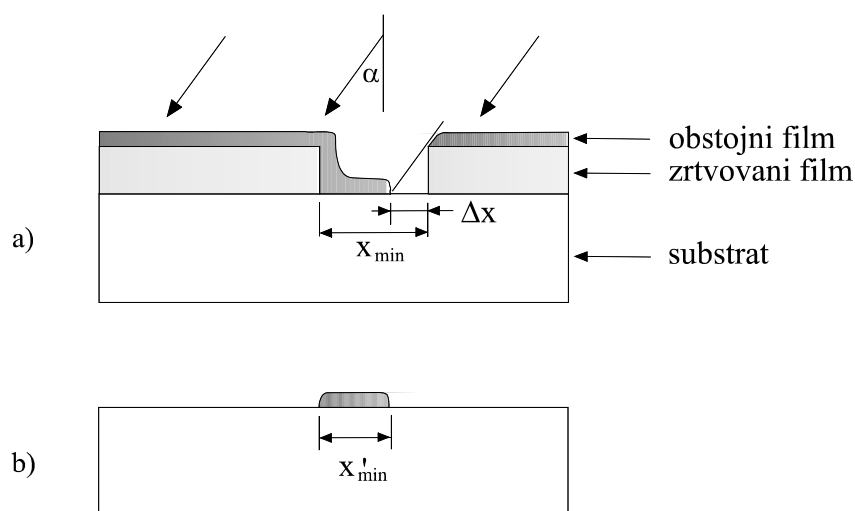
4) naparevanje obstojnega filma pod kotom α

Zaradi senčenja dobimo v odprtini minimalno linijo, stanjšano za $\Delta x = d_{zf} \tan \alpha$

5) odstranitev žrtvovanega filma

Pri tem se odstrani tudi ves obstojni film razen v področjih, kjer je pritrjen (zasidran) direktno na substrat. Preostala tanka linija ima debelino x'_{min} , ki je za Δx stanjšana x_{min}

$$x'_{min} = x_{min} - \Delta x \quad (4.28)$$



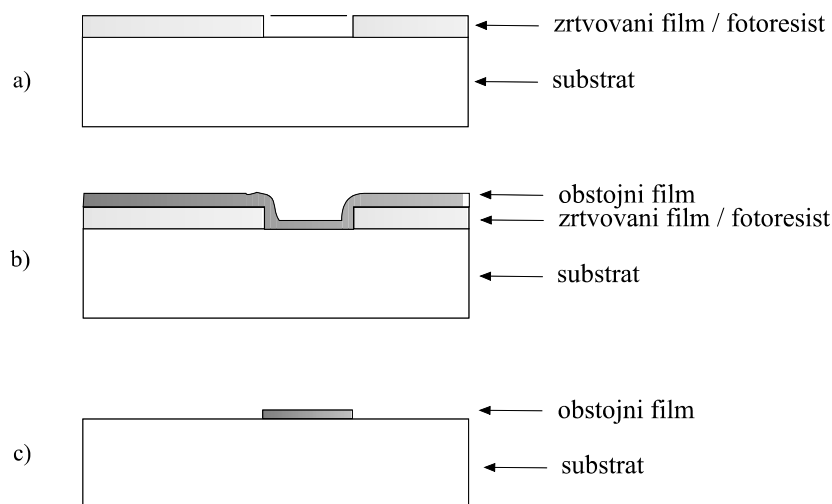
SI 4.38 Izdelava tanke linije z žrtvovanim filmom s senčenjem

4.3.10.3 Žrtvovalni proces z dvigom filma (Lift-Off)

Žrtvovalni proces z dvigom filma (Lift-Off) omogoča izdelavo geometrije plasti le s fotolitografijo, brez uporabe jedkal! Zato je metoda zlasti uporabna v primerih, ko so plasti sestavljene iz materialov, ki se težko ali pa sploh ne jedkajo oz. kemijska obdelava ni možna ali ni enostavna. Lift-Off proces razdelimo v naslednje osnovne korake (SI 4.39):

- 1) start: substrat (kakovšen koli - silicij, keramika itd.)
- 2) nanos žrtvovanega filma - v tem primeru je to največkrat kar fotoresist
- 3) fotolitografija žrtvovanega filma (SI 4.39a)
Odrptine določajo sidrišča obstojnega filma in s tem njegovo geometrijo!
- 4) nanos obstojnega filma (SI 4.39b)
- 5) odstranitev žrtvovanega filma/fotoresista (SI 4.39c)

V rabi je več pristopov: žrtvovani film odjedkamo ali raztopimo (za fotoresist npr. aceton), ali ga uničimo z dovolj visoko temperaturo (sežig fotoresista). Pri tem obenem z fotoresistom odstranimo tudi na njem ležeči obstojni film. Obstojni film ostane le v področjih, kjer je zasidran direktno na substrat.



SI 4.39 Izdelava strukture z dvigom filma

4.3.11 LIGA PROCES

LIGA proces (Lithographie-Galvanoformung-Abformung) služi za izdelavo visokih 3D struktur oz. struktur z visokim razmerjem vertikalne/lateralne dimenzije[Mic].

Proces razdelimo v naslednje osnovne korake:

1) start: substrat (električno prevoden, npr. bakrena /Cu/ ploščica)

2) nanos debelega fotoresista (Thick Film Photoresist)

V tem primeru se uporabljajo gosti fotoresisti, ki pri spin-on nanosu dajo debele plasti (tip. 500 μ m).

3) fotolitografija debelega fotoresista

Debeli fotoresist presvetlimo skozi masko, presvetljeni fotoresist polimerizira in se v razvijalcu odstrani.

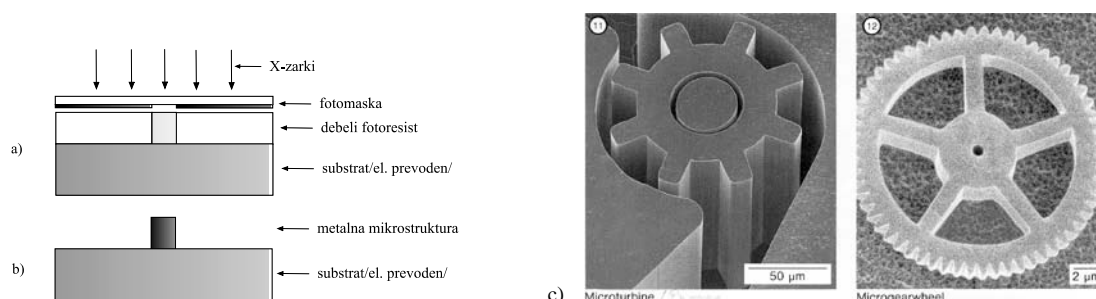
Za presvetlitev debelih plasti fotoresista je potreben močan izvor paralelnih X-žarkov, kar je sicer zelo redka oz. draga možnost (npr. sinhrotron) in je precejšnja omejitev za razširjenje te sicer zanimive metode.

4) metaliziranje

Odprtine v debelem fotoresistu napolnimo z metalom s postopkom galvanskega nanašanja

5) odstranitev neosvetljenega fotoresista - konec postopka.

S tem dobimo na površini visoke metalne mikrostrukture, uporabne za najrazličnejše aplikacije, kot prikazujejo primeri na Sl 4.40c. Obstoja mnogo modifikacij osnovne LIGA metode, od direktne uporabe izdelanih mikrostruktur do njihove uporabe kot kalupov pri npr. vlivanju raznih drugih struktur kot so vlakna itd. V kombinaciji z žrtvovano plastjo lahko LIGA mikrostrukture odstranimo in dobimo samostojne mikrostrukture itd.



SI 4.40 a) Izdelava kalupa mikrostrukture z LIGA procesom, b) mikrostruktura po nanosu metala,

c) primeri LIGA mikrostruktur [Mic,9]

4.3.12 ZATESNITEV LUKENJ

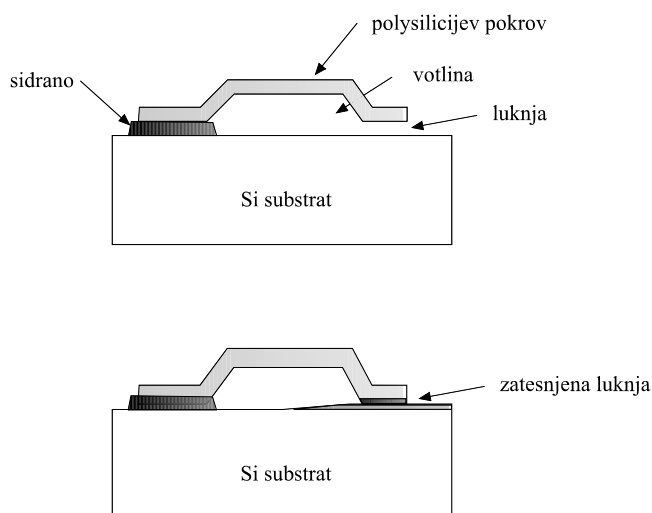
Zatesnitev lukenj (Cavity Sealing) uporabimo, kadar je potrebno v mikrostrukturi neko komoro, odprtino ali luknjo zatesniti, kot je npr. komora v absolutnem senzorju tlaka ali v resonatorju itd[Sze].

Zatesnitev lukenj lahko izvedemo na dva načina, z reakcijsko ali z depozijsko zatesnitvijo.

4.3.12.1 Reakcijska zatesnitev

Reakcijska zatesnitev je izvedena s pomočjo neke kemijske reakcije, pri kateri se volumen tesnilnega materiala poveča zaradi nastalih produktov in s tem zatesni odprtino (SI 4.41).

Znan primer je termična oksidacija silicija in podobno polisilicija, kjer ima nastali silicijev oksid zaradi iz atmosfere vgrajenega kisika za 45% večji volumen od začetnega silicija.



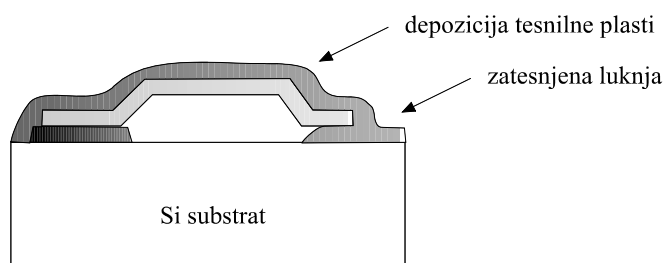
SI 4.41 Reakcijska zatesnitev odprtine

4.3.12.2 Depozicijska zatesnitev

Depozicijska zatesnitev je izvedena s pomočjo depozicije neke tanke plasti. Začetna struktura je lahko enaka kot v prejšnjem primeru. Pri depoziciji neke tanke tesnilne plasti vdira material pri depoziciji tudi v luknjo, podobno kot pri sneženju in jo končno zapre, kot prikazuje SI 4.42.

Primerna metoda depozicije za zatesnitev je npr. CVD depozicija polysilicija ali polynitrida.

Kadar je zahtevana visoka nepropustnost (hermetičnost) in zanesljivost zatesnitve, lahko najprej izvedemo reakcijsko zatesnitev in nato čez strukturo še depozicijsko zatesnitev.



SI 4.42 Depozicijska zatesnitev odprtine

4.3.13 SPAJANJE SUBSTRATOV

4.3.13.1 Uvod

Spajanje substratov (Wafer Bonding) se uporablja za zapiranje mikrostruktur in pri konstruiranju kompliciranih mikrostruktur, ki jih najprej izdelamo na posameznih substratih in na koncu spojimo.

Potrebno je torej "zlepiti" dva substrata skupaj, zaradi odpornosti na vedno prisotne temperaturne spremembe najbolje oba iz istega materiala ali vsaj iz materialov, ki imajo prilagojene temperaturne razteznostne koeficiente TCE (Thermal Coefficient of Expansion). S tem preprečimo nastanek mehanskih napetosti pri spremembah temperature, kar je eden od osnovnih virov težav v praksi. Mehanske napetosti v senzorski strukturi namreč v primeru neustrezne prilagoditve TCE (TCE Matching) povzročajo pri spremembah temperature različne nepravilnosti v senzorjevem odzivu, končno pa lahko povzročijo tudi zlom oz. uničenje senzorske strukture.

Spajanje substratov je lahko izvedeno na različne načine.

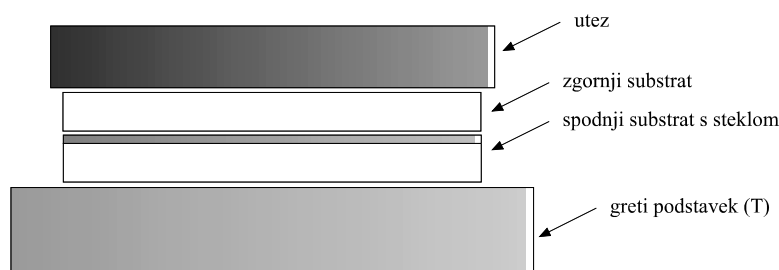
4.3.13.2 Nizkotemperaturno spajanje substratov s steklom

V tem primeru steklo služi kot vmesna povezovalna plast ("lepilo") med dvema substratoma. Postopek razdelimo v nekaj osnovnih korakov.

1) start: substrat, nanešen s steklom in goli substrat (SI 4.43)

Tipična stekla so v tem primeru tanke nanesene plasti npr. borosilikatnega stekla (spajanje pri 450°C), fosforosilikatnega stekla (spajanje pri 1000°C) ali natrijsvinčevega stekla (NaPb, spajanje že pri 150°C, a šibkejša vez).

2) substrata zložimo skupaj tako, da se steklo nahaja med substratoma, obtežimo in postavimo na vročo ploščo s predpisano temperaturo. Po določenem času se steklo stali, zlije med oba substrata in jih po počasni ohladitvi in strditvi trdno poveže.



SI 4.43 Nizkotemperaturno spajanje substratov s steklom

4.3.13.3 Nizkotemperaturno spajanje substratov s kovino

Postopek je v bistvu enak prejšnjemu, le da v tem primeru kot vmesna povezovalna plast ("lepilo") služi tanka plast kovine, nanešene z nekim vakuumskim postopkom depozicije na enega od obeh substratov.

Primer: Na silicijev substrat nanesemo tanko plast zlata Au, pokrijemo z drugim golim silicijevim substratom, obtežimo in pogrejemo, podobno kot prikazuje SI 4.43. Na temperaturi eutektika Au/Si, ki znaša $T_{\text{euAu/Si}} = 363^\circ\text{C}$ za zmes (leguro) 97% Au, 3% Si, se plasti zlijejo skupaj, po ohladitvi in strditvi pa dobimo trden spoj med substrati.

4.3.13.4 Spajanje substratov z zlitjem materiala

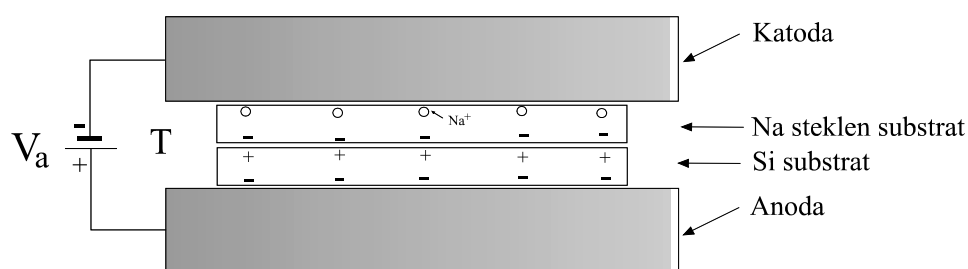
V primeru spajanja substratov z zlitjem (Fusion Bonding) se materiali substratov zlijejo direktno skupaj, brez dodatne vmesne plasti. Pogoji za to je dovolj visoka temperatura, blizu tališča substratov in primeren pritisk, podobno kot prikazuje Sl 4.43. Poleg tega so za dober spoj potrebne zelo čiste, gladke površine substratov in čist, inerten ambient kot je dosegljiv npr. v difuzijski peči.

Primer: Spajanje Si/Si substratov

V tem primeru so potrebne temperature okrog $T = 1000^{\circ}\text{C}$. Čiste, gladke površine se dobijo s standardnim mikroelektronskim postopkom mehansko-kemijskega poliranja Si ploščic oz. substratov (waferjev).

4.3.13.5 Elektrostatsko spajanje substratov

Temu postopku pravimo tudi anodno spajanje (Anodic Bonding). V tem primeru na osnovi elektrostatskega privlaka pozitivnih in negativnih nabojev spojimo npr. silicijev substrat in primeren steklen substrat. Steklen substrat mora vsebovati ione, ki postanejo pri povišani temperaturi mobilni, kot je npr. natrijevo steklo z Na^+ ioni. Postopek prikazuje Sl 4.44.

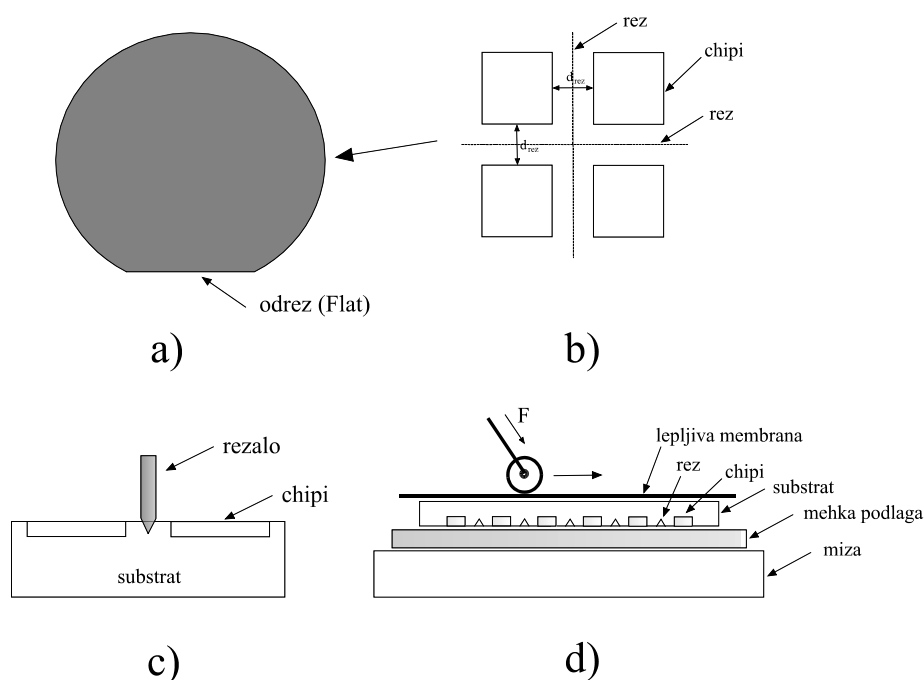


Sl 4.44 Elektrostatsko spajanje substratov

Opis: Pri dovolj visoki temperaturi ($T = 350 - 450^{\circ}\text{C}$) in pritisnjeni napetosti ($V_a = 400 - 700\text{V}$) postanejo Na^+ ioni v natrijevem steklu mobilni in potujejo proti negativni katodi. Na meji med steklenim in silicijevim substratom se zato ustvari področje negativnih in pozitivnih nabojev. Po ohladitvi postanejo Na^+ ioni negibljivi in se zato vzdržujejo plasti prostorskega naboja tudi po odstranitvi zunanje električne napetosti V_a in polja. Elektrostatski privlak med negativnimi in pozitivnimi naboji na meji med steklenim in silicijevim substratom povzroči velik pritisk med substratoma, v razredu nekaj barov, ki vzdržuje stalen spoj med substratoma.

4.3.14 RAZREZ SUBSTRATOV

Na posameznem substratu (npr. silicijeva ali keramična ploščica) se običajno hkrati (paralelno) procesira večje število čipov, tudi do nekaj tisoč (SI 4.45a). Ko je postopek izdelave končan, je treba silicijevo ploščico razdeliti na posamezne čipe, kar izvedemo v več korakih.



SI 4.45 Razrez substratov na čipe

Postopek: Rezanje poteka po predvidenih površinah oz. linijah za razrez med čipi, tipične širine $d_{\text{rez}} = 100\mu\text{m}$ (SI 4.45b). Zaradi boljšega rezanja predvidimo v fazi načrtovanja na teh površinah nepokrite, gole površine, saj imajo silicijevi oksidi in nitridi zelo visoko trdoto, kar bi oteževalo razrez. Včasih se pusti na površinah za rezanje le tanko plast mehkega metala (npr. Au ali Al), ki zmanjšuje "špricanje" drobcev silicija, nastalih pri rezanju, po površini substrata, kar je težko kvalitetno odstraniti in bi zato zmanjševalo izplen.

Zaradi lažjega in kvalitetnejšega razloma so običajno linije za razrez načrtovane v smeri kristalografskih ravnin, ki se najbolj cepijo (Cleavage Plains). Ustrezno kristalografsko orientacijo silicijeve ploščice določimo s pomočjo standardiziranega odreza na substratu (Flat), ki podaja kristalografsko orientacijo dane ploščice (SI 4.45a).

Običajno se rezalo pomika vertikalno v globino substrata, medtem ko substrat pomikamo v horizontalni in vertikalni smeri z mikromanipulatorji, da dobimo celotno xy mrežo rezov.

Rezanje se izvede lahko na različne načine, odvisno od vrste rezala (SI 4.45c).

- diamantni nož oz. konica (scriber): podobno kot steklar reže steklo, v tem primeru z diamantno konico zarežemo (razimo) površino substrata
- diamantna žaga (Diamond Saw): diamantna žaga je kolesček, ki ima na obodu v silikonski kit vprešane drobce diamantnega prahu. Kolesček, ki se hitro vrti, primaknemo do substrata in "izpoliramo" ustrezen del površine in s tem dobimo rez .
- laserski žarek: laserski zarek fokusiramo na površino substrata, zaradi velike gostote energije pride do visokih lokalnih segrevanj, material se lokalno stali in izpari, dobimo rez.

Rezanje se izvede običajno le do globine 25 - 50% debeline substrata, nakar se substrat razlomi na posamezne čipe. Izkušnje kažejo, da pride pri lomu do manjših poškodb kot pri rezu skozi kompleten substrat.

Razlom zarezanega substrata na posamezne čipe prikazuje SI 4.45d. Na hrbtno stran substrata najprej pritismo elastično lepljivo membrano, ki bo držala čipe po razlomu skupaj, da ne razpadejo in se premešajo. Nato substrat položimo z zarezano stranjo navzdol na mehko elastično podlago in z valjčkom, popravnanim vzporedno z rezi, z določeno silo zapeljemo čez substrat, pri čemer pride do zloma substrata po teh rezih. Nato substrat zavrtimo za 90° in postopek ponovimo, da razlomimo se reze v pravokotni smeri na prve razlome.

S tem je postopek razreza substrata na čipe končan: substrat je razlomljen na posamezne čipe, ki pa so zaenkrat zaradi lažjega manipuliranja in kontrole se pritrjeni na elastični membrani.

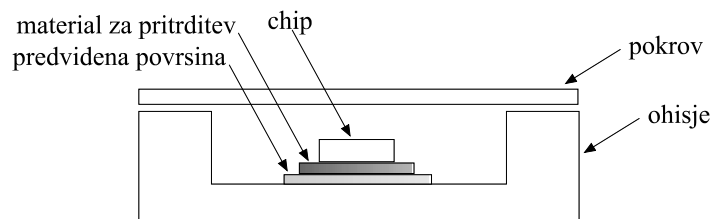
4.3.15 PRITRDITEV ČIPA

Uvod

Pritrditev oz. montaža čipa (Chip Mounting) je pritrđitev čipa na predvideno površino v ohišju ali včasih direktno v vezju (SI 4.46). Pri montaži senzorskih in aktuatorskih čipov so zahteve pogosto ostrejšje kot pri montaži klasičnih čipov polprevodniških elementov in integriranih vezij. Vzrok je v agresivnejših ambientih, ki jih srečamo v raznih aplikacijah ter zaradi večje občutljivosti senzorskih ali aktuatorskih čipov na mehanske napetosti kot posledica temperaturnih sprememb, kar v praksi povzroča zelo neugodne temperaturne odvisnosti.

Pritrditev čipa ima več namenov:

- Pritrditev naj omogoči električen ali izolacijski stik čipa z ohišjem
- Pritrditev naj poskrbi za dober ali slab termični kontakt čipa na ohišje in dalje v okolico (dobro ali slabo odvajanje toplote oz. termično izolacijo čipa od okolice), kar podaja termična upornost R_{th} .



SI 4.46 Pritrditev čipa v ohišje

4.3.15.1 Postopek

Na predvideno površino v ohišju ali včasih na čip (SI 4.46) nanese ročno ali avtomatsko npr. s tiskanjem, material za pritrditev, ročno ali avtomatsko - z računalniško vodenim mikromanipulatorjem oz. robotom (Pick and Place Machine) natančno postavimo čip na predvideno mesto in vse skupaj segrejemo na potrebno temperaturo za delovanje materiala za pritrditev. Po predpisanem času na povišani temperaturi ohišje s čipom počasi ohladimo na sobno temperaturo.

Pritrditev čipa je lahko izvedena na različne načine, odvisno od danih zahtev.

I. Če je zahtevana električna izolacija čipa od ohišja, je pritrditev izvedena z električno neprevodnimi stekli ali epoksi (epoksidnimi; epoxy) lepili. Obstojajo tudi epoksi lepila, ki so električno neprevodna, toda termično dobro prevodna.

II. Če je zahtevan električni kontakt čipa na ohišje, obstoja več možnosti:

1) Spoj dveh kovin: na čip in na ohišje je nanese tanka plast kovine, ki ju lahko povežemo na razne načine:

a) z legiranjem: na temperaturi eutektika se obe kovini zlijeta, npr. zlato Au na siliciju Si se zlijeta pri temperaturi eutektika $T_{\text{CuAu/Si}} = 363/425^{\circ}\text{C}$ (odvisno od sestave Au/Si).

b) s spajko: med oba metala dodamo spajko in segrejemo na temperaturo tališča spajke. Spajke so zmesi (legure) raznih metalov kot npr. Pb, Sn, Ag itd. Tališče dane spajke je odvisno od njene sestave, npr. spajka Pb 95%, Sn 5% ima tališče $T_{\text{tal}} = 310^{\circ}\text{C}$. Obstojajo spajke različnih sestav in tališč. Mehke spajke vsebujejo manj Ag in imajo nižje tališče. Trde spajke vsebujejo več Ag in imajo višje tališče.

2) Spoj z električno prevodnim lepilom: na čip ali na predvideno površino v ohišju nanese tanko plast električno prevodnega lepila, postavimo čip na predvideno površino, stisnemo in strukturo za predpisan čas segrejemo na predpisano temperaturo delovanja in sušenja lepila (tipično $T = 300^{\circ}\text{C}$) ter končno počasi ohladimo.

Električno prevodna lepila so običajno sestavljena iz osnovnega neprevodnega lepila oz. veziva, običajno je to neka epoksi smola, v katero so zamešani drobcji (prah) električno prevodnega materiala, npr. drobcji kovine (Au, Al itd.). Kovinski drobcji se med seboj po zasušitvi trdno staknejo in tako preskrbijo električno prevodnost.

4.3.15.2 Mehanske napetosti

Osnovni problem pri dobri montaži čipa so mehanske napetosti, ki se lahko pojavljajo zaradi različnih vzrokov.

- 1) Pri lepilih se pojavijo mehanske napetosti običajno zaradi krčenja lepila, ki je posledica izparevanja topila iz lepila pri sušenju.
- 2) Pri kovinskih spojih se pojavijo mehanske napetosti zaradi pri visoki temperaturi zlite, nehomogene kovinske strukture, ki jo nato ohladimo na sobno temperaturo. Pri tem pride zaradi različnih temperaturnih razteznostnih koeficientov TCE (Thermal Coefficient of Expansion) v strukturi do različnih krčenj strukture in s tem do mehanskih napetosti.
- 3) V splošnem pride pri vsaki spremembi temperature zaradi različnih materialov v strukturi in njihovih različnih TCE do mehanskih napetosti. TCE podaja zvezo med spremembo temperature dT in posledično spremembo dimenzije telesa (raztežkom) dl , v skladu z definicijo TCE

$$TCE = \frac{1}{l} \frac{dl}{dT} \quad (4.29)$$

Ena od osnovnih zahtev za dobro montažo je torej ujemanje (Matching) TCE-jev prisotnih materialov. Tabela 4.3 prinaša vrednosti temperaturnih razteznostnih koeficientov TCE za nekatere pogostejše materiale ter njihovo uporabo.

Tabela 2.3 Razteznostni temperaturni koeficienti TCE [Ris,205]

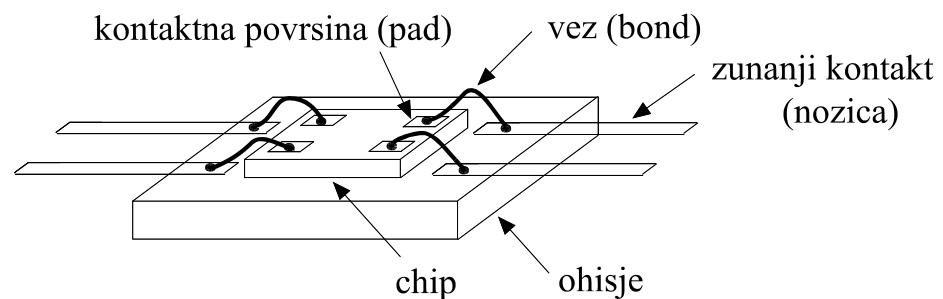
<i>Application</i>	<i>Material</i>	<i>Coefficient of Thermal Expansion ($^{\circ}C^{-1}$)</i>
Die	Silicon	2.6×10^{-6}
	Gallium Arsenide	5.7×10^{-6}
Lead frames	Copper	17.0×10^{-6}
	Alloy 42	$4.3-6.0 \times 10^{-6}$
	Kovar	4.9×10^{-6}
	Invar	1.5×10^{-6}
Substrates	Alumina (99%)	6.7×10^{-6}
	AlN	4.1×10^{-6}
	Beryllia (99.5%)	6.7×10^{-6}
Adhesives	Lead glass	10×10^{-6}
	Au-Si eutectic	14.2×10^{-6}
	Pb-Sn solder	24.7×10^{-6}
	Ag-filled epoxy	$32 \times 10^{-6*}$
	RTV silicone	$300-800 \times 10^{-6\dagger}$
Conformal coating	Polyimide	$40-50 \times 10^{-6}$
	RTV silicone	$300-800 \times 10^{-6\dagger}$
	Silicon gel	$\sim 300 \times 10^{-6\dagger}$
Epoxy molding compounds	Unfilled epoxy	$60-80 \times 10^{-6*}$
	Silica-filled epoxy	$14-24 \times 10^{-6*}$

Tg: glass transition temperature. *Below Tg. †Above Tg.

4.3.16 KONTAKTIRANJE

4.3.16.1 Uvod

Kontaktiranje čipa je izdelava električne vezi s tanko žičko (Bond) med kontaktnimi površinami (Pad) na čipu in zunanjimi kontakti (nožicami) na ohišju (SI 4.47).



SI 4.47 Kontaktiranje čipa na ohišje

4.3.16.2 Postopek

Čip električno povežemo na ohišje tako, da privarimo tanko žičko med kontaktno površino (blazinico - Pad) in zunanjim kontaktom (nožico) ohišja. Postopek se imenuje povezovanje (bondiranje) in ga izvedemo v napravi za povezovanje z žičkami (Wire Bonder), kot prikazuje SI 4.48. Osnovni sklopi bonderja so mikroskop, mikromanipulator in naprava za privarjenje žičke. Obstojajo različni tipi bonderjev, glede na vrsto energije, ki povzroči taljenje žičke.

- Termokompresijski bonder (Thermocompression Bonder):
V tem primeru povzroča taljenje žičke in njeno privarjenje na kontaktno površino ohišja povišana temperatura in pritisk žičke na kontaktno površino.
- Ultrazvočni bonder (Ultrasonic Bonder):
V tem primeru povzroča taljenje žičke in njeno privarjenje na kontaktno površino ohišja vibracija oz. trenje žičke na kontaktno površino.

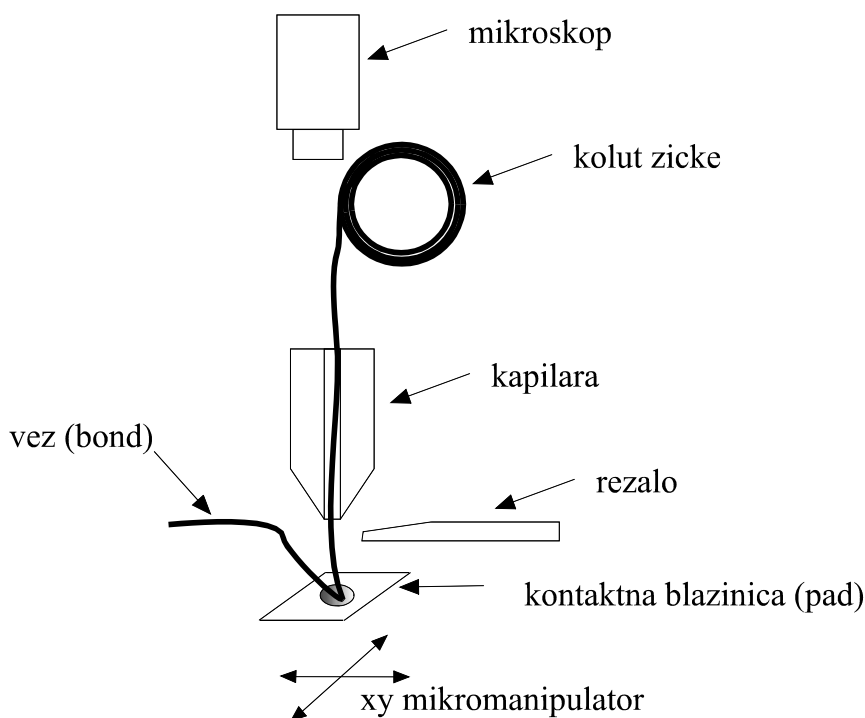
Obstojajo tudi kombinirani bonderji, ki za boljšo učinkovitost izkoriščajo več efektov hkrati:

- Termoultrazvočni bonder (Thermosonic Bonder):

V tem primeru povzroča taljenje žičke in njeno privarjenje na kontaktno površino ohišja hkrati povišana temperatura in ultrazvočno trenje žičke na kontaktno površino.

V splošnem velja, da je termokompresijski bonder najzanesljivejši, vendar zahteva višje temperature kot ultrazvočni. Kadar potrebujemo bondiranje pri nižji temperaturi ($T < 150^{\circ}\text{C}$), je primernejši ultrazvočni ali termoultrazvočni bonder.

Žičke so običajno iz zlata Au ali aluminija Al. Za boljšo dolgoročno stabilnost bonda se pri bondiranju Al žičk na silicij doda aluminiju 1% silicija, kar prepreči nastanek votlin v bondu zaradi migracije silicija (Purple Plague). Najzanesljivejši bondi se realizirajo z bondiranjem zlatih žičk na zlato podlago. Debeline žičk so tipično $d_z = 15 - 100\mu\text{m}$. Tanjše žičke so primernejše zaradi večje fleksibilnosti za krajše bonde, a seveda za manjše toke oz. moči. Žičke se nahajajo v posebnem vodilu, običajno iz keramike, ki mu pravimo kapilara. Po izvedenem bondu je potrebno žičko prekiniti, kar se izvede na različne načine: z rezalom, npr. žičko preščipnemo z mikrokleščami ali prerežemo z vodikovim plamenom. Pri nekaterih izvedbah bonderjev pa se žička enostavno pretrga in sicer na najbolj šibkem mestu, ki se nahaja tik nad kontaktno blazinico.



SI 4.48 Osnovna zgradba bonderja

4.3.17 ZAŠČITA ČIPA

4.3.17.1 Uvod

Pred zapiranjem v ohišje zbondirani čip (SI 4.47) prevlečemo s primernim zaščitnim slojem. Naloge zaščitnega sloja so:

- dodatna zaščita čipa pred zunanjimi vplivi (vlaga, agresivni ambienti itd.).
- zaščita čipa pred nadaljnjimi postopki, npr. zalivanjem z epoksi materiali plastičnega ohišja itd.

4.3.17.2 Postopek

V rabi so različni postopki nanašanja, odvisno od vrste zaščitnega materiala, kot je opisano v pogl.4.3.4.

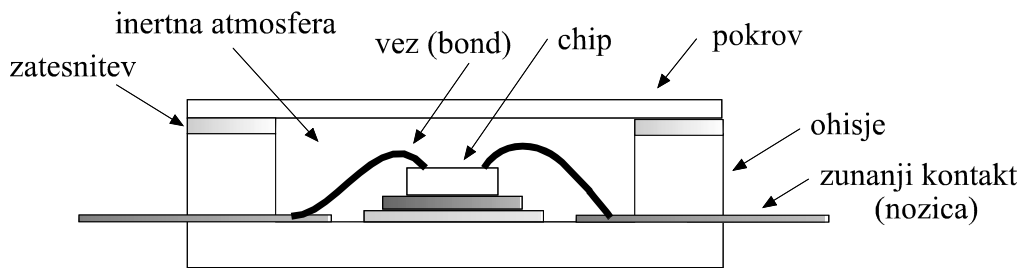
Tipični materiali, ki se uporabljajo pri zaščiti čipa, so:

- LPCVD silicijev nitrid Si_3N_4
- polyimidi
- silikonske gume oz. kiti

4.3.18 ZAPIRANJE V OHIŠJE

Zapiranje v ohišje (encapsulation, packaging, hermetisation) zagotovi zaščito čipa pred mehanskimi poškodbami, ambientom itd.

Pri postopku zapiranja na ohišje v inertni atmosferi hermetično pritrdimo pokrov ohišja. Zatesnitev izvedemo običajno z lepljenjem ali legiranjem. Včasih pa zapiranje izvedemo z zalivanjem v ustrezne plastične mase ali smole.



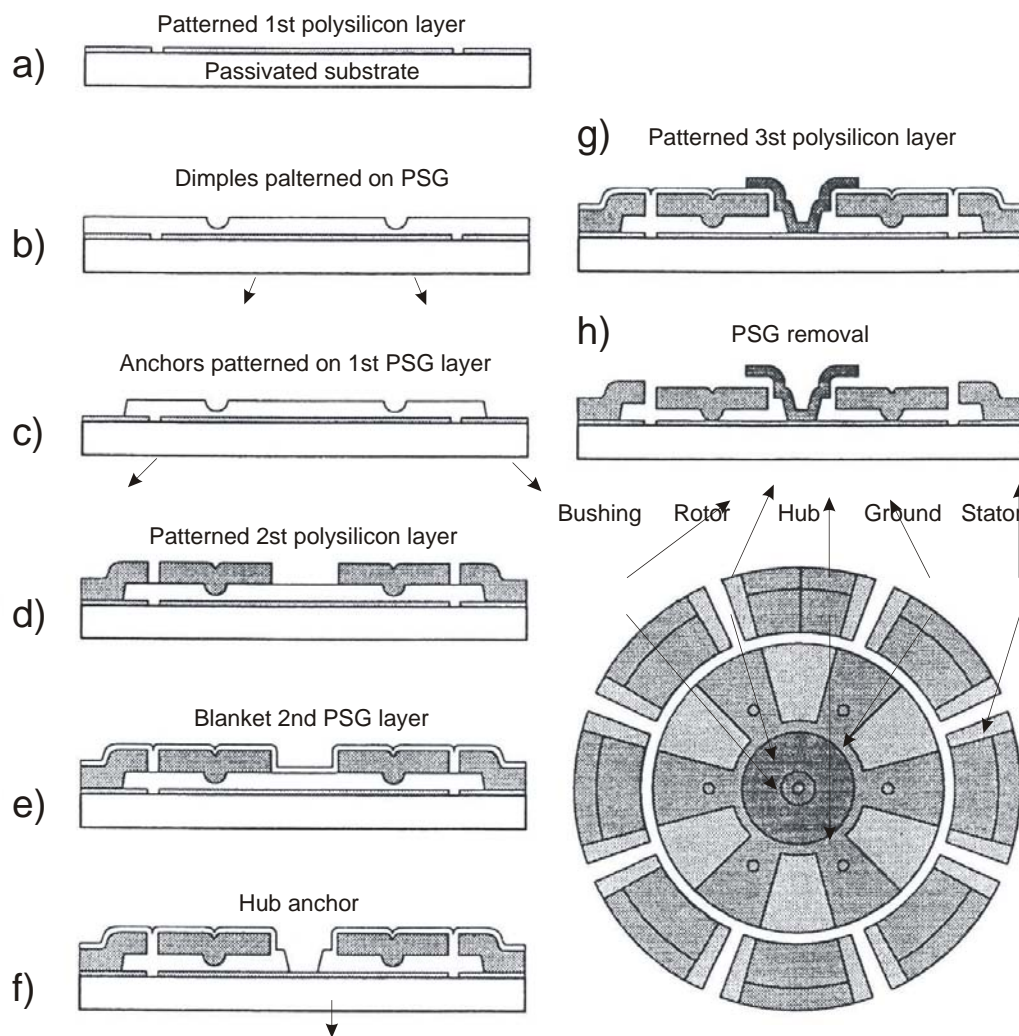
SI 4.49 Zapiranje v ohišje

Obstoja več vrst ohišij:

- Keramično ohišje: na keramično podnožje ohišja v inertni atmosferi hermetično pritrdimo pokrov ohišja, kar izvedemo običajno z lepljenjem ali legiranjem (SI 4.49).
- Plastična ohišja: čip, montiran na podnožje ohišja iz keramike ali plastike, zalijemo s primerno segreto tekočo plastično maso oz. smolo in nato počasi ohladimo, da se masa strdi.

4.4 PRIMER MIKROOBDELAVE: IZDELAVA MIKROMOTORJA

Za zaključek poglavja o mikroobdelavi si oglejmo primer izdelave elektrostatskega mikromotorja[Sze,69], kjer bomo spoznali praktično uporabo mnogih opisanih pojmov in postopkov. Proces izdelave razdelimo v nekaj osnovnih korakov, kot prikazuje SI.4.50.



SI 4.50 Izdelava mikromotorja[Sze,69]

Literatura

- S.E.Lyshevski, "Nano- and Micro-Electromechanical Systems", CRC Press, 2005
 S.M.Sze, "Semiconductor Sensors", John Wiley&Sons, 1994
 S.M.Sze, "Physics of Semiconductor Devices", John Wiley&Sons, 1981
 M.Elwenspoek, H.V.Jansen, "Silicon Micromachining", Cambridge University Press, 1998
 J.W.Gardner, "Microsensors", J.Wiley&Sons, 1994
 W.Goepel, J.Hesse, J.N.Zemel, "Sensors, Vol.1-Fundamentals and General Aspects", VCH, 1989
 G.T.A.Kovacs, "Micromachined Transducers Sourcebook", WCB McGraw-Hill, 1998
 J.Fraden, "Handbook of Modern Sensors", American Institute of Physics-AIP, 1997
 L.Ristic, "Sensor Technology and Devices", Artech House, 1994
 LMSE-Laboratorij za mikrosenzorske strukture in elektroniko UL FE, dokumentacija
 MicroParts Company, LIGA Catalogue

5 OBDELAVA SIGNALOV

5 OBDELAVA SIGNALOV

- 5.1 UVOD
- 5.2 SENZORSKI SISTEM
 - 5.2.1 UVOD
 - 5.2.2 OSNOVNI SKLOPI
- 5.3 PRENOS SENZORSKIH SIGNALOV
 - 5.3.1 UVOD
 - 5.3.2 STANDARD ZA PRENOS SIGNALOV [4-20mA]
 - 5.3.3 TIPIČEN SISTEM ZA PRENOS SENZORSKIH SIGNALOV
 - 5.3.4 OPTIČNI SISTEM ZA PRENOS SENZORSKIH SIGNALOV
- 5.4 OPERACIJSKI OJAČEVALNIKI IN VEZJA
 - 5.4.1 UVOD
 - 5.4.2 OPERACIJSKI OJAČEVALNIK
 - 5.4.3 OSNOVNA VEZJA Z OPERACIJSKIMI OJAČEVALNIKI

5.1 UVOD

Obdelava signalov (Signal Conditioning) obsega preoblikovanje izhodnih senzorjevih signalov v primerno obliko za nadaljnjo obdelavo in nato obdelava teh signalov do primerne končne informacije npr. v obliki grafa, tabele, zapisa v spominu računalnika ali prikaza na prikazalniku (displayu). Celotnemu skupku potrebnih vezij za izvedbo teh nalog pravimo senzorski sistem ali včasih tudi pametni (smart) senzor.

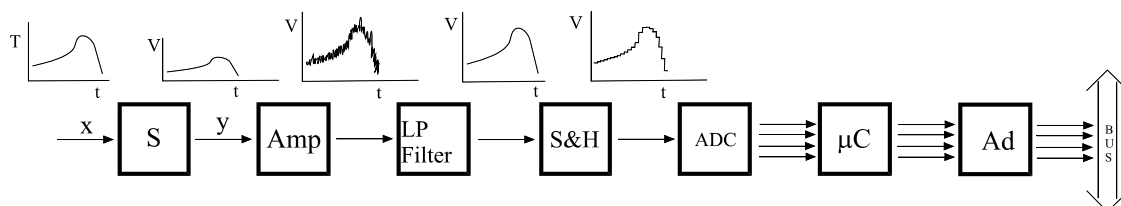
V tem poglavju bodo obravnavane nekatere značilnosti obdelave signalov, ki so skupne obdelavi tako digitalnih kot analognih signalov. V naslednjem poglavju bo nato

podrobneje pregledana digitalna obdelava signalov, nato pa bo sledilo še poglavje o analogni obdelavi signalov.

5.2 SENZORSKI SISTEM

5.2.1 UVOD

Tipičen senzorski sistem prikazuje SI 5.1. Dodani so tudi diagrami časovnih potekov senzorskega signala v različnih fazah obdelave. Senzorski sistem je sestavljen iz vhodnega senzorskega elementa in nekaterih osnovnih sklopov za obdelavo signala[His]. Za pravilno delovanje senzorskega sistema morajo sklopi izpolnjevati določene osnovne zahteve, ki jih bomo v tem uvodnem delu na kratko pregledali.



SI 5.1 Tipičen senzorski sistem

5.2.2 OSNOVNI SKLOPI

5.2.2.1 Ojačevalnik

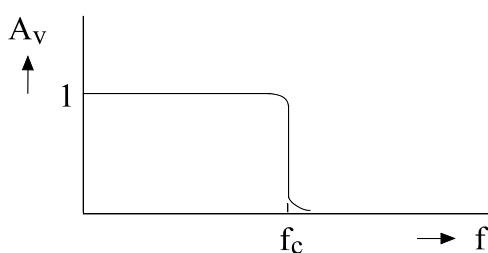
Ojačevalnik (Amplifier) mora izpolnjevati predvsem dve osnovni zahtevi:

- 1) Ojačevalnik mora imeti visoko vhodno upornost, da ne obremenjuje sensorja oz. da je izhodni tok sensorja $i_{Siz} = 0$. Sensorji so običajno precej miniaturni elementi in zato že minimalne obremenitve oz. izhodni toki pogosto škodljivo vplivajo na sensorjev odziv in tako pokvarijo meritev. Zato so v tem primeru v rabi ti. blažilniki oz. "Buffer" ojačevalniki, ki imajo visoko vhodno upornost, kot bomo videli v naslednjem poglavju pri npr. instrumentacijskem ojačevalniku.
- 2) Ojačenje (Gain) mora biti primerno veliko - torej tolikšno, da se maksimalni senzorski

signali ojačijo blizu polnega vhodnega obsega (Full Input Voltage Range) danega ADC-ja, vendar ta vrednost ni presežena.

5.2.2.2 Nizkopropustni filter

Nizkopropustni filter (Low-Pass Filter) oz. nizko sito mora imeti primerno prenosno karakteristiko z ustrežno mejno oz. kritično (cutt-off ali tudi critical) frekvenco f_c (SI 5.2): f_c mora biti dovolj nizka, da odstrani vse vf motnje in tako zgladi signal.



SI 5.2 Prenosna karakteristika nizkopropustnega (LP) filtra

5.2.2.3 Vzorčno-zadrževalno vezje

Vzorčno-zadrževalno vezje (Sample&Hold Circuit) zvezni analogni signal "razseka" v stopničast signal (SI 5.1). Vzorčno-zadrževalna vezja bodo podrobneje obravnavana v poglavju o digitalni obdelavi signalov.

5.2.2.4 Analogno-digitalni pretvornik

Analogno-digitalni pretvornik (Analog-to-Digital Converter, ADC) pretvarja stopničaste signale v ustrezne digitalne vrednosti. Analogno-digitalni pretvorniki bodo podrobneje obravnavani v poglavju o digitalni obdelavi signalov.

Izhod iz ADC običajno vodimo naprej v nek računalnik za nadaljnjo obdelavo in uporabo signalov.

5.3 PRENOS SENZORSKIH SIGNALOV

5.3.1 UVOD

Pogosto nastopajo izhodni senzorski signali v obliki majhnih napetosti v razredu [mV], majhnih tokov [μ A], majhnih nabojev [μ C] itd. Običajno je v praktičnih aplikacijah nevarno, če take majhne senzorske signale prenašamo po dolgih vodnikih. Zaradi raznih zunanjih motenj se namreč v vodnikih lahko inducirajo motilni električni signali, ki so mnogo večji od osnovnih senzorskih signalov in jih tako zakrijejo (zamaskirajo). V takem primeru senzorskih signalov ne moremo več izluščiti iz motenj oz. šuma in uporabiti, senzorski sistem odpove.

5.3.2 STANDARD ZA PRENOS SIGNALOV [4-20mA]

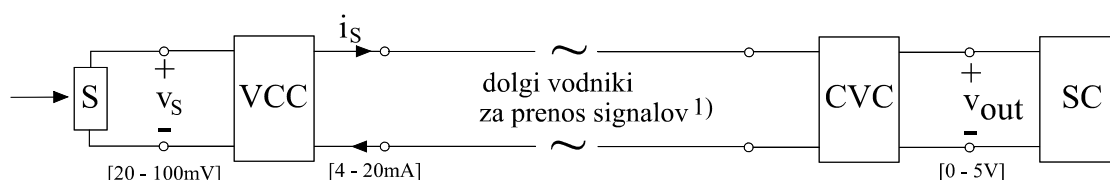
Običajno je primerneje oz. varneje, če prenašamo senzorske signale v obliki majhnih analognih ali digitalnih tokov v razredu [mA]. Na področju prenosa signalov po vodnikih je pogosto uporabljen dogovor oz. standard [4-20mA] : polnemu obsegu senzorjevega odziva (FSO), npr. [20 - 100 mV], v skladu z enostavno linearno transformacijo ustrezajo tokovni signali v intervalu [4 - 20 mA] . Izbor od nič različne spodnje vrednosti tokov (4mA) prinese nekaj zanimivih prednosti:

- 1) Kadarkoli pade vrednost toka na 0mA, je to opozorilo za morebitno napako (npr. prekinitev vodnika)
- 2) Vedno teče po vodnikih tok najmanj 4mA, zato se to lahko uporabi za napajanje npr. oddaljenega senzorja itd.

5.3.3 TIPIČEN SISTEM ZA PRENOS SENZORSKIH SIGNALOV

Tipičen sistem za prenos signalov prikazuje Sl 5.3. Senzor daje v tem primeru majhne izhodne napetostne signale, npr. FSO = 20 - 100mV , ki jih nato napetostno-tokovni

pretvornik VCC (Voltage-to-Current Converter) linearno pretvori v pripadajoče toke v intervalu 4 - 20mA. Take tokovne signale lahko nato varno prenašamo po dolgih vodnikih. Ker je za nadaljnjo obdelavo signalov največkrat najprimernejši napetostni signal, je na drugem koncu najprej tokovno-napetostni pretvornik CVC (Current-to-Voltage Converter), ki tokovne signale pretvori v primerne napetostne signale, npr. v interval 0 - 5V. Končno sledi se končna obdelava signalov (S&H, ADC, PC itd.).



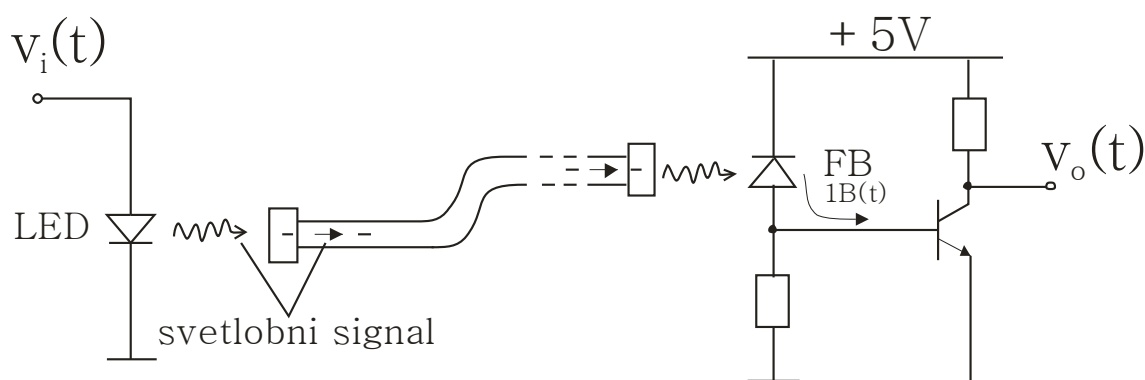
1) običajno zaviti (Twisted Pair):

SI 5.3 Sistem za prenos senzorskih signalov

5.3.4 OPTIČNI SISTEM ZA PRENOS SENZORSKIH SIGNALOV

Dolgi vodniki so zaradi zmanjšanja vpliva zunanjih motenj pogosto oklopljeni. Včasih je par vodnikov zaviti (parica oz. Twisted Pair) kot je prikazano na SI 5.3 spodaj. V tem primeru so inducirane motnje v obeh vodnikih enake in se zato na izhodu medsebojno izničijo.

Vse več je v uporabi tudi prenos senzorskih signalov po optičnih vodnikih (SI 5.4), predvsem zaradi imunosti tega načina prenosa na elektromagnetne motnje (EMI - ElectroMagnetic Interference) in zaradi širokega frekvenčnega pasu nekaj GHz [Hor,613].



SI 5.4 Prenos senzorskega signala po optičnih vodnikih [Hor,613]

5.4 OPERACIJSKI OJAČEVALNIKI IN VEZJA

5.4.1 UVOD

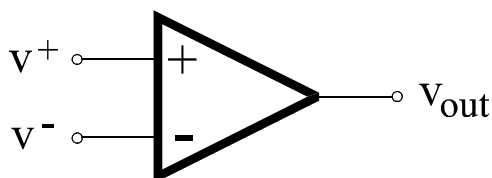
Pogosto so pri obdelavi senzorskih analognih ali digitalnih signalov uporabljeni operacijski ojačevalniki in vezja na osnovi operacijskih ojačevalnikov. V nadaljevanju si bomo ogledali nekatere lastnosti operacijskih ojačevalnikov in nekaterih njihovih osnovnih vezij, ki jih srečamo pri obdelavi senzorskih signalov.

5.4.2 OPERACIJSKI OJAČEVALNIK

5.4.2.1 Uvod

Operacijski ojačevalnik (Operational Amplifier - Opamp) je običajno relativno enostavno integrirano vezje, sestavljeno iz nekaj deset bipolarnih in MOS transistorjev ter nekaj uporov in kondenzatorjev. Pogosto zadostuje za to vezje poenostavljena predstava [Joh]:

Opamp je element, ki ima dva vhoda in en izhod (SI 5.5). Vhod v^+ imenujemo neinvertirajoči vhod (Noninverting Input): vhodni signal na tem vhodu v^+ se le ojači, brez invertiranja. Vhod v^- imenujemo invertirajoči vhod (Inverting Input): vhodni signal na tem vhodu v^- se ojači in invertira (tj. obrne oz. spremeni predznak).

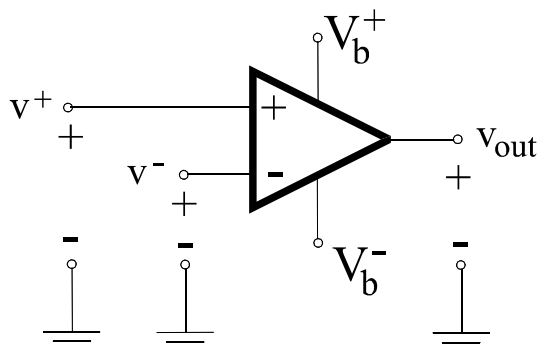


SI 5.5 Osnovna predstavitev opampa: element z dvema vhodoma in enim izhodom

Gornja poenostavljena slika opampa zahteva nekaj dodatnih pojasnil:

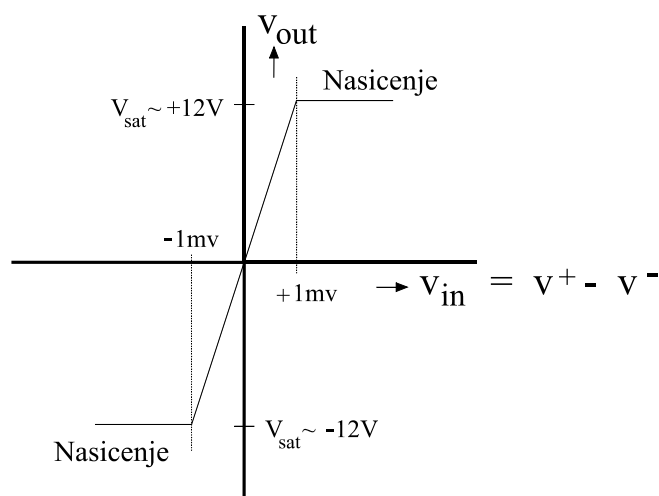
1) Vse napetosti na Sl 5.5 v resnici merimo proti masi, kot je to prikazano na Sl 5.6, vendar teh podrobnosti zaradi preglednosti običajno ne rišemo.

2) Za delovanje opampa sta običajno potrebna dva napetostna izvora, največkrat eden pozitiven in eden negativen, kot prikazuje Sl 5.6, tipično velikosti okrog 12V. Tudi teh napajanj opampov v električnih shemah vezij zaradi preglednosti običajno ne rišemo.



Sl 5.6 Napetosti in napajanje opampa

Tipična prenosna karakteristika opampa je prikazana na Sl 5.7.



Sl 5.7 Prenosna karakteristika opampa

5.4.2.2 Poenostavljen opis delovanja opampa

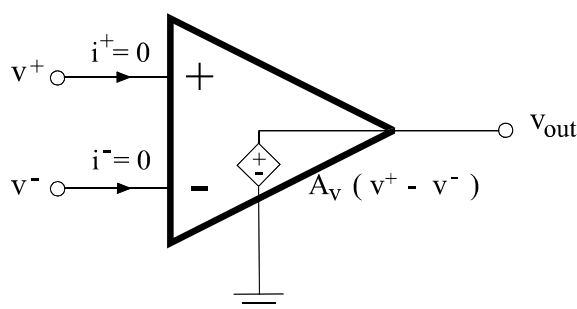
Pogosto opamp deluje le v področju do nasičenja (Sl 5.7). Tedaj velja med izhodnim in vhodnim signalom enostavna linearna zveza

$$v_{out} = A_v (v^+ - v^-) \quad (5.1)$$

kjer je A_v napetostno ojačenje opampa, brez dodanih zunanjih elementov. Dodajmo se par komentarjev :

- 1) opamp torej ojačuje razliko vhodnih signalov in je zato diferencialni ojačevalnik
- 2) napetostno ojačenje A_v je v tem primeru zelo veliko, tipično $A_v = 10^5 - 10^6$
- 3) vhodna impedanca opampa je zelo velika, izhodna pa majhna. Torej, idealni opamp ima $z_{in} = \infty$, $z_{out} = 0$, resnični opamp pa je blizu tega.

Poenostavljeno nadomestno vezje opampa je v tem primeru delovanja do nasičenja torej podano le s krmiljenim napetostnim generatorjem na izhodu ter visokoohmskimi vhodi (Sl 5.8).



Sl 5.8 Poenostavljeno nadomestno vezje opampa

5.4.2.3 Zlati pravili

Pogosto opampi delujejo le v področju do nasičenja. Tedaj za hitro in enostavno analizo vezij z opampi lahko uporabljamo ti. zlati pravili (Golden Rules) [Hor,177].

I. zlato pravilo: $v^+ = v^-$

Razlaga: Pri normalnem delovanju opampa je torej potencialna razlika na vhodu $v^+ - v^- = 0$, oz. pri resničnem opampu je zelo majhna. Zato včasih to pravilo imenujemo tudi navidezni kratak stik na vhodu (Virtual Short Circuit). Dokaz: iz en(5.1) sledi

$$(v^+ - v^-) = \frac{v_{out}}{A_v} = 0 \quad (5.2)$$

kajti v normalnem delovanju opampa je v_{out} neka majhna napetost v razredu [V], napetostno ojačenje opampa pa je zelo veliko, v razredu [10^6] in torej razmerje obeh zanemarljivo majhno.

II. zlato pravilo: $i_+ = i_- = 0$

Razlaga: Vhodni toki so enaki 0, oz. pri resničnem opampu zelo majhni, v razredu [nA-pA]. Vzrok za to tiči v dejstvu, da so na vhodu opampa JFET ali MOSFET transistorji, ki imajo zelo visoke vhodne upornosti oz. nizke vhodne toke.

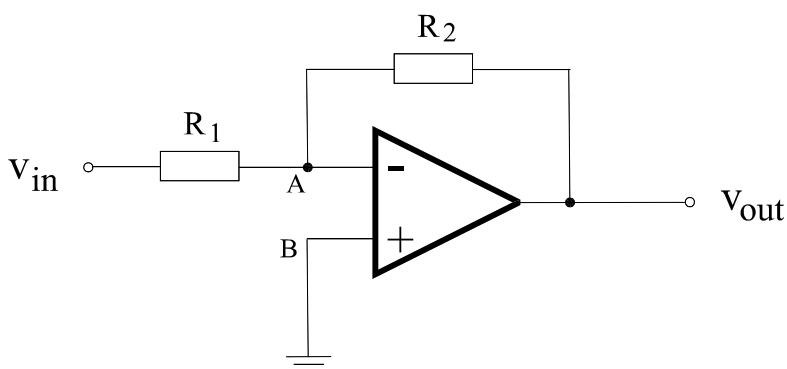
Zaradi krajšega zapisa bomo v nadaljnjih izpeljavah običajno zlati pravili označili le z ustrežno številko (I oz. II).

5.4.3 OSNOVNA VEZJA Z OPERACIJSKIMI OJAČEVALNIKI

V sensoriki pogosto srečujemo vezja, izvedena na osnovi opampov. Vzrok je v dejstvu, da je pogosto tak pristop najbolj kvaliteten, najhitrejši in najcenejši.

5.4.3.1 Invertirajoči ojačevalnik

Invertirajoči ojačevalnik (Inverting Amplifier) prikazuje SI 5.9. Vhodni(input) signal oz. napetost v_{in} je v tem primeru pripeljana, kot pove ime tega ojačevalnika, na invertirajoči (-) vhod.



SI 5.9 Invertirajoči ojačevalnik

Pojem virtualne mase: Pogosto srečamo pri obravnavi vezij z opampi, npr. kot je prikazano na SI 5.9, izraz "A je virtualna masa". To razumemo na sledeč način: točka B je na masi in po pravilu I.($v^+ = v^-$) velja to približno tudi za točko A. Zato pravimo, da je A virtualna oz. približna masa.

Analiza delovanja

A je virtualna masa, zato sta napetost in tok na uporih R_2 oz. R_1 podana z izrazi

$$\begin{aligned} R_2: v_{out}, i_{R2} &= \frac{v_{out}}{R_2} \\ R_1: v_{in}, i_{R1} &= \frac{v_{in}}{R_1} \end{aligned} \quad (5.3)$$

Če sedaj zapišemo Kirchhoffov tokovni zakon za vozlišče A (dalje: KTZ_A), ob upoštevanju pravila II. ($i = 0$) sledi

$$\frac{v_{out}}{R_2} = -\frac{v_{in}}{R_1} \quad (5.4)$$

Prenosna karakteristika (Transfer Characteristics) je torej

$$v_{out} = -\frac{R_2}{R_1} v_{in} \quad (5.5)$$

in napetostno ojačenje A_v

$$A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (5.6)$$

Komentar:

- 1) Ojačenje je določeno le z razmerjem zunanjih uporov in je neodvisno od ojačenja samega opampa!
- 2) Tipične vrednosti veličin pri vezjih z opampi so: toki v razredu [mA], napetosti v razredu [V] in zato upornosti v razredu [kΩ].
- 3) Tipične vrednosti uporov v vezju invertirajočega ojačevalnika (Sl 5.9) so npr. $R_1 = 1\text{k}\Omega$, $R_2 = 100\text{k}\Omega$. Ojačenje je tedaj po en(5.6) $A_v = -100$, vezje torej vhodne signale ojači za faktor 100 in invertira oz. obrne fazo.

Impedance: Vhodna impedanca je s pomočjo en(5.3) določena kot

$$z_{in} = \frac{v_{in}}{i_{in}} = R_1 \quad (5.7)$$

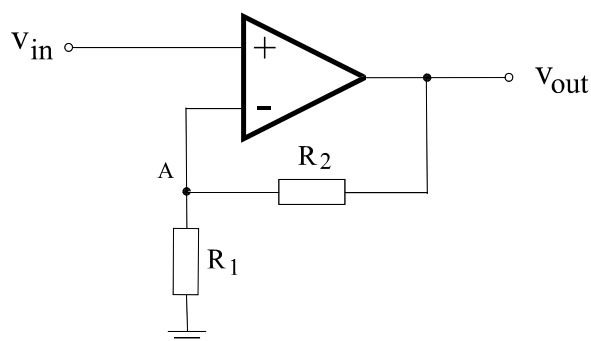
in je za dobro ojačenje v skladu z en(5.6) relativno nizka, kar predstavlja glavno slabost tega vezja. Z dodatkom uporov v povratni vezavi lahko razmere poboljšamo [Hor].

Izhodna impedanca je dobra oz. nizka, saj imamo v nadomestnem vezju (Sl 5.8) na izhodu idealni napetostni generator in velja pri majhnih signalih

$$z_{out} = \frac{\Delta v_{out}}{\Delta i_{out}} = \frac{0}{\Delta i_{out}} = 0 \quad (5.8)$$

5.4.3.2 Neinvertirajoči ojačevalnik

Neinvertirajoči ojačevalnik (Noninverting Amplifier) prikazuje SI 5.10. Vhodni(input) signal oz. napetost v_{in} je v tem primeru pripeljana, kot pove ime tega ojačevalnika, na neinvertirajoči (+) vhod.



SI 5.10 Neinvertirajoči ojačevalnik

Analiza delovanja

Ob upoštevanju pravila I. ($v^+ = v^-$) velja

$$v_{in} = v_A = \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_{out} \quad (5.9)$$

kjer smo potencial v točki A določili po drugi strani z napetostnim delilnikom v_{out} na obeh uporih R_2/R_1 .

Prenosna karakteristika je torej

$$v_{out} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} v_{in} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) v_{in} \quad (5.10)$$

in napetostno ojačenje A_v

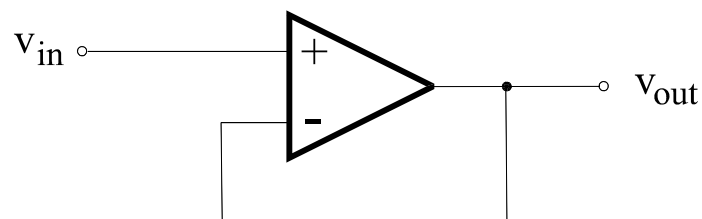
$$A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (5.11)$$

Impedance: Vhodna impedanca je ob upoštevanju pravila II. ($i^+ = 0$) visoka: $z_{in} = \infty$, zato je ta ojačevalnik boljši od predhodnega.

Izhodna impedanca je, podobno kot v prejšnjem primeru, zaradi prevladujočega napetostnega generatorja nizka: $z_{out} = 0$.

5.4.3.3 Sledilnik

Sledilnik (Follower), imenovan včasih tudi blažilnik ali vmesnik (Buffer), dobimo iz prejšnjega primera neinvertirajočega ojačevalnika, če limitiramo upora v vezju na vrednosti $R_1 = \infty$, $R_2 = 0$, kot prikazuje SI 5.11.



SI 5.11 Sledilnik

Analiza delovanja

Najhitreje pridemo do rezultata, če v en(5.10),(5.11) upoštevamo, da velja v tem primeru $R_2/R_1 = 0$ in je torej

$$v_{out} = v_{in} \quad , \quad A_v = 1 \quad (5.12)$$

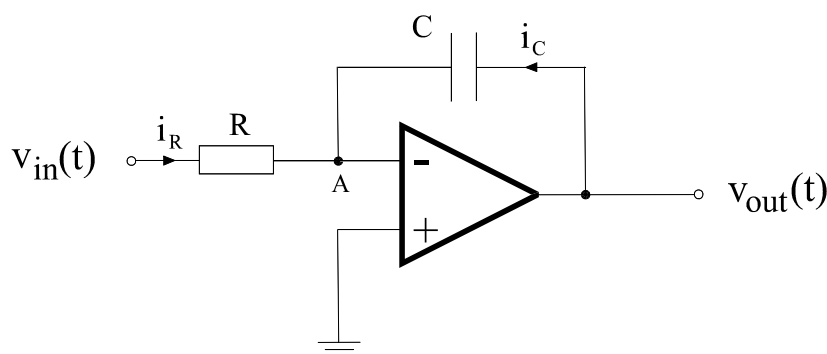
Izhod je torej v tem primeru enak oz. sledi vhodu, zato ime sledilnik.

Impedance: Podobno kot v prejšnjem primeru velja $z_{in} = \infty$, $z_{out} = 0$.

Sledilnik torej v skladu z en(5.12) vhodni signal brez spremembe pretvori v izhodni signal, pri tem pa ima visoko vhodno in nizko izhodno impedanco. To pogosto izkoristimo npr. pri povezovanju ojačevalnih stopenj za ohranitev neobremenjenega ojačenja ali za zvišanje vhodne impedance vezja, kot bomo to videli npr. pri instrumentacijskem ojačevalniku.

5.4.3.4 Integrator

Vežje integratorja dobimo, če v invertirajočem ojačevalniku upor v povratni vezavi nadomestimo s kondenzatorjem, kot prikazuje SI 5.12.



SI 5.12 Integrator

Analiza delovanja

Točka A je virtualna masa. Zato velja (SI 5.12) $v_R = v_{in}$ in $v_C = v_{out}$.

Tok upora je torej po Ohmovem zakonu $i_R = v_{in}/R$. Tok kondenzatorja izpeljemo iz osnovne zveze med nabojem in napetostjo na kondenzatorju $q_C = C v_C$. Če odvajamo to enačbo po času, dobimo tok kondenzatorja $i_C = dq_C/dt = C dv_C/dt = C dv_{out}/dt$.

Če zapišemo KTZ_A ob upoštevanju pravila II. ($i^- = 0$), sledi $i_R = -i_C$. Če vstavimo izpeljana izraza za oba toka, dobimo

$$\frac{v_{in}}{R} = -C \frac{dv_{out}}{dt} \quad (5.13)$$

Izvedemo separacijo spremenljivk

$$dv_{out} = -\frac{1}{RC} v_{in} dt \quad (5.14)$$

in en(5.14) integriramo v mejah od 0 do t. Rezultat, zveza med vhodom in izhodom, se glasi

$$v_{out}(t) = v_{out}(0) - \frac{1}{RC} \int_0^t v_{in}(t) dt \quad (5.15)$$

kjer je $v_{out}(0)$ vrednost izhoda v trenutku $t=0$ oz. začetni pogoj.

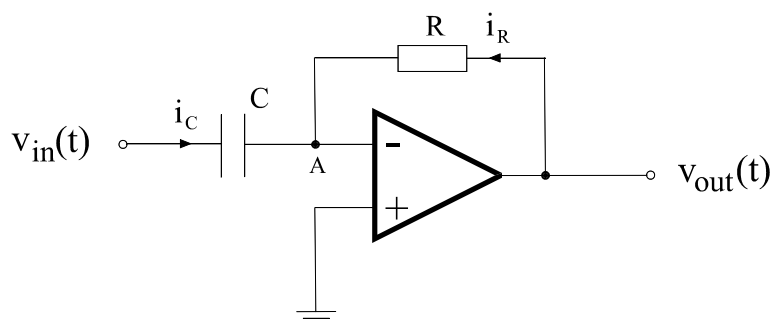
Izhod $v_{out}(t)$ je torej v vsakem trenutku posredno določen z integralom vhodnega signala, vežje torej opravlja funkcijo integratorja.

Kadar potrebujemo na izhodu signal, ki je direktno proporcionalen časovnemu integralu vhodnega signala, moramo torej v skladu z en(5.15) postaviti začetni pogoj $v_{out}(0) = 0$, negativni predznak pa odstranimo z dodatkom zaporedno vezanega invertirajočega ojačevalnika (SI 5.9) z upori $R_1 = R_2$ oz. $A_v = -1$, ki torej vhodni signal le invertira, absolutne vrednosti pa ne spremeni.

Odvodni upor: V praksi običajno paralelno h kondenzatorju vežemo še odvodni upor (Shunt Resistor) R_s , ki preprečuje, da bi prišel integrator v nasičenje zaradi naraščajočega naboja na kondenzatorju.

5.4.3.5 Diferenciator

Vežje diferenciatorja dobimo, če v integratorju zamenjamo upor in kondenzator, kot prikazuje SI 5.13.



SI 5.13 Diferenciator

Analiza delovanja

Točka A je virtualna masa. Zato sedaj velja (SI 5.13) $v_C = v_{in}$ in $v_R = v_{out}$. Tok upora je torej po Ohmovem zakonu $i_R = v_{out}/R$. Tok kondenzatorja izpeljemo na podoben način kot v prejšnjem primeru in dobimo $i_C = C dv_{in}/dt$. Če zapišemo KTZ_A ob upoštevanju pravila II. ($i^- = 0$), sledi $i_C = -i_R$. Če vstavimo izpeljana izraza za oba toka, dobimo

$$C \frac{dv_{in}}{dt} = -\frac{v_{out}}{R} \quad (5.16)$$

Zveza med vhodnim in izhodnim signalom je torej

$$v_{out}(t) = -RC \frac{dv_{in}(t)}{dt} \quad (5.17)$$

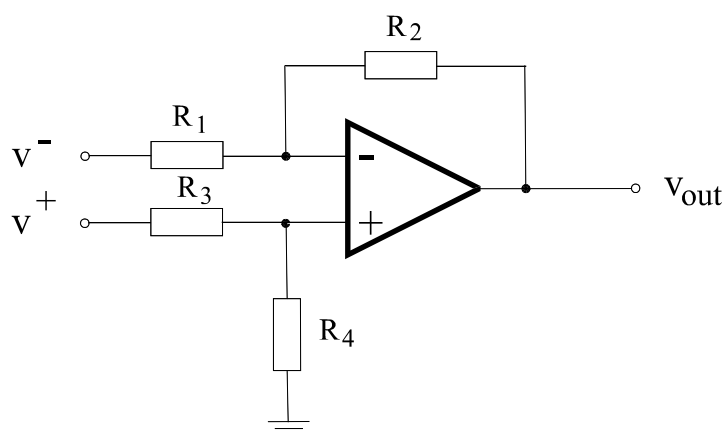
Vrednost izhodnega signala je torej v vsakem trenutku določena s časovnim odvodom vhodnega signala v tistem trenutku, vezje torej opravlja funkcijo diferenciatorja.

5.4.3.6 Diferencialni ojačevalnik

Uvod

Vezje diferencialnega ojačevalnika prikazuje Sl 5.14. Diferencialni ojačevalnik ojačuje le razliko vhodnih signalov, kar imenujemo tudi vhodni signal diferencialnega ojačevalnika $v_{in} = v^+ - v^-$. Izhod od drugih veličin, kot je npr. skupni potencial vhodov $(v^+ + v^-)/2$, ni odvisen oz. jih ne ojačuje. Delovanje diferencialnega ojačevalnika opisuje torej enačba

$$v_{out} = A_v v_{in} = A_v (v^+ - v^-) \quad (5.18)$$



Sl 5.14 Diferencialni ojačevalnik

Analiza delovanja

Kot smo videli na začetku poglavja, nadomestno vezje opampa (Sl 5.8) sestavlja le idealni krmiljeni napetostni generator. Ker so tudi vsi ostali elementi v vezju diferencialnega ojačevalnika linearni (Sl 5.14), je vezje linearno in lahko uporabimo metode za reševanje linearnih vezij. Uporabili bomo metodo superpozicije, pri čemer bomo vhodne signale v^+ , v^- smatrali kot neodvisne generatorje:

1) Najprej določimo odziv vezja na vhodni generator v^- :

V tem primeru moramo v skladu s principom superpozicije izničiti vse ostale neodvisne generatorje, v našem primeru torej le preostali vhodni signal: $v^+ = 0$!

Tedaj sta (Sl 5.14) oba, R_3 in R_4 , paralelno vezana na maso. Ob upoštevanju pravila II. ($i^+ = 0$) ni napetostnega padca na teh uporih in zato je v tem primeru v^+ vhod na masi. S tem postane slika vezja enaka Sl 5.9 oz. invertirajočemu ojačevalniku. Po analogiji z en(5.5) lahko zapišemo prvo delno rešitev za izhodni signal v obliki

$$v_{out1} = -\frac{R_2}{R_1} v^- \quad (5.19)$$

2) Nato določimo odziv vezja še na vhodni generator v^+ :

V tem primeru moramo v skladu s principom superpozicije izničiti vse ostale neodvisne generatorje, v tem primeru torej le preostali vhodni signal: $v^- = 0$!

Sedaj postane slika vezja enaka Sl 5.10 oz. neinvertirajočemu ojačevalniku s tem, da je tu vhodni signal v_{in} določen z napetostnim delilnikom R_4/R_3 za napetost v^+ . Po analogiji z en(5.11) lahko zapišemo drugo delno rešitev za izhodni signal v obliki

$$v_{out2} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{R_4}{R_3 + R_4} v^+ \quad (5.20)$$

Celoten odziv vezja dobimo z vsoto delnih rešitev. Ob enostavni preureditvi je torej zveza med vhomom in izhodom diferencialnega ojačevalnika

$$v_{out} = v_{out1} + v_{out2} = -\frac{R_2}{R_1} v^- + \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{R_3}{R_4}} v^+ \quad (5.21)$$

Če zaradi krajše zapisave uvedemo substitucijo $a = R_2/R_1$, $b = R_3/R_4$, lahko en(5.21) prepišemo v obliko

$$v_{out} = \frac{v^+ - abv^- + a(v^+ - v^-)}{1 + b} \quad (5.22)$$

Pogoj, da bo obravnavano vezje delovalo kot diferencialni ojačevalnik oz. da bo izhod v_{out} v skladu z zahtevo za diferencialni ojačevalnik en(5.18) določen izključno z razliko vhodnih signalov ($v^+ - v^-$), je torej

$$ab = 1 \quad \text{oz.} \quad \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3} \quad (5.23)$$

Prenosna karakteristika diferencialnega ojačevalnika je torej

$$v_{out} = \frac{1+a}{1+b} (v^+ - v^-) = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{R_3}{R_4}} (v^+ - v^-) \quad (5.24)$$

Prenosno karakteristiko diferencialnega ojačevalnika lahko zapišemo tudi v obliki

$$v_{out} = A_v v_{in} = A_v (v^+ - v^-) \quad (5.25)$$

kjer ojačenje diferencialnega ojačevalnika A_v določimo iz en(5.24)

$$A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{1+a}{1+b} = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{R_3}{R_4}} \quad (5.26)$$

Pogost izbor uporov v praksi je, seveda v skladu s pogojem za diferencialni ojačevalnik en(5.23),

$$R_1 = R_3, \quad R_2 = R_4 \quad (5.27)$$

V tem primeru je prenosna funkcija diferencialnega ojačevalnika

$$v_{out} = \frac{R_2}{R_1} (v^+ - v^-) \quad (5.28)$$

oz. ojačenje

$$A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{R_2}{R_1} \quad (5.29)$$

Impedance: Podobno kot v prejšnjih primerih velja, da je zaradi idealnega krmiljenega napetostnega generatorja na izhodu izhodna impedanca nizka: $z_{out} = 0$.

Vhodna impedanca, torej tista, ki jo vidi vhodni signal $v_{in} = v^+ - v^-$, je ob upoštevanju pravila I.($v^+ = v^-$) in Sl 5.14

$$z_{in} = \frac{v_{in}}{i_{in}} = R_1 + R_3 = 2R_1 \quad (5.30)$$

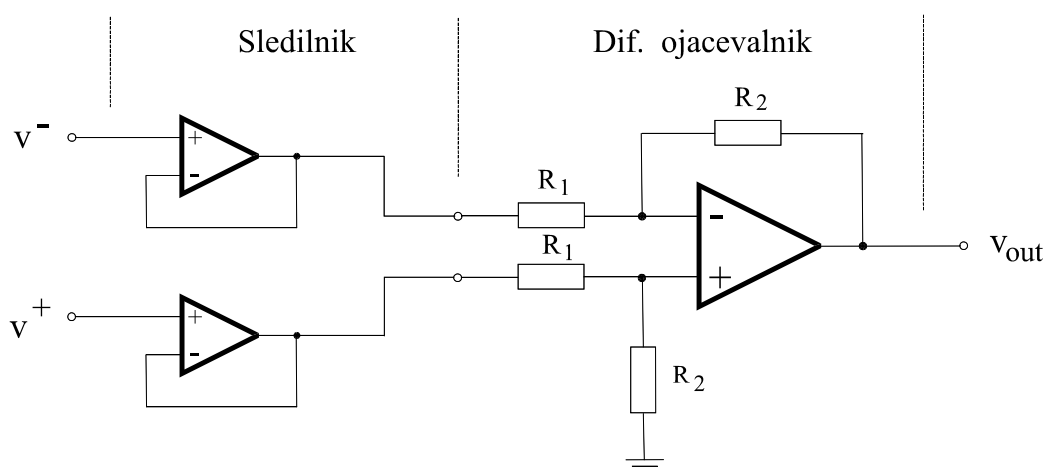
kar je slaba lastnost tega ojačevalnika, saj mora biti R_1 po en(5.29) za dobro ojačenje nizek. To slabost odpravi instrumentacijski ojačevalnik.

5.4.3.7 Instrumentacijski ojačevalnik

Uvod

Instrumentacijski ojačevalnik ima poleg dobrih lastnosti diferencialnega ojačevalnika tudi visoko vhodno upornost in je torej dober ojačevalnik, ki ga zato pogosto srečamo v praksi.

Instrumentacijski ojačevalnik dobimo, če diferencialnemu ojačevalniku dodamo na vhodih sledilnike (SI 5.15).



SI 5.15 Instrumentacijski ojačevalnik

Analiza delovanja

Kot smo videli na začetku poglavja, ima sledilnik visoko vhodno upornost in nizko izhodno upornost, signala pa ne preoblikuje ($A_v = 1$ oz. $v_{out} = v_{in}$). Zato dodatek sledilnikov na vходу instrumentacijskega ojačevalnika (SI 5.15) na signal sam ne vpliva, pridobimo pa s tem visoko sledilnikovo upornost na vходу instrumentacijskega ojačevalnika in zato dober ojačevalnik.

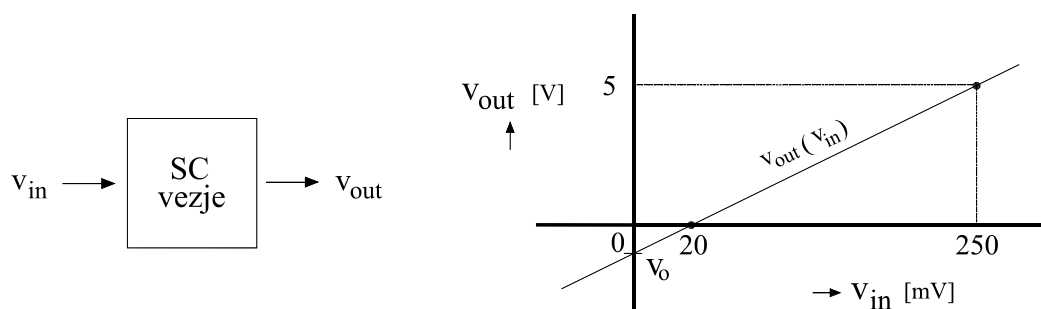
Oglejmo si uporabo instrumentacijskega ojačevalnika se na praktičnem primeru!

Primer: Senzor generira na izhodu signale v intervalu (FSO) 20 - 250mV. Načrtaj vezje za obdelavo signala (Signal Conditioning, SC) z instrumentacijskim ojačevalnikom, da bo pripadajoči izhodni signal SC vezja v intervalu 0 - 5V !

Reševanje: Osnovno delovanje SC vezja prikazuje SI 5.16a. Rešitev dobimo v več korakih.

1) Določitev prenosne funkcije SC vezja $v_{out}(v_{in})$:

Prenosna funkcija $v_{out}(v_{in})$ mora vsebovati začetno točko (20mV, 0V) in končno točko (250mV, 5V) ter imeti vmes linearen potek, kot prikazuje Sl 5.16.



Sl 5.16 Osnovno delovanje SC vezja (a) in graf prenosne karakteristike (b)

Analitična oblika prenosne funkcije je torej neka linearna zveza, zapisana npr. v obliki

$$v_{out} = m v_{in} + v_0 \quad (5.31)$$

kjer je m strmina (ojačenje), v_0 pa vrednost v_{out} pri $v_{in} = 0$, kot prikazuje Sl 5.16b.

Določitev konstant m , v_0 : v en(5.31) vstavimo začetno in končno točko, saj lezita na premici, in dobimo dve enačbi za dve neznanki m , v_0

$$\begin{aligned} 0V &= m 20mV + v_0 \\ 5V &= m 250mV + v_0 \end{aligned} \quad (5.32)$$

Rešimo npr. z metodo eliminacije spremenljivk: če od druge enačbe odštejemo prvo, dobimo

$$5V = m 230mV \quad \text{oz.} \quad m = \underline{21.74} \quad (5.33)$$

Zaradi varnosti delamo z eno decimalno več kot je potrebno za končni rezultat. Vrednost v_0 dobimo npr. iz prve enačbe

$$v_0 = -m 20mV = \underline{-435mV} = \underline{-0.435V} \quad (5.34)$$

Prenosna funkcija ima torej v tem primeru obliko

$$v_{out} = 21.7 v_{in} - 435mV \quad (5.35)$$

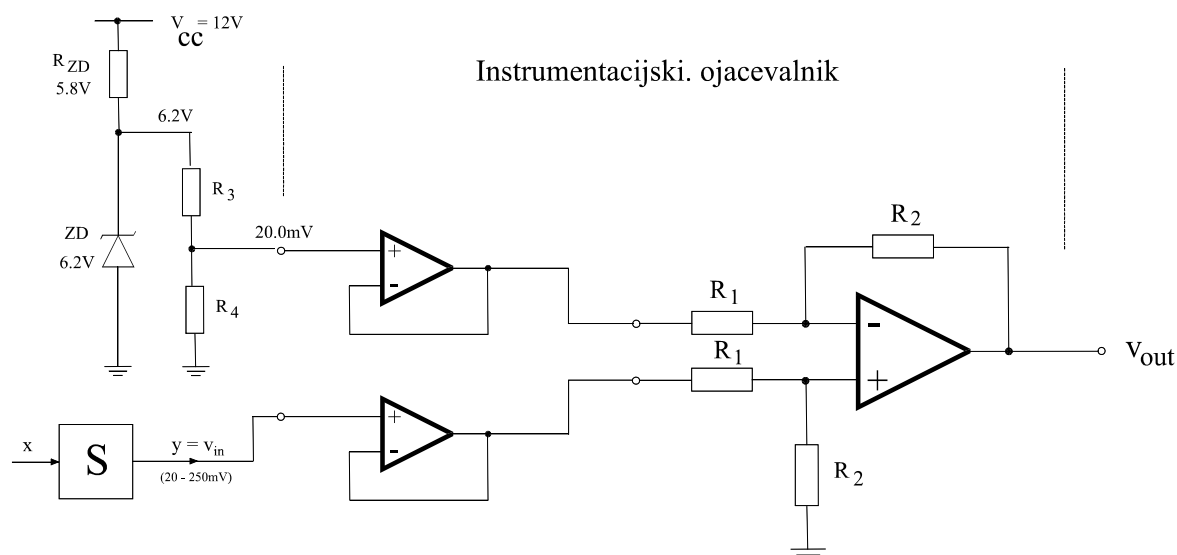
Prenosno funkcijo zapišimo še v obliki, primerni za diferencialni oz. instrumentacijski ojačevalnik s tem, da izpostavimo $m = 21.7$

$$\begin{aligned} v_{out} &= 21.7 (v_{in} - 20.0mV) \\ &= A_v (v^+ - v^-) \end{aligned} \quad (5.36)$$

2) Realizacija SC vezja:

Kot sledi iz en(5.36), mora biti torej v tem primeru na instrumentacijskem ojačevalniku z ojačenjem $A_v = 21.7$ na + vhod pripeljan signal $v^+ = v_{in}$, ki je izhod senzorja (20.0 - 250mV), na - vohodu pa je konstanten signal $v^- = 20.0\text{mV}$.

SC vezje na osnovi instrumentacijskega ojačevalnika, ki izpolnjuje omenjene zahteve, je prikazano na Sl 5.17.



Sl 5.17 SC vezje

Določitev elementov instrumentacijskega ojačevalnika: v skladu z en(5.29) velja torej v našem primeru

$$A_v = \frac{R_2}{R_1} = 21.7 \quad (5.37)$$

Kot primerne vrednosti izberemo npr. $R_1 = 10\text{k}\Omega$, $R_2 = 217\text{k}\Omega$

Določitev elementov izvora konstantne napetosti 20mV: enostaven stabiliziran izvor napetosti lahko realiziramo s pomočjo referenčne Zenerjeve diode in treh uporov kot prikazuje Sl 5.17. Referenčna Zenerjeva dioda ZD vzdržuje na sebi konstantno, temperaturno neodvisno napetost 6.2V. Najprej se odločimo za primeren tok diode, npr. 1mA. Obremenitev oz. segrevanje diode je tedaj se zanemarljivo

$$P_{segr} = VI = 6.2\text{V} \times 1\text{mA} = \underline{6.2\text{mW}} \quad (5.38)$$

Po drugi strani pa je 1mA že mnogo večji tok kot bo obremenitev delilnika R_3R_4 z vhodnim tokom opampa, ki je tipično v razredu [nA], oz. zaradi pravila II. ($i^+ = 0$) in problemov z obremenitvijo delilnika ne bo.

Vrednost upora R_{ZD} je tedaj po Ohmovem zakonu

$$R_{ZD} = \frac{V_{cc} - 6.2V}{I} = \frac{5.8V}{1mA} = \underline{5.8k\Omega} \quad (5.39)$$

Zahtevano izhodno napetost stabiliziranega izvora $20mV$ določimo z delilnikom napetosti $6.2V$ na uporih R_3R_4

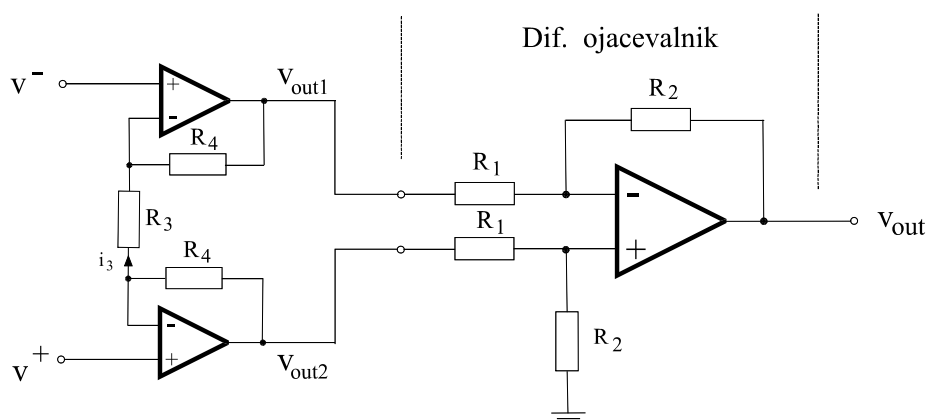
$$20mV = 6.2V \frac{R_4}{R_3 + R_4} \quad \text{oz.} \quad \frac{R_3}{R_4} = \underline{309} \quad (5.40)$$

Primeren izbor uporov bi bil torej npr. $R_4 = 1k\Omega$, $R_3 = 309k\Omega$. Ob upoštevanju II. ($i^+ = 0$) je namreč tok skozi oba upora določen z $6.2V/310k\Omega = 20\mu A$, kar je se vedno mnogo večje kot omenjeni vhodni tok opampa in torej delilnik v redu deluje.

5.4.3.8 Instrumentacijski ojačevalnik z nastavljivim ojačenjem

Uvod

Kadar potrebujemo instrumentacijski ojačevalnik z nastavljivim ojačenjem, lahko to izvedemo z dodatkom treh uporov na vhodu vezja (Sl 5.18).



Sl 5.18 Instrumentacijski ojačevalnik z nastavljivim ojačenjem

Analiza delovanja

Ob upoštevanju pravila I. ($v^+ = v^-$) je na upor R_3 celotna vhodna napetost $v_{in} = v^+ - v^-$. Zato je po Ohmovem zakonu tok tega upora $i_3 = v_{in}/R_3$. Ta tok zaradi pravila I. ($i^- = 0$) teče le skozi upora R_4 . Na vhodu diferencialnega ojačevalnika se zato pojavi notranja vhodna napetost

$$v_{out2} - v_{out1} = i_3 (R_4 + R_3 + R_4) = \frac{v_{in}}{R_3} (R_3 + 2R_4) = v_{in} \left(1 + \frac{2R_4}{R_3}\right) \quad (5.41)$$

V skladu z ojačenjem diferencialnega ojačevalnika, en(5.29), je izhodna napetost v tem primeru podana z izrazom

$$v_{out} = \frac{R_2}{R_1}(v_{out2} - v_{out1}) = \frac{R_2}{R_1}\left(1 + \frac{2R_4}{R_3}\right)v_{in} \quad (5.42)$$

in je torej ojačenje

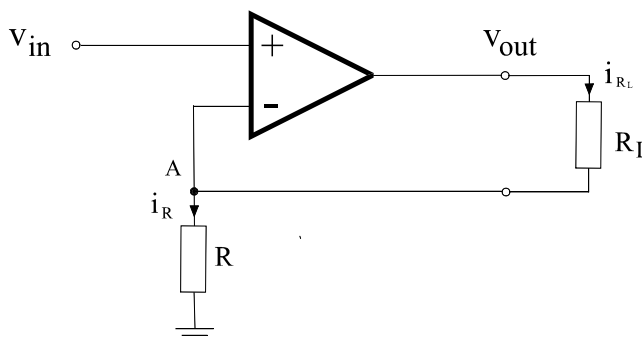
$$A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{R_2}{R_1}\left(1 + \frac{2R_4}{R_3}\right) \quad (5.43)$$

Komentar: Ojačenje je torej odvisno le od zunanjih uporov in ga običajno nastavljammo z uporom R_3 . Izbor tipičnih vrednosti uporov je npr. $R_1 = R_2 = 10\text{k}\Omega$, $R_4 = 50\text{k}\Omega$. Upor R_3 sestavimo iz zaporedne vezave fiksnega in spremenljivega upora (potenciometra): $R_3 = R_{3\text{fix}} + R_{3\text{var}} = 100\Omega + (0 - 100\text{k}\Omega)$. S spreminjanjem potenciometra od 0 do $100\text{k}\Omega$ se ojačenje po en(5.43) spreminja v intervalu od 10^3 do 2.

5.4.3.9 Napetostno-tokovni pretvornik

Uvod

Napetostno-tokovni pretvornik (Voltage-to-Current Converter, VCC) ima na izhodu tok, ki teče skozi neko breme (Load) R_L in ki je verna slika vhodne napetosti. Izvedba VCCja z opampom je prikazana na Sl 5.19.



Sl 5.19 Napetostno-tokovni pretvornik

Analiza delovanja

Ob upoštevanju pravila I. ($v^+ = v^-$) velja $v_A = v_{in}$ in po Ohmovem zakonu $i_R = v_A/R = v_{in}/R$. Ob upoštevanju pravila II. ($i^- = 0$) velja $i_R = i_{R_L}$. Zveza med izhodnim tokom in vhodno napetostjo je tedaj

$$i_{R_L} = \frac{v_{in}}{R} \quad (5.44)$$

Tok na izhodu skozi priključeno breme na izhodu i_{RL} je torej sorproportionalen vhodni napetosti v_{in} , neodvisno od bremena R_L in se zato obnaša kot primeren VCC.

V tem primeru je v skladu z en(5.44) ojačenje kot razmerje med izhodnim in vhodnim signalom podano z izrazom

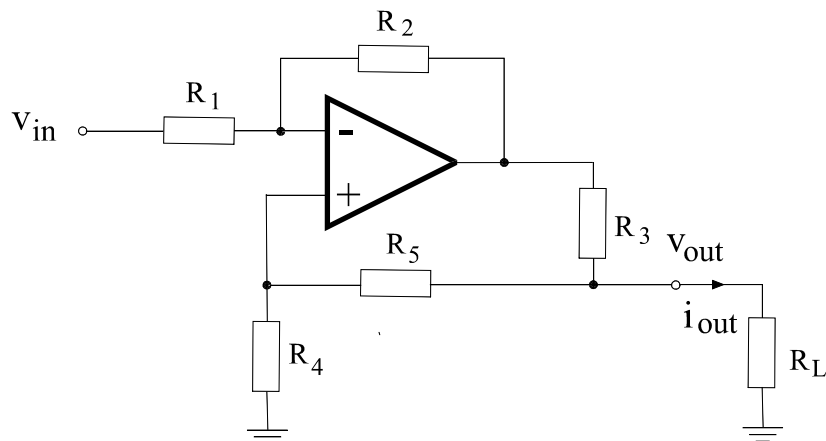
$$A = \frac{i_{out}}{v_{in}} = \frac{1}{R} \quad (5.45)$$

Ojačenje ima torej tu enoto prevodnosti oz. splošneje admittance, zato takemu vezju pravimo tudi transprevodnostni ali transadmitančni ojačevalnik.

5.4.3.10 Dvosmerni napetostno-tokovni pretvornik

Uvod

Dvosmerni napetostno-tokovni pretvornik (Bidirectional VCC) prikazuje SI 5.20. Pri tej izvedbi lahko izhodni tok skozi breme teče v eni ali drugi smeri. Dodatna prednost tega vezja je ozemljeno breme.



SI 5.20 Dvosmerni napetostno-tokovni pretvornik

Analiza delovanja

Če izrazimo v^+ in v^- ter upoštevamo pravilo I.($v^+ = v^-$), pridemo ob pogoju $R_1(R_3 + R_5) = R_2R_4$ do naslednje zveze med izhodnim tokom in vhodno napetostjo

$$i_{out} = -\frac{R_2}{R_1 R_3} v_{in} \quad (5.46)$$

Vezje lahko pošilja izhodni tok skozi breme v obeh smereh, odvisno od predznaka vhodne napetosti. Izkaze se, da je velikost bremena navzgor omejena z nasičenjem opampa v skladu z enačbo

$$R_{L\max} = \frac{(R_4 + R_5) \left(\frac{V_{sat}}{I_{\max}} - R_3 \right)}{R_3 + R_4 + R_5} \quad (5.47)$$

kjer je V_{sat} napetost nasičenja opampa in I_{\max} maksimalni izhodni tok skozi breme.

Primer: Napetostni izhodni signali senzorja se nahajajo v intervalu (FSO) od 0 do 1V. Načrtaj VCC, ki pretvori napetostne signale senzorja v tokovne signale v intervalu od 0 do -10mA. Določi še maksimalno dopustno vrednost bremena $R_{L\max}$, če je napetost nasičenja opampa $V_{sat} = \pm 10V$.

Reševanje: Zaradi negativnega izhodnega toka, ki teče iz bremena v pretvornik, izberemo dvosmerni VCC, kot ga prikazuje Sl 5.20.

Kot primeren izbor uporov vzamemo v tem primeru npr. $R_1 = R_2 = 10k\Omega$. Tedaj je zveza med vhodno napetostjo in izhodnim tokom v skladu z en(5.46) podana z izrazom

$$i_{out} = -\frac{1}{R_3} v_{in} \quad (5.48)$$

Zahtevi, da mora pri senzorjevi oz. vhodni napetosti $v_{in} = 1V$ izhodni tok imeti vrednost $i_{out} = -10mA$, zadostimo po en(5.48) z vrednostjo R_3

$$R_3 = -\frac{v_{in}}{i_{out}} = -\frac{1V}{-10mA} = \underline{100\Omega} \quad (5.49)$$

Zaradi enostavnosti in ker vezje to dopušča, izberemo še $R_5 = 0$. Nato iz pogoja za upore $R_1(R_3 + R_5) = R_2R_4$ določimo ob upoštevanju $R_1 = R_2$ še vrednost upora R_4 : $R_4 = R_3 = 100\Omega$.

Končni izbor uporov je torej: $R_1 = R_2 = 10k\Omega$, $R_3 = R_4 = 100\Omega$, $R_5 = 0$

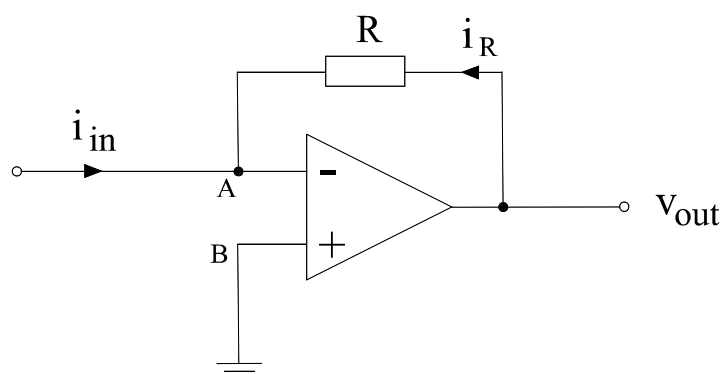
Določitev maksimalne dopustne vrednosti bremena $R_{L\max}$: v skladu z en(5.47) velja

$$R_{L\max} = \frac{(R_4 + R_5) \left(\frac{V_{sat}}{I_{\max}} - R_3 \right)}{R_3 + R_4 + R_5} = \frac{1}{2} \left(\frac{10V}{10mA} - 100\Omega \right) = \underline{450\Omega} \quad (5.50)$$

5.4.3.11 Tokovno-napetostni pretvornik

Uvod

Tokovno-napetostni pretvornik (Current-to-Voltage Converter, CVC) ima na izhodu napetost, ki je verna slika vhodnega toka. Izvedba CVCja z opampom je prikazana na Sl 5.21.



Sl 5.21 Tokovno-napetostni pretvornik

Analiza delovanja

Točka A je virtualna masa. Če zapišemo KTZ_A ob upoštevanju pravila II. ($i^- = 0$) in Ohmovega zakona lahko zapišemo

$$i_R = \frac{v_{out}}{R} = -i_{in} \quad (5.51)$$

Zveza med vhodnim in izhodnim signalom je torej

$$v_{out} = -R i_{in} \quad (5.52)$$

Izhodna napetost je torej verna slika vhodnega toka, vezje je torej VCC.

V tem primeru je ojačenje kot razmerje med izhodnim in vhodnim signalom podano z izrazom

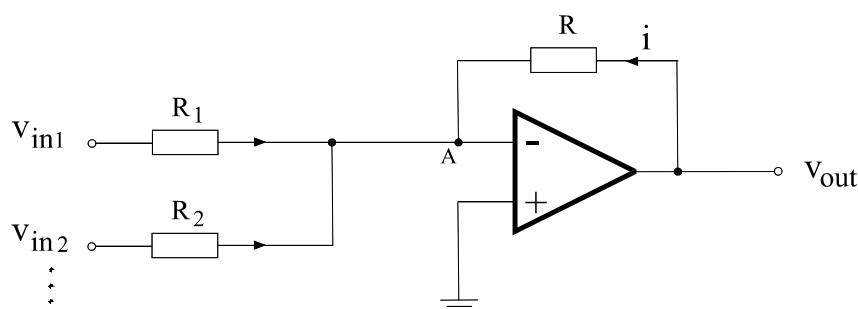
$$A = \frac{v_{out}}{i_{in}} = -R \quad (5.53)$$

Ojačenje ima torej tu enoto upornosti oz. splošneje imedance, zato takemu vezju pravimo tudi transuporovni ali transimpedančni ojačevalnik.

5.4.3.12 Seštevalni ojačevalnik

Uvod

Seštevalni ojačevalnik (Summing Amp, Adding Amp), ki je, kot bomo videli, hkrati tudi napetostno-napetostni pretvornik (Voltage-to-Voltage Converter, VVC), prikazuje SI 5.22. V bistvu je to vezje invertirajoči ojačevalnik z več vhodi.



SI 5.22 Seštevalni ojačevalnik

Analiza delovanja

Točka A je virtualna masa. Če zapišemo Kirchhoffov tokovni zakon za vozlišče A (KTZ_A), ob upoštevanju pravila II. ($i^- = 0$) sledi

$$i = \frac{v_{out}}{R} = -\left(\frac{v_{in1}}{R_1} + \frac{v_{in2}}{R_2} + \dots\right) \quad (5.54)$$

Prenosno karakteristiko, zvezo med vhom in izhodom, zapišemo v obliki

$$v_{out} = -\left(\frac{R}{R_1} v_{in1} + \frac{R}{R_2} v_{in2} + \dots\right) \quad (5.55)$$

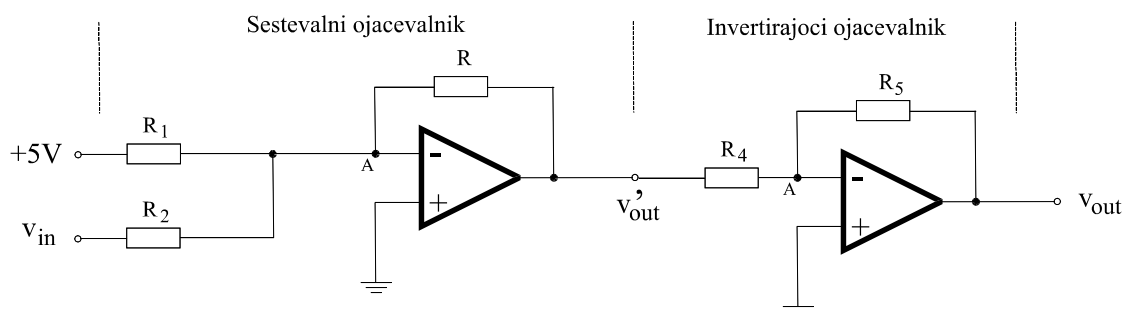
Izhod je torej invertirana utežena vsota vhomov. Ker z ustreznim izborom uporov lahko realiziramo poljubno linearno zvezo med vhodnimi in izhodno napetostjo, ima vezje tudi značaj napetostno-napetostnega pretvornika (VVC).

Če izberemo na primer, da so vsi upori enaki: $R = R_1 = R_2 = \dots$, postane izhod invertirana vsota vhomov (direktna, neutežena).

Če potrebujemo seštevalni ojačevalnik, pri katerem je izhod direktno vsota vseh vhodnih signalov, je torej treba poskrbeti se za odpravo negativnega predznaka v en(5.55) oz. invertiranja. To lahko enostavno izvedemo z dodatkom invertirajočega ojačevalnika z ojačenjem -1 (vezje na SI 5.9, kjer je $R_1 = R_2$) na izhod seštevalnega ojačevalnika.

Primer: Načrtaj vezje na osnovi seštevalnega ojačevalnika s prenosno karakteristiko $v_{out} = 3.4 v_{in} + 5V$.

Reševanje: Uporabimo seštevalni ojačevalnik, ki mu zaradi pozitivnega predznaka v_{in} dodamo še invertirajoči ojačevalnik za obrat predznaka (SI 5.23). V skladu z zahtevano prenosno karakteristiko na en vhod pripeljemo spremenljivo napetost v_{in} , na drugi vhod pa konstantno napetost $5V$. Do rešitve pridemo v več korakih.



SI 5.23 Načrt vezja

1) **Določitev elementov seštevalnega ojačevalnika:** ob upoštevanju delovanja invertirajočega ojačevalnika, v skladu s prenosno karakteristiko seštevalnega ojačevalnika po en(5.55) in zahtevano prenosno karakteristiko lahko pišemo

$$\begin{aligned} v_{out} &= -v'_{out} = +\left(\frac{R}{R_1} 5V + \frac{R}{R_2} v_{in}\right) \\ &= +\left(5V + 3.4 v_{in}\right) \end{aligned} \quad (5.56)$$

Iz en(5.56) sledi: $R/R_1 = 1$, $R/R_2 = 3.4$ oz. $\underline{R_1 = R = 3.4R_2}$.

Kot primeren izbor lahko vzamemo naslednje vrednosti uporov seštevalnega ojačevalnika: $R_2 = 10k\Omega$ in torej po gornji zvezi še $R_1 = R = 34k\Omega$.

2) **Določitev elementov invertirajočega ojačevalnika:** ob upoštevanju en(5.5) v našem primeru pišemo

$$v_{out} = -\frac{R_5}{R_4} v'_{out} \quad (5.57)$$

Ker naj ima v tem primeru invertirajoči ojačevalnik ojačenje -1 , iz en(5.6) sledi: $R_4 = R_5$. Ker je ugodno, če imamo v vezju čim bolj enake upore, izberemo v povezavi s prejšnjim izborom: $\underline{R_4 = R_5 = 10k\Omega}$.

S tem so določeni vsi elementi vezja in problem je rešen.

Osvetlimo povedano še z naslednjim konkretnim primerom !

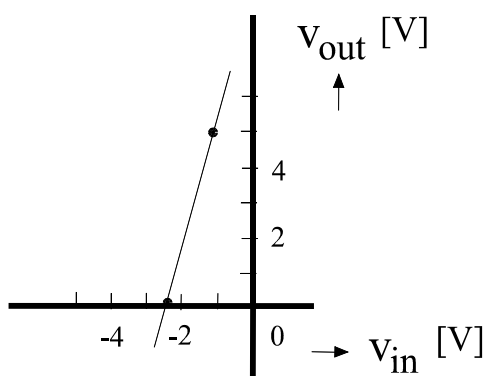
Primer: Senzor daje izhodne signale v intervalu (FSO) od -2.4V do -1.1V . Senzor je občutljiv na obremenitve s tokom. Za nadaljnjo obdelavo podatkov (Signal Conditioning, SC) z ADC potrebujemo napetostne signale v intervalu $0 - 5\text{V}$. Na osnovi seštevalnega ojačevalnika načrtaj ustrezni napetostno-napetostni pretvornik (Voltage-to-Voltage Converter, VVC). Napajalna napetost je $\pm 15\text{V}$.

Reševanje:

1) **Razmere na vhodu VVC:** Ker je senzor v tem primeru občutljiv na obremenitve s tokom, mora biti vhodna impedanca VVC visoka. To lahko zagotovimo z uporabo sledilnika ($Z_{in} = \infty$, $Z_{out} = 0$, $A_v = 1$ oz. signala ne preoblikuje) na vhodu VVC.

2) **Razmere na izhodu VVC:** Vhodne impedanice ADCjev so običajno precej visoke - tipično nekaj $10\text{k}\Omega$, medtem ko je izhodna impedanca opampa na izhodu VVC nizka, zato v tem primeru ni problemov obremenitve.

3) **Prenosna karakteristika VVC:** V tem primeru je prenosna karakteristika linearna zveza med vhodnim signalom s skrajnima vrednostma -2.4V in -1.1V ter izhodnim signalom s skrajnima vrednostma 0V in 5V , kot prikazuje graf na SI 5.24.



SI 5.24 Prenosna karakteristika VVC

Prenosno karakteristiko v_{out}/v_{in} zapišemo v splošni obliki z dvema konstantama

$$v_{out} = m v_{in} + v_0 \quad (5.58)$$

kjer je m strmina premice, v_0 pa vrednost izhoda pri $v_{in} = 0$.

Konstanti m , v_0 določimo s pomočjo začetne in končne točke, ki ležita na premici in zato zadoščata enačbi en(5.58)

$$\begin{aligned} 0 &= m(-2.4\text{V}) + v_0 \\ 5\text{V} &= m(-1.1\text{V}) + v_0 \end{aligned} \quad (5.59)$$

Če od druge enačbe odštejemo prvo, sledi: $5\text{V} = m(1.3\text{V})$ oz. $\underline{m = 3.85}$.

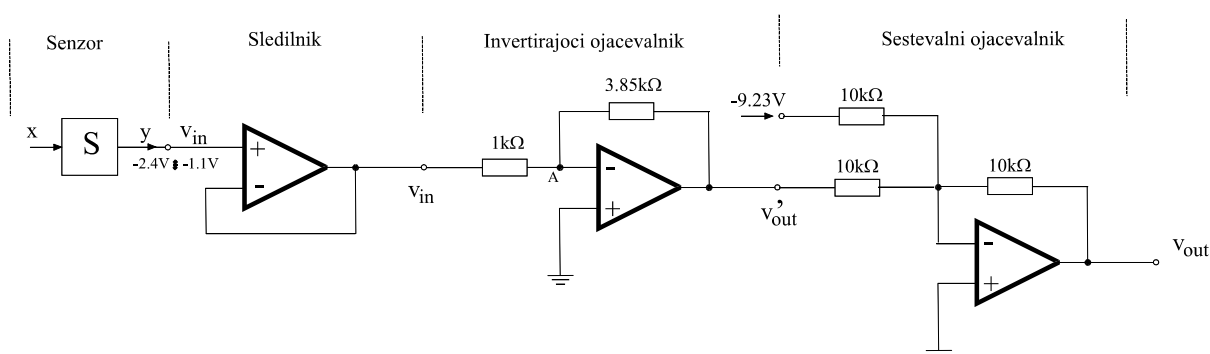
Nato iz prve enačbe določimo se: $v_0 = m(2.4\text{V}) = \underline{9.23\text{V}}$.

Prenosno karakteristiko, en(5.58), lahko sedaj zapišemo v obliki

$$v_{out} = 3.85 v_{in} + 9.23V \quad (5.60)$$

4) Določitev VVC vezja:

Ker seštevalni ojačevalnik invertira, moramo dodati še invertirajoči ojačevalnik, da bo koeficient m pozitiven. Faktor 3.85 v en(5.60) zagotovimo z izborom uporov v invertirajočem ojačevalniku ($1k\Omega$ in $3.85k\Omega$). Konstantno napetost $-9.23V$ realiziramo z napetostnim delilnikom za napajanje $-15V$. Izhod sensorja zaščitimo pred obremenitvijo s sledilnikom, kot je bilo opisani v točki 1. Izbrano VVC vezje prikazuje Sl 5.25.

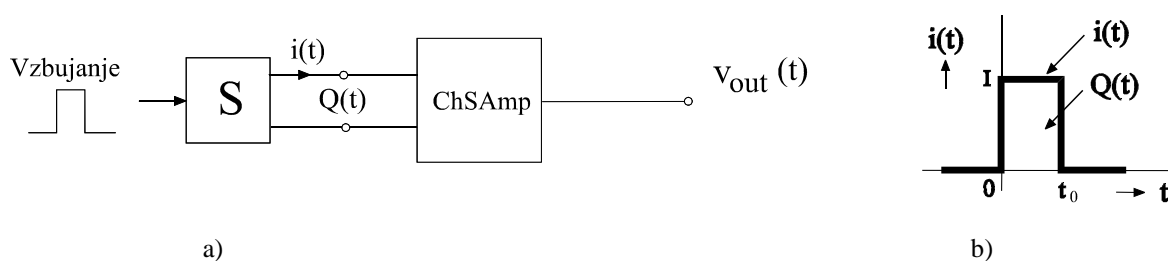


SI 5.25 Slika VVC vezja

5.4.3.13 Nabojno-napetostni pretvornik

Uvod

Nabojno-napetostni pretvornik (Charge-to-Voltage Converter, ChVC) imenujemo včasih tudi nabojno-občutljivi ojačevalnik (Charge-Sensitive Amplifier, ChSAMP). To vrsto pretvornika uporabimo, kadar je izhod sensorja nek, lahko tudi izredno majhen tok $i(t)$ ali naboj $Q(t)$, včasih tudi v razredu [pC]. Tipični primer takih sensorjev so npr. piezoelektrični sensorji ali sensorji radiacije. Razmere pri nabojno-občutljivem ojačevalniku prikazuje SI.5.26.

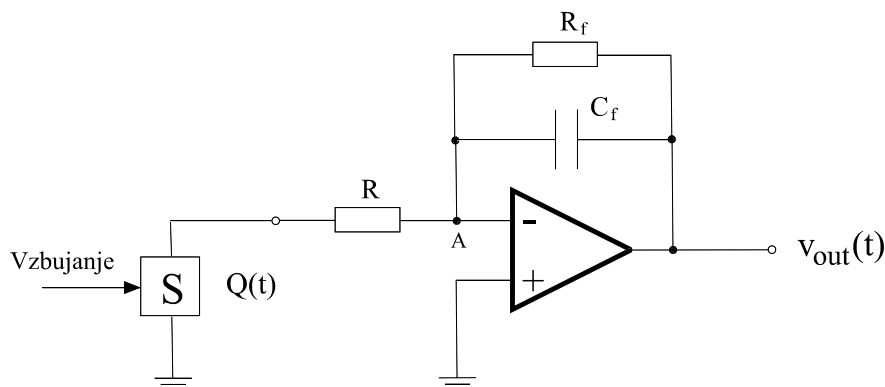


SI 5.26 Delovanje ChVCja (a) in zveza med vhodnim tokom in nabojem (b)

Izhodni signal sensorja si v teh primerih lahko predstavljamo kot nek majhen tok $i(t)$. Včasih, zlasti v primeru sensorjev z zelo majhnimi izhodnimi signali, je za obdelavo signala primernejša integralna oblika tega signala oz. naboj (SI.5.26b), v skladu z relacijo

$$i = \frac{dQ}{dt} \quad \text{oz.} \quad Q = \int i(t) dt \quad (5.61)$$

Nabojno-občutljivi ojačevalnik je zato pravzaprav že obravnavani integrator vhodnega toka, ki smo mu zaradi izboljšanih lastnosti dodali paralelno h kondenzatorju še upor (SI 5.27).



SI 5.27 Nabojno-občutljivi ojačevalnik

Analiza delovanja

Zaradi enostavnosti in preglednosti rezultatov obravnavajmo primer enkratnega pravokotnega vhodnega pulza, kot prikazuje SI.5.26b.

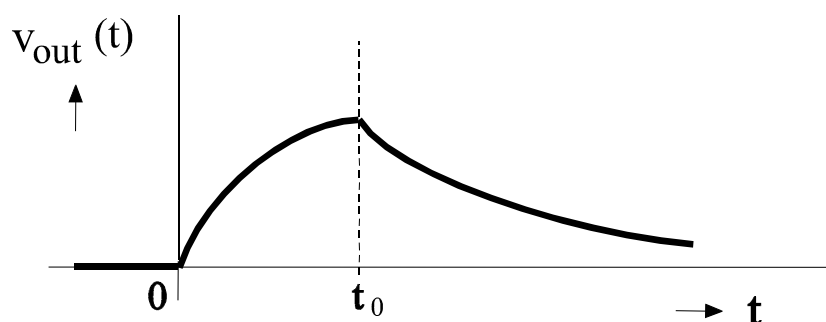
Izhodni signal sensorja, za nadaljnjo obdelavo signala, izberemo npr. v obliki naboja Q . Tedaj je izhodni signal sensorja oz. vhodni signal ojačevalnika, naboj Q , v skladu z en(5.61) podan z izrazom $Q = I t_0$.

Kot primerna metoda reševanja se tu izkaže pristop z Laplaceovo transformacijo, ki diferencialne enačbe pretvori v linearne enačbe v s-prostoru. Rešitev, izhodno napetost ojačevalnika $v_{out}(t)$, zapišemo v obliki

$$v_{out}(t) = \begin{cases} -\frac{Q}{C_f} \frac{1 - e^{-\frac{t}{\tau}}}{\frac{t_0}{\tau}} & 0 \leq t \leq t_0 \\ -\frac{Q}{C_f} \frac{e^{-\frac{t_0}{\tau}} - 1}{\frac{t_0}{\tau}} e^{-\frac{t}{\tau}} & t \geq t_0 \end{cases} \quad (5.62)$$

kjer je τ časovna konstanta ojačevalnika: $\tau = R_f C_f$.

Prvi del rešitve po en(5.62) podaja časovno odvisnost izhoda, eksponentno naraščanje od začetka do konca pulza, do trenutka t_0 , torej med trajanjem pulza oz. pri konstantnem toku I . Drugi del rešitve podaja časovno odvisnost izhoda, eksponentno upadanje po koncu pulza. Časovni potek izhodne napetosti ojačevalnika $v_{out}(t)$ prikazuje SI 5.28.



SI 5.28 Časovni potek izhodne napetosti $v_{out}(t)$ pri enkratnem pulzu na vohodu

V praksi so običajno možne še nadaljnje poenostavitve:

1. Kratki vhodni pulzi: pogosto velja $t_0 \ll \tau$ oz. trajanje vhodnega pulza je zelo kratko. Velja torej: $t_0/\tau \sim 0$ in ob upoštevanju razvoja eksponentne funkcije v vrsto [Mat.prir.378] ($x \sim 0$, $e^x \sim 1 + x$) se eksponentni izrazi v en(5.62) poenostavijo

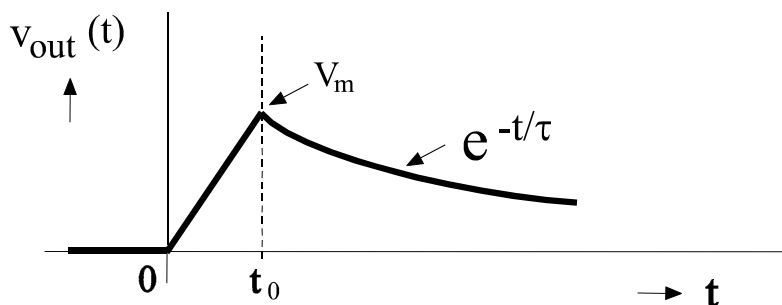
$$\frac{1 - e^{-\frac{t}{\tau}}}{\frac{t_0}{\tau}} \cong \frac{1 - (1 - \frac{t}{t_0})}{\frac{t_0}{\tau}} = \frac{t}{t_0}$$

$$\frac{e^{\frac{t_0}{\tau}} - 1}{\frac{t_0}{\tau}} \cong \frac{1 + \frac{t_0}{\tau} - 1}{\frac{t_0}{\tau}} = 1$$

Rešitev, izhodna napetost $v_{out}(t)$, je tedaj podana z izrazom

$$v_{out}(t) = \begin{cases} -\frac{Q}{C_f} \frac{t}{t_0} & 0 \leq t \leq t_0 \\ -\frac{Q}{C_f} e^{-\frac{t}{\tau}} & t \geq t_0 \end{cases} \quad (5.63)$$

Časovni potek izhodne napetosti po en(5.63) prikazuje Sl 5.29. Kot sledi iz Sl 5.27, je točka A virtualna masa. Zato v vsakem trenutku velja $v_{out} = v_{Cf}$. V intervalu $0 - t_0$ se torej kondenzator C_f nabija s konstantnim tokom I , napetost linearno raste in doseže na koncu v trenutku t_0 vrednost $V_m = Q/C_f = I t_0/C_f$. Od tu dalje izhodna napetost upada kot $\exp(-t/\tau)$, kjer je časovna konstanta $\tau = R_f C_f$ in gre torej le za praznenje kondenzatorja C_f skozi upor R_f .



Sl 5.29 Časovni potek izhodne napetosti $v_{out}(t)$ v primeru kratkega pulza

2. Kratek čas meritve: pogosto velja dodatno še $t \ll \tau$ oz. je tudi čas meritve kratek. V tem primeru velja torej: $t/\tau \sim 0$ in ob upoštevanju razvoja eksponentne funkcije v vrsto [Mat.prir.378] postane eksponentni izraz v en(5.63) enak 1. Izhodna napetost ima torej od trenutka t_0 kar konstantno vrednost

$$v_{out}(t) = V_m = -\frac{Q}{C_f} \quad t \geq t_0 \quad (5.64)$$

Šele pri izpolnjenih predpostavkah 1,2 torej deluje obravnavano vezje kot pravi nabojno-napetostni pretvornik, pri katerem je izhodna napetost v_{out} direktno in ne posredno odvisna od vhodnega naboja Q .

Ojačenje kot razmerje med izhodnim in vhodnim signalom je v tem primeru podano z izrazom

$$A = \frac{v_{out}}{Q} = -\frac{1}{C_f} \quad (5.65)$$

Ojačenje oz. občutljivost vezja torej raste kot $1/C_f$!

Zahteve za kondenzator C_f : Razmere postanejo kritične, kadar je izhodni naboj senzorja Q zelo majhen, npr. v razredu [pC], kot je to pri piezoelektričnih senzorjih ali pri senzorjih sevanja. Če želimo občutljivost vezja $1V/1pC$ oz. izhodne napetosti V_m npr. v razredu [V], je v skladu z en(5.64) potrebna velikost kondenzatorja C_f

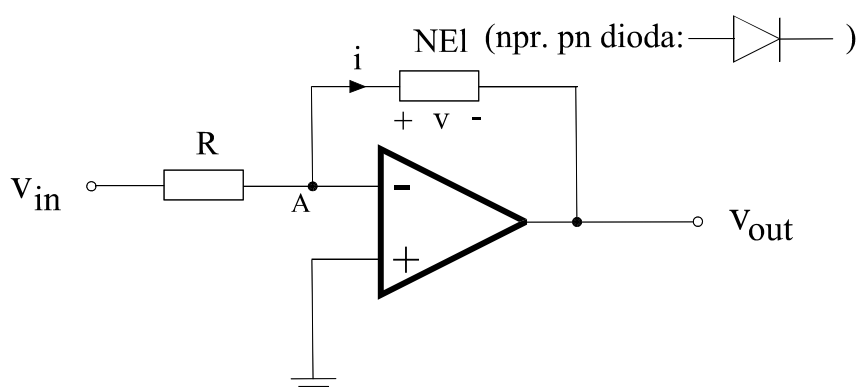
$$C_f = \frac{Q}{V_m} = \frac{10^{-12} As}{1V} = \underline{1 pF} \quad (5.66)$$

Tako majhne kapacitivnosti povzročajo v praksi težave, saj jih je težko natančno realizirati, npr. zaradi vedno prisotnih parazitnih kapacitivnosti.

5.4.3.14 Vezje za glajenje signalov

Uvod

Z operacijskim ojačevalnikom lahko izvedemo tudi vezja za glajenje oz. linearizacijo signalov. V ta namen kot povratno vezavo v invertirajočem ojačevalniku uporabimo nek nelinearen element (NEL, SI 5.30).



SI 5.30 Vezje za glajenje signala z operacijskim ojačevalnikom

Analiza delovanja

Nelinearen element NEI v povratni vezavi ima nelinearno zvezo med tokom in napetostjo na elementu $i(v)$, kar v tem primeru zapišimo z funkcijo $f : i = f(v)$. Obratno zvezo $v(i)$ zapišemo z ustrežno inverzno funkcijo $g : v = g(i)$.

Ob upoštevanju pravila I ($v^+ = v^-$) je A virtualna masa. Ob upoštevanju pravila II ($i^- = 0$) sledi iz KTZ_A

$$\frac{v_{in}}{R} = i = f(v) \quad \text{oz. obratno} \quad v = g(i) = g\left(\frac{v_{in}}{R}\right) \quad (5.67)$$

Ker je A virtualna masa, velja tudi (Sl 5.30): $v = -v_{out}$ in lahko dalje pišemo končni rezultat, prenosno funkcijo vezja, v obliki

$$v_{out} = -g\left(\frac{v_{in}}{R}\right) \quad (5.68)$$

Komentar: Če je f hitro spremenljiva funkcija, je inverzna funkcija g počasi spremenljiva! Zato je v skladu z en(5.68) npr. pri hitro spremenljivi vhodni funkciji oz. signalu v_{in} izhodni signal vezja v_{out} počasna oz. zglajena (linearizirana) funkcija vhodnega signala.

Oglejmo si glajenje signala še na preprostem primeru!

Primer: Vezje za glajenje signala je sestavljeno iz invertirajočega ojačevalnika, ki ima v povratni vezavi kot nelinearen element uporabljeno polprevodniško pn diodo v prevodni smeri (Sl 5.30). Določi prenosno karakteristiko gladilnega vezja!

Reševanje:

Karakteristika pn diode je običajno podana z enačbo: $i = f(v) = I_0 e^{\lambda v}$, kjer je I_0 tok nasičenja (tudi: zaporni tok), λ pa napetostni koeficient diode.

Obratno zvezo zapišemo v obliki

$$v = \frac{1}{\lambda} \ln \frac{i}{I_0} = g(i) \quad (5.69)$$

Prenosno funkcijo gladilnega vezja zapišemo po en(5.68)(5.69) v obliki

$$v_{out} = -g\left(\frac{v_{in}}{R}\right) = -\frac{1}{\lambda} \ln \frac{v_{in}/R}{I_0} = -\frac{1}{\lambda} \ln v_{in} + \frac{1}{\lambda} \ln RI_0 \quad (5.70)$$

Drugi člen z RI_0 je običajno zanemarljiv, ker je zaporni tok diode majhen ($I_0 \sim 0$). Izhodni signal vezja v_{out} torej kaže odvisnost $\ln(v_{in})$ in je torej zglajena funkcija vhoda. Temu vezju zato pravimo včasih tudi logaritmični ojačevalnik oz. pretvornik.

Če je torej na vходу takega vezja nek hitro naraščajoč signal, npr. $v_{in}(t) = Kt^5$, bo po en(5.70) pripadajoči izhodni signal vezja podan kot $v_{out}(t) = - (1/\lambda)(5\ln t - \ln K)$. Izhodni signal kaže torej logaritemsko, bistveno počasnejšo časovno odvisnost, od vhodnega signala.

Literatura

- P.Horowitz, W.Hill, "The Art of Electronics", Cambridge University Press, 1997
R.B.Northrop, "Instrumentation and Measurements", CRC Taylor&Francis, 2005
G.Clayton, S.Winder, "Operational Amplifiers", Newness,2000
M.B.Histand, D.G.Alcitore, "Introduction to Mechatronics and Measurement Systems", McGraw-Hill, 1999
J.P.Bentley, "Principles of Measurement Systems", Pearson PrenticeHall, 2005
C.D.Johnson, "Process Control Instrumentation Technology", Prentice-Hall, 1997
J.Fraden, "Handbook of Modern Sensors", American Institute of Physics-AIP, 1997
S.M.Sze, "Semiconductor Sensors", J.Wiley&Sons, 1994
W.Goepel, J.Hesse, J.N.Zemel, "Sensors, Vol.1-Fundamentals and General Aspects", VCH, 1989
S.E.Lyshevski, "Nano- and Micro-Electromechanical Systems", CRC Press, 2005
L.Ristic, "Sensor Technology and Devices", Artech House, 1994

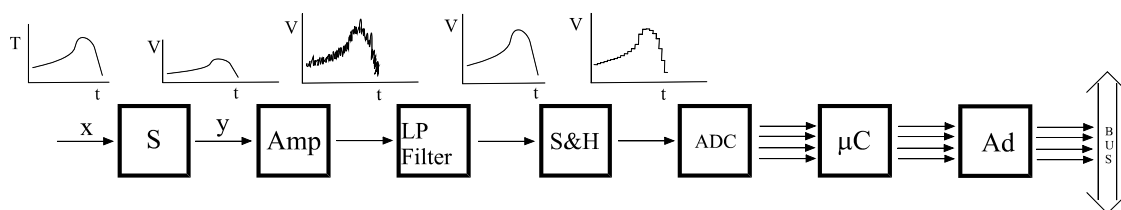
6 DIGITALNA OBDELAVA SIGNALOV

- 6 DIGITALNA OBDELAVA SIGNALOV**
- 6.1 UVOD
- 6.2 PREDNOSTI DIGITALNEGA ZAPISA
- 6.3 OSNOVE DIGITALNEGA ZAPISA
 - 6.3.1 UVOD
 - 6.3.2 ŠTEVILSKI SISTEMI
- 6.4 VZORČENJE ZVEZNEGA SIGNALA
 - 6.4.1 UVOD
 - 6.4.2 POSTOPEK VZORČENJA
 - 6.4.3 SHANNONOV TEOREM VZORČENJA
- 6.5 VZORČNO-ZADRŽEVALNO VEZJE (S/H)
 - 6.5.1 UVOD
 - 6.5.2 OSNOVNO VEZJE
 - 6.5.3 S/H S SLEDILNIKOM
- 6.6 DIGITALNO-ANALOGNI PRETVORNIKI (DAC)
 - 6.6.1 UVOD
 - 6.6.2 UNIPOLARNI DAC
 - 6.6.3 BIPOLARNI DAC
 - 6.6.4 LOČLJIVOST DAC
 - 6.6.5 IZVEDBE DAC-JEV
 - 6.6.6 OSNOVNI PODATKI DAC
- 6.7 ANALOGNO-DIGITALNI PRETVORNIKI (ADC)
 - 6.7.1 UVOD
 - 6.7.2 UNIPOLARNI ADC
 - 6.7.3 Bipolarni ADC
 - 6.7.4 IZVEDBE ADC-JEV
 - 6.7.5 OMEJITEV HITROSTI PRI AD KONVERZIJI
- 6.8 KOMPARATORJI
 - 6.8.1 UVOD
 - 6.8.2 OSNOVNI KOMPARATOR
 - 6.8.3 HISTEREZNI KOMPARATOR

- 6.9 MULTIVIBRATORJI
 - 6.9.1 UVOD
 - 6.9.2 ASTABILNI MULTIVIBRATOR S KOMPARATORJEM
 - 6.9.3 ASTABILNI MULTIVIBRATOR Z INTEGRATORJEM IN HISTEREZINIM KOMPARATORJEM
- 6.10 FREKVENČNI PRETVORNIKI
 - 6.10.1 UVOD
 - 6.10.2 PREDNOSTI FREKVENČNEGA ZAPISA
 - 6.10.3 IZVEDBE

6.1 UVOD

Večina senzorskih aplikacij se danes zaključi z digitalno obdelavo signalov (Digital Signal Conditioning, DSC), ob podpori (mikro)računalnikov. Tipičen senzorski sistem, ki vsebuje še mikroročunalnik ali mikrokontroler ter prilagodilno vezje (adapter) za priključitev in komunikacijo s centralnim računalnikom po vodilu (bus), imenujemo pametni (smart) senzor (SI 6.1).



SI 6.1 Pametni (smart) senzor

6.2 PREDNOSTI DIGITALNEGA ZAPISA

Prednosti digitalnega zapisa in digitalne obdelave signalov pred analognim pristopom lahko razdelimo v dve skupini:

I. Digitalni zapis in obdelava signala izkazujeta večjo zanesljivost v primerjavi z analognim signalom:

- analogni signali so bolj podvrženi različnim motilnim vplivom, ki izvirajo iz okolja ali same elektronike, kot so npr. šumi, interference, lezenja (drifti) lastnosti senzorjev in elektronskih elementov ali vezij (npr. ojačevalnikov itd.), vplivi obremenitev na lastnosti elementov in vezij (loading effects), itd.
- digitalni signali so manj občutljivi, saj se digitalni zapis (logična 1 ali 0) ohranja med celotno obdelavo, razen v redkih izjemnih primerih (Fatal Error).

II. Uporaba raznih vrst večjih in manjših računalnikov v senzoriki, od osebnih računalnikov(PC-jev) do mikroročunalnikov, mikrokontrolerjev, PLC-jev (Programmable Logic Controllers), mikroprocesorjev itd., prinese vrsto prednosti:

1) Relativno enostavna obravnava enačb, ki opisujejo senzor in senzorski sistem, kar omogoča numerično korekcijo njihovih lastnosti kot je npr. linearizacija odziva, kompenzacije (npr. temperaturna kompenzacija odziva), itd.

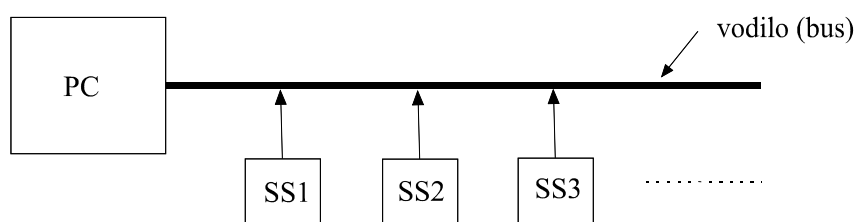
2) Večja fleksibilnost in prilagodljivost sistema - spremembe izvedemo lahko enostavno z vnašanjem ukazov preko tipkovnice oz. s spremembami v programski opremi (software). Računalnik npr. prejema od senzorja podatke in jih po vstavljenem/popravljenem programu obdela in izvede potrebne akcije, kot so prikaz podatkov na nekem prikazovalniku ali njihova shranitev v spominu, izvede opozorilne akcije (npr. alarm, če je presežena kritična vrednost, zapisana v programu) ali kontrolne akcije (npr. vklop hlajenja, če je presežena s programom nastavljena temperatura), itd.

3) Dobro upravljanje in kontrola senzorskega sistema, zlasti v primeru kompleksnih senzorskih sistemov s številnimi, mnogovrstnimi senzorstvi: kot najprimernejša rešitev se v tem primeru kaže povezava oz. komunikacija senzorji - centralni računalnik, ki poteka po vodilu (Bus) (SI 6.2).

Vodilo je fizično vzeto oz. gledano s stališča strojne opreme (hardware) ena ali več žic za prenos signalov. S stališča programske opreme (software) pa je vodilo skupek predpisov (protokol) o dogovorjenem zaporedju (sekvenci) raznih pulzov oz. ukazov, kot npr.:

- pulz, ki nekemu senzorju ukaže, naj začne pošiljati podatke
- pulz, ki nekemu senzorju ukaže, naj preneha pošiljati podatke, itd.

Obstoja veliko različnih izvedb vodil za razne namene, npr. HPIB oz. GPIB (IB - Interface Bus),itd. Situacija na področju vodil je zelo dinamična, stalno se pojavljajo novi standardi.



SI 6.2 Kompleksen senzorski sistem: povezava senzorji - centralni računalnik

4) Vstop mikroelektronike na področje senzorjev prinese, kot vedno, še vrsto prednosti: miniaturizacija, višja zanesljivost, boljše vf delovanje, nove funkcije, manjša poraba moči, nižja cena itd.

6.3 OSNOVE DIGITALNEGA ZAPISA

6.3.1 UVOD

V uvodnem delu tega poglavja si bomo najprej ogledali nekatere osnovne pojme, ki jih srečamo pri digitalnem zapisu.

6.3.1.1 *Binarni zapis*

Običajno se danes v digitalni tehniki za zapis signalov uporablja le dve stanji, z visoko ali nizko vrednostjo (High - H, Low - L) neke primerne spremenljivke (napetost, tok itd.). Tedaj govorimo o binarnem zapisu signala (bi - dva).

Možen je seveda tudi zapis signalov z več stanji. Vendar tega primera tu ne bomo obravnavali, ker velika večina digitalne obravnave danes poteka v binarnem svetu. Vseeno omenimo, da v prihajajoči kvantni nanoelektroniki nastopa zapis signalov z več stanji. To nas vodi v zapleten in nenavaden svet večnivojske logike, kjer so stvari bistveno drugačne kot v binarnem svetu.

6.3.1.2 *Osnovni digitalni signal*

Osnovni digitalni signal [Joh] je običajno podan (Sl 6.3a) v obliki napetosti na žici (vodilu), ki ima lahko proti masi visok potencial (High), zato dogovorjena oznaka H oz. 1 ali nizek potencial (Low), zato oznaka L oz. 0.

6.3.1.3 *Bit*

Stanje H ali L oz. 1 ali 0 imenujemo v digitalni tehniki binarna številka (binary digit) ali kratko bit.

6.3.1.4 Beseda

Beseda (Word) je zapis oz. digitalno število, sestavljeno iz n bitov (števil) oz. žic (SI 6.3b). Za popolno informacijo mora biti podan tudi dogovor o najbolj vplivni številki v nizu (Most Significant Bit - MSB) oz. o najmanj vplivni številki v nizu (Least Significant Bit - LSB). Dolžina besede znaša n -bitov oz. govorimo o n -bitni besedi ali številu.

Na SI 6.3b je torej predstavljena v fizični obliki 4-bitna beseda oz. število z vrednostjo 1011.



SI 6.3 Osnovni digitalni signal (a) in predstava 4-bitne besede (b)

6.3.1.5 Pomen dolžine besede n

Z n -bitno besedo dobimo 2^n različnih kombinacij oz. vrednosti ali števil, ki so na razpolago za opis npr. vrednosti na nekem intervalu. Nekaj primerov:

4-bitna beseda ima $2^4 = 16$ različnih vrednosti ali števil, ki so na razpolago za opis nekega intervala.

Za večjo natančnost opisa vzamemo daljše besede:

8-bitna beseda ima $2^8 = 256$ različnih vrednosti

16-bitna beseda ima $2^{16} = 65.535$ različnih vrednosti

32-bitna beseda ima $2^{32} \sim 4.3 \times 10^9$ različnih vrednosti itd.

6.3.1.6 Byte

Byte je osnovna enota za količino podatkov oz. števil, npr. v spominskem čipu nekega računalnika. Po dogovoru velja

$$1 \text{ byte} = 8 \text{ bitov}$$

Torej predstavlja npr. 1kbyte = 1024 x 8 bitov = 8192 bitov oz. števil, itd.

6.3.2 ŠTEVILSKI SISTEMI

6.3.2.1 Uvod

Najpogostejši in najbolj domač je običajni desetiški (decimal) sistem, pri katerem uporabljamo deset različnih števil 0,1, 2,...,9. Poljubno število v desetiškem sistemu tvorimo s pomočjo potenc števila 10, npr.: $365 = 3 \cdot 10^2 + 6 \cdot 10^1 + 5 \cdot 10^0$. Zato ta sistem imenujemo desetiški sistem števil ali tudi številski sistem z bazo 10.

V digitalni tehniki se kot zelo uporabni pokažejo še drugi številski sistemi. Najpogostejši je dvojiški (binarni) številski sistem, kjer vsa števila opišemo le z dvema številka, 0 in 1. V digitalni tehniki in računalništvu nasploh so zelo uporabni še številčni sistemi, ki so mnogokratniki števila 4 (osmiški, šestnajstiški, dvaintridesetiški itd). Vzrok je v enostavni pretvorbi števil iz enega sistema v drugega z grupiranjem (več kasneje).

Pogosto označimo pripadnost obravnavanega števila nekemu številčnemu sistemu s tem, da zapišemo bazo sistema kot spodnji indeks na koncu števila. Izjema je šestnajstiški sistem, kjer pišemo črko H za številom.

6.3.2.2 Binarni sistem

Nekemu binarnemu številu $b_n b_{n-1} \dots b_2 b_1 b_0$ (MSB: b_n) pripada po definiciji naslednje število v desetiškem sistemu N_{10}

$$N_{10} = b_n 2^n + b_{n-1} 2^{n-1} + \dots + b_2 2^2 + b_1 2^1 + b_0 2^0 \quad (6.1)$$

Primer: Pretvori binarno število 101111_2 v desetiški sistem!

Reševanje: V skladu z en(6.1) pišemo

$$\begin{aligned} 101111_2 &= 1 \times 2^5 + 0 \times 2^4 + 1 \times 2^3 + 1 \times 2^2 + 1 \times 2^1 + 1 \times 2^0 = \\ &= 32 + 0 + 8 + 4 + 2 + 1 = \underline{47}_{10} \end{aligned}$$

Poglejmo še obratno operacijo!

Primer: Pretvori desetiško število 47_{10} v binarno število!

Reševanje: Binarno število pišemo v obliki $b_n b_{n-1} \dots b_2 b_1 b_0$ (MSB: b_n). Posamezne člene b_i določimo z zaporednimi deljenji z 2 po naslednjem pravilu:

- če je ostanek pri deljenju $1/2$, postavimo $b = 1$
- če je ostanek pri deljenju 0 , postavimo $b = 0$

$$\begin{aligned} \frac{47}{2} &= 23 + \frac{1}{2} &\longrightarrow & b_0 = 1 & \text{(LSB)} \\ \frac{23}{2} &= 11 + \frac{1}{2} &\longrightarrow & b_1 = 1 \\ \frac{11}{2} &= 5 + \frac{1}{2} &\longrightarrow & b_2 = 1 \\ \frac{5}{2} &= 2 + \frac{1}{2} &\longrightarrow & b_3 = 1 \\ \frac{2}{2} &= 1 + 0 &\longrightarrow & b_4 = 0 \\ \frac{1}{2} &= 0 + \frac{1}{2} &\longrightarrow & b_5 = 1 & \text{(MSB)} \end{aligned}$$

Torej $47_{10} = 101111_2$, kar potrjuje prejšnji primer.

6.3.2.3 Osmiški sistem

Osmiški (Octal) sistem ima za osnovo število 8. Število v osmiškem sistemu $d_n d_{n-1} \dots d_2 d_1 d_0$ zapišemo v desetiškem sistemu s potencami števila 8

$$N_{10} = d_n 8^n + d_{n-1} 8^{n-1} + \dots + d_2 8^2 + d_1 8^1 + d_0 8^0 \quad (6.2)$$

Prednost osmiškega sistema je enostavna pretvorba števil iz binarnega v osmiški sistem s pomočjo grupiranja po 3 številke, začetni z desne oz. pri LSB.

Primer: Pretvori število v binarnem sistemu 101111_2 v število v osmiškem sistemu!

Reševanje: Pretvorbo najenostavneje izvedemo z grupiranjem po 3 številke z desne oz. pri LSB in nato lahko obravnavamo vsako grupo posebej

$$101111_2 = 101 \mid 111 = 4+0+1 \mid 4+2+1 = \underline{57}_8 \quad (6.3)$$

Preizkus, če najprej dano binarno število pretvorimo v desetiško in nato po en(6.2) v osmiško, potrdi pravilnost predlaganega postopka.

6.3.2.4 Šestnajstiški sistem

Šestnajstiški (Hexadecimal) oz. kratko Hex številski sistem se splošno uporablja v 4, 8, 16 in večbitnih računalnikih, ker je možno enostavno pretvarjati števila iz enega številskega sistema v drugega z grupiranjem.

Namesto števil od 0 do 15 se tu nad 9 uporabljajo prve črke abecede:

desetiški sistem:	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
hex sistem:	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F

Pripadnost števila hex sistemu označimo s tem, da pišemo desno ob številu, pri LSB, črko H (in ne spodnji indeks 16 kot v prejšnjih primerih).

Zvezo med številom v hex sistemu $c_n c_{n-1} \dots c_2 c_1 c_0 H$ in številom v desetiškem sistemu zapišemo v obliki

$$N_{10} = c_n 16^n + c_{n-1} 16^{n-1} + \dots + c_2 16^2 + c_1 16^1 + c_0 16^0 \quad (6.4)$$

Primer: Pretvori število 47H v desetiški sistem!

Reševanje: Pretvorbo izvedemo s pomočjo en(6.4)

$$47H = 4 \times 16^1 + 7 \times 16^0 = 64 + 7 = \underline{71}_{10} \quad (6.5)$$

Osnovna prednost hex sistema je enostavna pretvorba 4-bitnih (in mnogokratnikov tega) števil iz binarnega v hex sistem: v tem primeru je dovoljeno grupiranje po 4 številke!

Primer: Pretvori binarno število 10110101₂ v hex število!

Reševanje: Pretvorbo izvedemo najenostavneje s pomočjo grupiranja z desne (LSB) po 4 številke in nato obravnavamo vsako grupo posebej

$$10110101_2 = 1011 \mid 0101_2 = 8+2+1 \mid 4+1 = 11 \mid 5 = \underline{B5H} \quad (6.6)$$

Preizkus: če gornje binarno število pretvorimo v desetiško, dobimo vrednost 181₁₀. Če pretvorimo še gornje hex število B5H v desetiško število, dobimo spet vrednost 181₁₀. Preizkus torej potrdi pravilnost postopka z grupiranjem.

6.3.2.5 Binarno decimalno število

Binarno decimalno oz. necelo število zapišemo podobno kot v običajnem desetiškem sistemu v obliki $0.b_1b_2\dots b_n$, kjer je b_n LSB bit. Pripadajoče decimalno število v desetiškem sistemu N_{10} je določeno z izrazom

$$N_{10} = b_1 2^{-1} + b_2 2^{-2} + \dots + b_n 2^{-n} \text{ (LSB)} \quad (6.7)$$

Primer: Za binarno decimalno število 0.1101_2 določi pripadajoče decimalno število v desetiškem sistemu!

Reševanje: V našem primeru je torej binarno decimalno število $0.1101_2 = 0.b_1b_2b_3b_4$ in v skladu z en(6.7) pišemo

$$\begin{aligned} N_{10} &= 1 \times 2^{-1} + 1 \times 2^{-2} + 0 \times 2^{-3} + 1 \times 2^{-4} = \\ &= 0.5 + 0.25 + 0 + 0.0625 = \underline{0.8125}_{10} \end{aligned} \quad (6.8)$$

Včasih potrebujemo obratno operacijo, pretvorbo decimalnega števila iz desetiškega v binarni sistem. Postopek si oglejmo na preprostem primeru.

Primer: Za decimalno število v desetiškem sistemu 0.8125_{10} določi pripadajoče decimalno število v binarnem sistemu!

Reševanje: Postopek izvedemo obratno kot v prejšnjem primeru, z množenjem z 2 po naslednjem pravilu:

- če je zmnožek večji od 1, je ustrezni bit $b = 1$, in pri prenosu odštejemo 1
 - če je zmnožek manjši od 1, je ustrezni bit $b = 0$, in pri prenosu ne odštejemo 1
- Postopek se zaključi, ko postane zmnožek enak 1, saj sledijo nato same 0.

Torej,

$$\begin{aligned} 2 \times 0.8125 &= 1.625 && \longrightarrow && b_1 = 1 && \text{(MSB)} \\ 2 \times 0.625 &= 1.25 && \longrightarrow && b_2 = 1 && \\ 2 \times 0.25 &= 0.5 && \longrightarrow && b_3 = 0 && \\ 2 \times 0.5 &= 1.0 && \longrightarrow && b_4 = 1 && \text{(LSB)} \end{aligned} \quad (6.9)$$

Torej je odgovor v našem primeru: $0.8125_{10} = 0.1101_2$. Rešitev je pravilna, saj se ujema z rezultatom prejšnjega, obratnega primera - gl.en(6.8).

6.3.2.6 Binarno negativno število

Binarno negativno število lahko zapišemo na več načinov.

- 1) Zapis s predznakom: negativno število označimo s tem, da pred številom pišemo predznak minus (-), podobno kot pri običajnih številih
- 2) Zapis z predznakom in velikostjo: posebej za oznako predznaka dodamo pred binarno število še eno novo številko (0 ali 1), ki podaja predznak po dogovoru, ki ga sami določimo in potem držimo!

Primer: Zapiši binarno negativno število 1011 oz. -1011.

Rešitev: Najprej izberemo npr. dogovor: če pred številom stoji 1, je število negativno, če pa 0, je število pozitivno.

Torej, -1011 po tem dogovoru zapišemo kot 11011 .

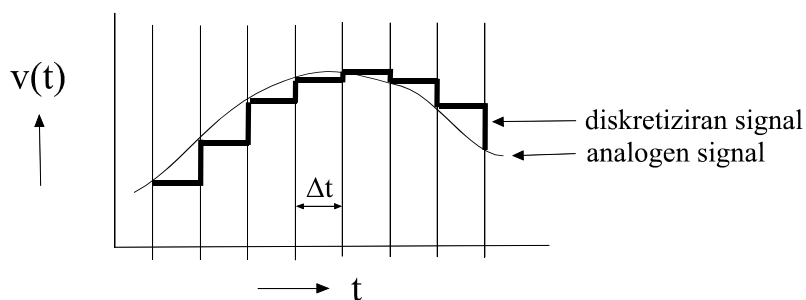
6.4 VZORČENJE ZVEZNEGA SIGNALA

6.4.1 UVOD

Vzorčenje (Sampling) zveznega signala imenujemo tudi diskretizacija. Pri postopku vzorčenja zvezni oz. analogni signal pretvorimo v ustrezen diskretni (stopničast) signal [His], kot prikazuje SI 6.4.

6.4.2 POSTOPEK VZORČENJA

Imamo nek analogen (zvezen) signal $v(t)$, kot prikazuje SI 6.4. Časovno os razbijemo na majhne intervale Δt in na vsakem intervalu pripišemo signalu konstantno vrednost - običajno vzamemo kar začetno vrednost na pripadajočem intervalu (SI 6.4).



SI 6.4 Postopek vzorčenja: analogen (zvezen) signal pretvorimo v diskreten (stopničast) signal

6.4.3 SHANNONOV TEOREM VZORČENJA

V opisanem primeru pravimo tudi, da vzorčimo s frekvenco vzorčenja (sampling) f_s

$$f_s = \frac{1}{\Delta t} \quad (6.10)$$

Shannonov teorem vzorčenja pravi, da moramo za ohranitev vse informacije zveznega signala oz. vseh njegovih frekvenčnih komponent vzorčiti najmanj s frekvenco $2f_{\max}$

$$f_s \geq 2f_{\max} \quad (6.11)$$

kjer je f_{\max} zgornja frekvenca harmonskih komponent, ki jih vsebuje obravnavani zvezni signal, če ga npr. razvijemo po Fourieru.

Minimalno frekvenco za dobro vzorčenje, ki je po en(6.11) enaka $2f_{\max}$, imenujemo Nyquistova frekvenca f_N in velja torej

$$f_N = 2f_{\max} \quad (6.12)$$

V določenih primerih se izkaže za koristno, če vzorčimo s frekvencami vzorčenja f_s , ki so precej višje od Nyquistove frekvence. Tak primer opišemo s ti. prevzorčenjem (Oversampling) K , ki je določeno kot razmerje med frekvenco vzorčenja za dani primer f_s in Nyquistovo frekvenco f_N

$$K = f_s / f_N \quad (6.13)$$

6.5 VZORČNO-ZADRŽEVALNO VEZJE (S/H)

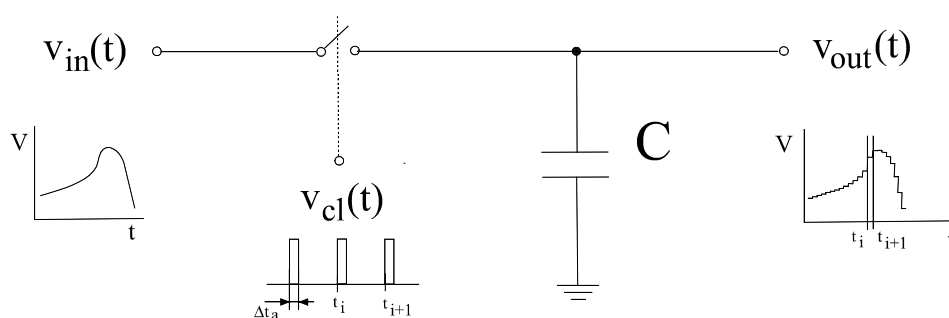
6.5.1 UVOD

Vzorčno-zadrževalno vezje (Sample&Hold Circuit) ali kratko S/H vzdržuje na svojem izhodu v določenem časovnem intervalu konstantno vrednost vhodnega analognega (zveznega) signala, običajno kar začetno vrednost na danem časovnem intervalu[Sto]. Nato preskoči vrednost na izhodu S/H v naslednjem časovnem intervalu na novo konstantno vrednost itd.

S/H torej "razseka" analogen (zvezen) vhodni signal v diskretiziran (stopničast) izhodni signal, kot je bilo prikazano na Sl 6.4.

6.5.2 OSNOVNO VEZJE

V osnovi je S/H vezje sestavljeno le iz dveh elementov: stikalo, kondenzator. Osnovno shemo S/H prikazuje Sl 6.5.

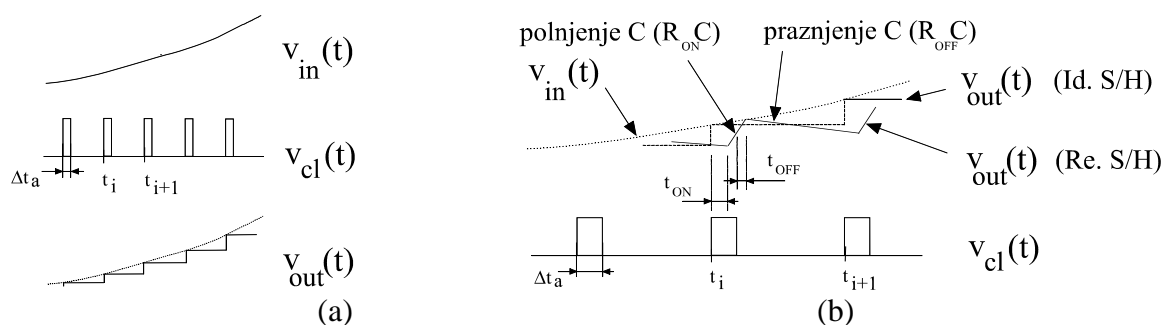


SI 6.5 Osnovna shema S/H vezja: stikalo, kondenzator

Stikalo (Switch) S je običajno neko tranzistorsko stikalo, ki ga odpiramo in zapiramo z nekim urnim (clock) signalom $v_{cl}(t)$.

Analiza delovanja:

Ko se stikalo S sklene, npr. v trenutku t_i , se kondenzator C nabije na trenutno vrednost vhodnega signala $v_{in}(t_i)$. Nato se po kratkem času odprtja (aperture) Δt_a stikalo S razklene in na izhodu se vzdržuje konstantna napetost $v_{out}(t) = v_{in}(t_i)$, do naslednjega vzorčenja v času t_{i+1} , ko se zgodba ponavlja, kot prikazuje SI 6.6a.

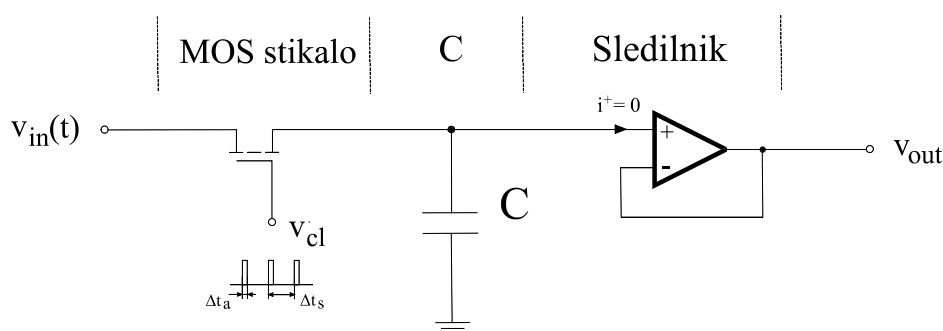


SI 6.6 Prikaz signalov pri vzorčenju(a) in popačenju izhodnega signala(b)

Obstojajo različne izvedbe S/H vezij. V nadaljevanju si bomo ogledali izvedbo S/H vezja s sledilnikom.

6.5.3 S/H S SLEDILNIKOM

Vežje lahko razdelimo v tri osnovne dele: MOS tranzistorsko stikalo (Switch) S, kondenzator C in sledilnik, izveden z opampom (SI 6.7).



SI 6.7 S/H s sledilnikom

Sledilnik je bil obravnavan v pogl.5. Sledilnik signalov ne preoblikuje ($A_v = v_{out}/v_{in} = 1$ oz. $v_{out} = v_{in}$), pač pa zaradi svojih impedanc ($z_{in} = \infty$ oz. $i^+ = 0$) poskrbi, da se kondenzator C ne prazni na izhodu.

Stikalo mora za dobro delovanje S/H izpolnjevati določene zahteve. Najprej pogledjmo zahteve za idealno stikalo:

- zakasnitve vklopa in izklopa: $t_{ON} = t_{OFF} = 0$
- upornosti vklopljenega in izklopljenega stikala: $R_{ON} = 0$, $R_{OFF} = \infty$

Resnično stikalo se temu le bolj ali manj približa, posledica je popačitev izhodnega signala.

Tudi kondenzator mora izpolnjevati določene zahteve. Zahteve za primeren kondenzator so naslednje:

- kondenzator mora biti dovolj velik, da se v času vzorčenja $\Delta t_s = t_{i+1} - t_i$ ne izprazni v opazni meri skozi zaprto stikalo (skozi R_{OFF}) ali proti izhodu (odtekanje toka i^+).
- kondenzator mora biti po drugi strani dovolj majhen, da se v času odprtja Δt_a hitro nabije na vrednost vhodnega signala (skozi R_{ON}). V času nabijanja kondenzator C deluje z R_{ON} stikala pravzaprav kot LP filter, s kritično frekvenco $f_c = 1/R_{ON}C$. Za prepustnost hitrih signalov mora torej biti f_c oz. produkt $R_{ON}C$ dovolj majhen. Ta zahteva predstavlja enega od osnovnih kriterijev pri načrtovanju S/H.

Popačitev izhodnih signalov S/H vezja kot posledico opisanih neidealnih elementov v S/H vezju prikazuje SI 6.6b.

6.6 DIGITALNO-ANALOGNI PRETVORNIKI (DAC)

6.6.1 UVOD

Digitalno-analogni pretvornik (Digital-to-Analog Converter, DAC) je vezje, ki prejme vhodni signal v digitalni obliki in ga pretvori v ustrezen izhoden analogen signal (SI 6.8). Vhodni digitalni signal je običajno v binarni obliki (npr. 1101 itd.), izhodni signal pa je običajen analogen signal, največkrat neka napetost.



SI 6.8 DAC - osnovno delovanje

Obstojata dve vrsti DAC-jev, glede na značaj izhodnega analognega signala [Joh]:

- unipolarni DAC: izhodni analogni signal se spreminja od ničelne do neke maksimalne vrednosti
- bipolarni DAC: izhodni analogni signal se spreminja od neke maksimalne negativne do neke maksimalne pozitivne vrednosti

6.6.2 UNIPOLARNI DAC

6.6.2.1 Uvod

V tem primeru torej, kot je bilo omenjeno v uvodu, pri spremembi digitalnega vhoda od minimalne do maksimalne binarne vrednosti, izhodni analogni signal prehaja od ničelne do neke maksimalne pozitivne napetosti.

Unipolarni DAC torej pretvori minimalni vhod (vsi $b=0$) v analogni izhod $0V$, maksimalni vhod (vsi $b=1$) pa v neko maksimalno pozitivno napetost. Vmes, pri poljubnih kombinacijah bitov v vhodni besedi, pa linearno pretvarja vhodne signale v izhodne vrednosti.

6.6.2.2 Zveza $v_{out}(v_{in})$, zapisana z ulomkom

Zvezo med izhodnim in vhodnim signalom $v_{out}(v_{in})$ lahko zapišemo kot produkt binarnega ulomka in neke referenčne napetosti

$$v_{out} = (b_1 2^{-1} + b_2 2^{-2} + \dots + b_n 2^{-n}) V_{ref} \quad (6.14)$$

kjer je $b_1 b_2 \dots b_n$ (LSB) - vrednost vhodnega digitalnega signala in V_{ref} - referenčna napetost DAC. Pri tem je izraz v oklepaju v en(6.14) binarno decimalno število oz. ulomek, ki pripada vhodnemu signalu.

Preverimo, če en(6.14) pravilno podaja zvezo med vhomom in izhodom DAC-ja, za nekaj značilnih točk:

- pri minimalnem vhomu: $v_{inmin} = 000\dots$ (vsi $b = 0$) $\rightarrow v_{out} = 0V$, v redu!
- pri maksimalnem vhomu: $v_{inmax} = 111\dots$ (vsi $b = 1$) in po en(6.14) sledi, ob upoštevanju izraza en(6.16) spodaj,

$$\begin{aligned} v_{out} &= (2^{-1} + 2^{-2} + \dots + 2^{-n}) V_{ref} \\ &= (2^{n-1} + 2^{n-2} + \dots + 2^0) \frac{V_{ref}}{2^n} \\ &= (2^n - 1) \frac{V_{ref}}{2^n} \\ &= V_{ref} - \Delta V_{min} \end{aligned} \quad (6.15)$$

kjer je $\Delta V_{min} = V_{ref}/2^n$ minimalna sprememba izhoda DAC pri najmanjši spremembi na vhomu, torej za 1bit(LSB). Kot bomo videli kasneje, imenujemo ΔV_{min} tudi ločljivost DAC. Z naraščajočo dolžino besede n gre ΔV_{min} naglo proti nič.

V vmesnih točkah vhodnega intervala $[v_{inmin}, v_{inmax}]$, torej za neko poljubno kombinacijo vhodnih bitov $b_1 \dots b_n$, dobimo linearno zvezo med vhomom in izhodom. En(6.14) podaja torej pravilno odvisnost izhoda od vhomoda.

Pri izpeljavi izraza (6.15) smo uporabili izraz za potenčno vrsto [Mat.prir.]

$$2^{n-1} + 2^{n-2} + \dots + 2 + 1 = 2^n - 1 \quad (6.16)$$

Asimetrija unipolarnega DAC:

Unipolarni DAC torej vhodni signal iz intervala $[v_{inmin}, v_{inmax}]$ preslika v izhodni signal na intervalu $[0V, V_{ref} - \Delta V_{min}]$ in ne, kot bi pričakovali, do $+V_{ref}$. To značilnost imenujemo asimetrija DAC.

Torej je pri unipolarnem DAC maksimalna izhodna vrednost vedno enaka referenčni napetosti, zmanjšani za ΔV_{min} ! Res pa drži, da je ΔV_{min} običajno majhen in naglo upada proti 0 z naraščajočo dolžino besede n !

Primer: Določi izhod v_{out} pri 8-bitnem DAC z $V_{ref} = 5V$, kadar je na vhodu vrednost $v_{in} = 10100111$ (LSB)!

Reševanje: V skladu z en(6.14) velja

$$\begin{aligned} v_{out} &= (1 \times 2^{-1} + 1 \times 2^{-3} + 1 \times 2^{-6} + 1 \times 2^{-7} + 1 \times 2^{-8}) \times 5V \\ &= (0.65234375) \times 5V = \underline{3.26171875V} \end{aligned} \quad (6.17)$$

6.6.2.3 Zveza $v_{out}(v_{in})$, zapisana s celim številom

Zvezo med izhodom in vhodom $v_{out}(v_{in})$ lahko namesto z decimalnim ulomkom zapišemo tudi s celim številom, če v en(6.14) izpostavimo 2^{-n}

$$\begin{aligned} v_{out} &= \frac{b_1 2^{n-1} + b_2 2^{n-2} + \dots + b_n 2^0}{2^n} V_{ref} \\ &= \frac{N_{10}}{2^n} V_{ref} \end{aligned} \quad (6.18)$$

kjer je $N_{10} = b_1 2^{n-1} + b_2 2^{n-2} + \dots + b_n$ celo število v dekadnem sistemu, ki ustreza vhodnemu binarnemu številu $b_1 b_2 \dots b_n$.

Primer: Na 8-bitnem DAC z $V_{ref} = 5V$ je na vhodu signal - binarna beseda z vrednostjo 10100111. Določi vrednost analognega izhodnega signala $v_{out}[V]$!

Reševanje: Najprej določimo vrednost pripadajočega vhodnega celega števila N_{10} , na osnovi 8-bitnega binarnega vhodnega števila $N_2 = 10100111$

$$N_{10} = 1 \times 2^7 + 0 \times 2^6 + \dots + 1 \times 2^1 + 1 \times 2^0 = 167_{10}$$

V skladu z en(6.18) velja

$$v_{out} = \frac{N_{10}}{2^n} V_{ref} = \frac{167}{2^8} \times 5V = \underline{3.2617V}$$

Rezultat je seveda enak kot v prejšnjem primeru.

6.6.3 BIPOLARNI DAC

6.6.3.1 Uvod

V tem primeru pri spremembi digitalnega vhoda od minimalne do maksimalne binarne vrednosti 00..0 - 11..1 izhodni analogni signal prehaja od neke maksimalne negativne napetosti, preko nič, do neke maksimalne pozitivne napetosti.

Bipolarni DAC je običajno izveden enostavno iz unipolarnega s tem, da premaknemo izhodne nivoje za $V_{ref}/2$ navzdol!

6.6.3.2 Zveza $v_{out}(v_{in})$, zapisana s celim številom

Zveza med izhodnim in vhodnim signalom $v_{out}(v_{in})$ pri bipolarnem DAC je torej določena na podoben način kot pri unipolarnem DAC, le da imamo tu premik izhodnih nivojev za $-V_{ref}/2$

$$\begin{aligned} v_{out} &= \frac{N_{10}}{2^n} V_{ref} - \frac{1}{2} V_{ref} \\ &= \left(\frac{N_{10}}{2^n} - \frac{1}{2} \right) V_{ref} \end{aligned} \quad (6.19)$$

Preverimo, ce en(6.19) podaja smiselno zvezo med vhodom in izhodom za bipolarni DAC, za nekaj značilnih točk:

- pri minimalnem vhodu: $v_{inmin} = 000\dots$ (vsi $b = 0$) $\rightarrow N_{10} = 0$,
 $v_{outmin} = -1/2 V_{ref}$, v redu!
- pri maksimalnem vhodu: $v_{inmax} = 111\dots$ (vsi $b = 1$), ob upoštevanju izraza za vrsto, en(6.16), je pripadajoče celo število

$$N_{10max} = 1 \times 2^{n-1} + 1 \times 2^{n-2} + \dots + 1 \times 2 + 1 = 2^n - 1$$

Ob upoštevanju en(6.19) je maksimalna vrednost izhoda v_{outmax}

$$v_{outmax} = \left(\frac{2^n - 1}{2^n} - \frac{1}{2} \right) V_{ref} = \frac{1}{2} V_{ref} - \Delta V_{min} \quad (6.20)$$

kjer je ΔV_{min} najmanjši korak DAC, kot prej podan z izrazom $\Delta V_{min} = V_{ref}/2^n$.

Asimetrija bipolarnega DAC:

Bipolarni DAC torej vhodni signal iz intervala $[v_{inmin}, v_{inmax}]$ preslika v izhodni signal na intervalu $[-1/2 V_{ref}, +1/2 V_{ref} - \Delta V_{min}]$, kar imenujemo asimetrija DAC.

Torej, podobno kot pri unipolarnem DAC, je tudi pri bipolarnem DAC maksimalna izhodna vrednost enaka referenčni napetosti, zmanjšani za ΔV_{min} ! Res pa drži, da je ΔV_{min} običajno majhen in naglo upada proti 0 z naraščajočo dolžino besede n !

6.6.4 LOČLJIVOST DAC

Definicija: Ločljivost DAC je najmanjši interval izhodne napetosti ΔV_{min} , ki jo še razloči dani DAC!

Kot smo videli, npr. unipolarni DAC z n -bitno besedo na vhodu razdeli območje V_{ref} na 2^n delov. Najmanjši del, ki ga še razloči DAC, oz. najmanjša sprememba izhoda, kar imenujemo ločljivost, je torej $V_{ref}/2^n$.

Ločljivost DAC ΔV_{min} je torej podana z izrazom

$$\Delta V_{min} = \frac{V_{ref}}{2^n} \quad (6.21)$$

Ker predstavlja ločljivost ΔV_{min} obenem tudi najmanjšo spremembo izhodnega analognega signala pri najmanjši možni spremembi vhoda, torej spremembi za 1 bit(LSB), ločljivost običajno podajamo v enoti [V/bit].

Oglejmo si določitev ločljivosti na enostavnem primeru!

Primer: Določi ločljivost pri 5-bitnem in pri 10-bitnem DAC z referenčno napetostjo 10V !

Reševanje: Ločljivost določimo s pomočjo en(6.21). Pri 5-bitnem oz. 10-bitnem DAC je torej

$$\begin{aligned}\Delta V_{\min}(5\text{-bitni}) &= \frac{V_{ref}}{2^n} = \frac{10V}{32} = \underline{0.3125V/bit} \\ \Delta V_{\min}(10\text{-bitni}) &= \frac{V_{ref}}{2^n} = \frac{10V}{1024} = \underline{0.0009766V/bit}\end{aligned}$$

Običajno srečamo v praksi obraten primer: podana je potrebna ločljivost in moramo izbrati ustrezen DAC s primerno dolžino besede ! Oglejmo si še tak primer.

Primer: Določi, koliko bitni DAC potrebujemo, če naj bo ločljivost enaka ali manjša(boljša) od 0.04V/bit . Referenčna napetost je 10V !

Reševanje: Potrebno dolžino besede n iskanega DAC izrazimo iz en(6.21)

$$\begin{aligned}n &= \frac{1}{\ln 2} \ln \frac{V_{ref}}{\Delta V_{\min}} \\ &= \frac{1}{\ln 2} \ln \frac{10}{0.04} = 7.966 \rightarrow \underline{8\text{-bitni}} !\end{aligned}\tag{6.22}$$

Izbrali bomo torej 8-bitni DAC. S tem bo ločljivost celo nekaj boljša od predpisane, o čemer se lahko prepričamo, če izračunamo za kontrolo: $\Delta V_{\min}(8\text{-bitni}) = \dots = 0.03901V/bit < 0.04V/bit$!

6.6.5 IZVEDBE DAC-JEV

Obstojajo različne izvedbe DAC-jev. Največkrat gre za operacijski ojačevalnik (opamp), ki ima na vhodu neko uteženo uporovno lestvico.

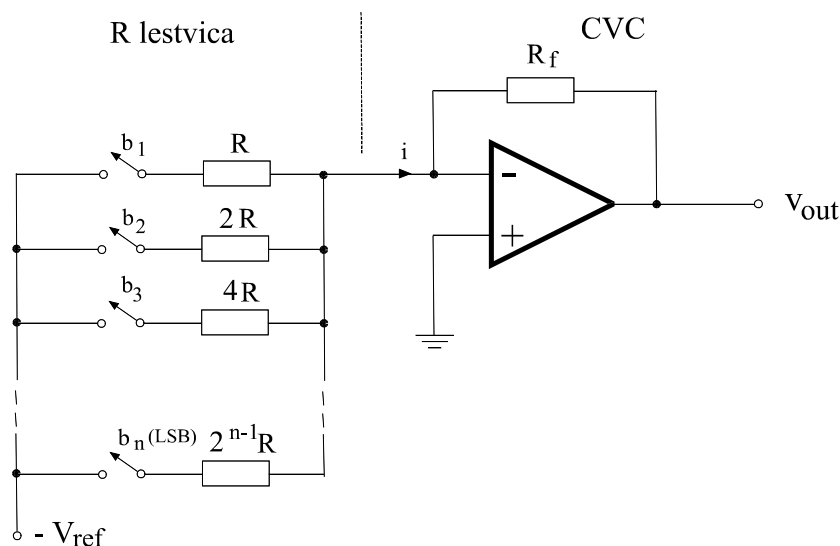
6.6.5.1 DAC z binarno uteženo uporovno lestvico

Uvod

V tem primeru deluje opamp kot tokovno-napetostni pretvornik (CVC), ali tudi kot seštevalni ojačevalnik, ki ima na vhodu binarno uteženo uporovno lestvico (SI 6.9). Vhodno n -bitno binarno besedo, ki jo zapišemo v obliki $b_1b_2\dots b_n(\text{LSB})$, pripeljemo na vhode - v tem primeru na krmilne elektrode tranzistorskih stikal. Tranzistorska stikala imajo lastnost:

- $b = 0$ ---> stikalo je odprto (razklenjeni kontakti, enako kot na sliki)
- $b = 1$ ---> stikalo je zaprto (sklenjeni kontakti, obratno kot na sliki)

Kot smo videli, ima CVC lastnost: $v_{\text{out}} = -i R_f$.



SI 6.9 DAC z binarno uteženo uporovno lestvico

Analiza delovanja:

Če so vsi $b = 0$: položaj stikal kot na SI 6.9 ---> $i = 0$ in $v_{\text{out}} = -i R_f = 0$

Če je npr. $b_n(\text{LSB}) = 1$: stikalo pri b_n preklopi ---> Ob upoštevanju pravil I, II velja $i = -V_{\text{ref}}/2^{n-1}R$ in $v_{\text{out}} = -i R_f = +(V_{\text{ref}}/2^{n-1})(R_f/R)$

Če je npr. $b_{n-1} = 1$: stikalo pri b_{n-1} preklopi ---> Ob upoštevanju pravil I, II velja $i = -V_{\text{ref}}/2^{n-2}R$ in $v_{\text{out}} = -i R_f = +(V_{\text{ref}}/2^{n-2})(R_f/R)$

.....

Če je npr. $b_1 = 1$: stikalo pri b_1 preklopi ---> Ob upoštevanju pravil I, II velja $i = -V_{\text{ref}}/2^0R$ in $v_{\text{out}} = -i R_f = +(V_{\text{ref}}/2^0)(R_f/R)$

V splošnem primeru, ko je vhodna beseda $b_1b_2\dots b_n$ sestavljena iz poljubne kombinacije števil 0 in 1, uporabimo princip superpozicije (vezje je linearno) in dobimo

$$v_{out} = \left(b_1 + \frac{1}{2}b_2 + \frac{1}{2^2}b_3 + \dots + \frac{1}{2^{n-1}}b_n \right) \frac{R_f}{R} V_{ref} \quad (6.23)$$

Komentar: V tem primeru je torej izhod še utežen z razmerjem R_f/R , kar omogoča enostavno nastavitve maksimalne vrednosti izhoda z upornostjo R_f .

Prednosti: relativno majhno število uporov, nastavljanje maksimalnega izhoda z R_f

Slabosti: upori lestvice so med seboj različni, kar zlasti pri velikem n povzroča težave. Npr. za $n = 12$ (12-bitni DAC) se upori v lestvici razlikujejo med seboj za faktor ~ 2000 , kar je s primerno natančnostjo tehnološko težko izvedljivo.

DAC z binarno uteženo uporovno lestvico je torej primeren za realizacijo relativno hitrih vendar ne preveč natančnih (majhen n) DAC-jev.

6.6.5.2 DAC z R-2R uporovno lestvico

Uvod

Ta izvedba odpravi omenjeno težavo glede raznolikosti uporov prejšnjega vezja, saj potrebujemo v tem primeru le dva različna upora: R in $2R$. Tehnološko je to relativno enostavno, poceni in natančno izvedljivo, še zlasti, ker je točnost vezja odvisna le od razmerja obeh uporov in ne od absolutnih vrednosti.

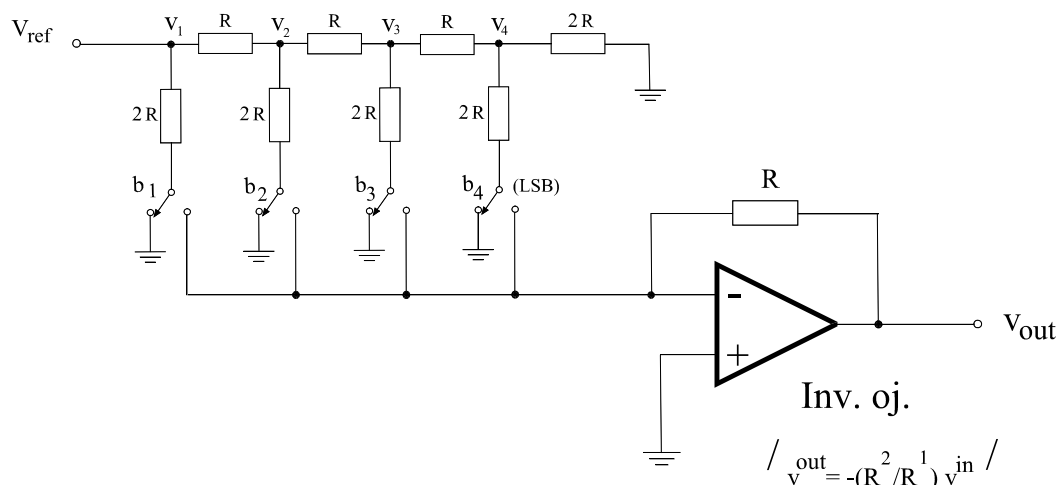
V tem primeru je osnovni del DAC vezje opamp, ki deluje kot invertirajoči ojačevalnik. Ta ojačevalnik ima uteženo ojačanje, za vsako binarno mesto posebej, z vhodno uporovno R-2R lestvico. Možna je tudi obravnava tega vezja kot seštevalni ojačevalnik.

Analiza delovanja

Kot primer si bomo ogledali 4-bitni DAC z R-2R uporovno lestvico (Sl 6.10). Na vhodu imamo torej v tem primeru 4-bitno besedo $b_1b_2b_3b_4$ (LSB). Tranzistorska stikala imajo lastnost:

$b = 0$ ---> stikalo je v položaju levo (na maso, enako kot na sliki)

$b = 1$ ---> stikalo preklopi v položaj desno (obratno kot na sliki)



SI 6.10 DAC z R-2R uporovno lestvico

Če so npr. vsi $b = 0$ ---> položaj stikal je tedaj tak kot na sliki, vsi vhodi so v zraku, upornost na vhodu je velika ($R_1 = \infty$) in $v_{out} = 0$ (OK!).

Če je npr. $b_4(\text{LSB}) = 1$ ---> analiza s pomočjo napetostnih delilnikov za notranje napetosti v_1, \dots, v_4 pokaže: $v_{out} = -V_{ref} / 2^4$.

Podobno ugotovimo: Če je $b_3 = 1$ ---> $v_{out} = -V_{ref} / 2^3$ itd.

Pri poljubni digitalni besedi na vhodu $b_1 b_2 b_3 b_4(\text{LSB})$ lahko zaradi linearnega vezja uporabimo princip superpozicije in dobimo zvezo med izhodom in vhodom v obliki

$$v_{out} = -\left(b_1 \frac{1}{2^1} + b_2 \frac{1}{2^2} + b_3 \frac{1}{2^3} + b_4 \frac{1}{2^4}\right) V_{ref} \quad (6.24)$$

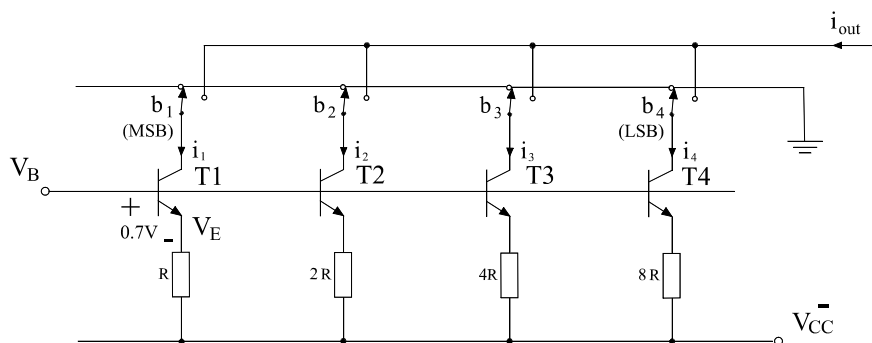
Obravnavano DAC vezje torej v redu opravlja svojo funkcijo, saj je dobljeni izraz en(6.24) v skladu z osnovno enačbo DAC-ja, en(6.14).

6.6.5.3 DAC s skaliranimi tokovnimi izvori

Uvod

Opamp iz prejšnjega primera, ki dela kot CVC, je običajno najpočasnejši del DAC vezja in omejuje njegovo hitrost pretvorbe. V določenih primerih obstoja hitrejša in cenejša možnost: kadar je izhod DAC-ja lahko v tokovni obliki, se izplača sestaviti izhodni tok iz skaliranih tokovnih izvorov. Včasih se celo izplača, če ta izhodni tok z nekim CVC pretvorimo v izhodno napetost.

Kot primer si bomo ogledali 4-bitni DAC s skaliranimi tokovnimi izvori, ki so izvedeni npr. z bipolarnimi tranzistorji s skaliranimi emitorskimi upori(Sl 6.11).



SI 6.11 DAC s skaliranimi tokovnimi izvori

Analiza delovanja

Tranzistorska stikala, ki so kontrolirana s stanjem pripadajočega bita b , imajo tu lastnost:

$b = 0$ ---> stikalo je v položaju navzgor (na maso, enako kot na sliki)

$b = 1$ ---> stikalo preklopi v položaj desno (obratno kot na sliki)

Prevodna konstantna napetost V_B povzroči, da tranzistorji stalno prevajajo. Toki tranzistorjev stalno tečejo in so le, odvisno od stanja stikal oz. ustreznih bitov b , preklapljeni ali na maso ali na izhod (i_{out}). Zato so ta vezja hitra, saj je čas za preklop stikala mnogo manjši od vklopnih in izklopnih časov tokovnih generatorjev, v tem primeru bipolarnih tranzistorjev. Ker toki stalno tečejo, je seveda slaba posledica velika poraba moči.

Napetost na bazi V_B je (SI 6.11) torej vedno višja od napetosti na emitorju V_E za napetost na prevodno polarizirani emitorsko-bazni diodi, tipično okrog $0.7V$

$$V_B = V_E + 0.7V \quad (6.25)$$

Poglejmo sedaj, kakšen je vpliv položaja vhodnih bitov na izhod DAC:

Če so npr. vsi biti $b = 0$ ---> Tedaj so vsa stikala v položaju, kot prikazuje SI 6.11 in je zato $i_{out} = 0$. Torej, pri ničelnem vходу na DAC dobimo ničelni izhod, kar je v redu.

Če je npr. bit $b_4(\text{LSB}) = 1$ ---> Tedaj stikalo bita b_4 preklopi na desno in je izhodni tok i_{out} podan z izrazom

$$i_{out} = \frac{V_E}{8R} = \frac{V_B - 0.7V}{8R} \quad (6.26)$$

Podoben rezultat dobimo tudi za ostale bite b_3 , b_2 , $b_1(\text{MSB})$, le da toki zaradi skaliranih emitorskih upornosti skalirano rastejo (faktorji 4, 2, 1 v imenovalcu), kar je v redu.

V splošnem, pri poljubni kombinaciji bitov $b_1b_2b_3b_4(\text{LSB})$ na vходу, lahko zaradi linearnih vezij uporabimo princip superpozicije in je tedaj izhodni tok vsota prispevkov tistih bitov, ki imajo vrednost 1, kar je v skladu z osnovno enačbo DAC-ja en(6.14).

Namesto skaliranih emitorskih upornosti je tudi tu možna izvedba z R - $2R$ lestvico.

Prednosti: relativno malo elementov, hitri

Slabosti: relativno velika poraba moči

6.6.6 OSNOVNI PODATKI DAC

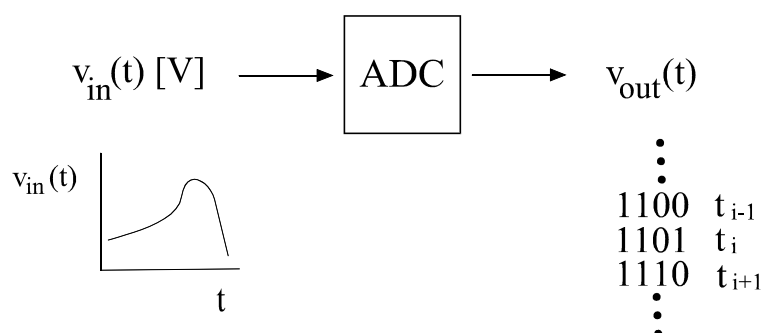
Osnovni podatki nas opozorijo, na kaj moramo pri izbiri DAC-ja paziti, da bo uspešno odigral pričakovano vlogo. Razumevanje in primerjava osnovnih podatkov med različnimi DAC-ji omogoči optimalno odločitev med različnimi proizvajalci.

- 1) **Vhodne lastnosti:** kakšne so zahteve glede vhodnih signalov - ali dela (compatible) za digitalne vhodne signale tipa CMOS, TTL, itd.
- 2) **Izhodne lastnosti:** kakšne so zahteve glede izhodnih signalov - katero veličino potrebujemo na izhodu (napetostni, tokovni, frekvenčni itd. izhod) ter v kakšnem obsegu (range)
- 3) **Referenca:** velikost zahtevane referenčne napetosti V_{ref} , ali je vgrajena (internal) ali jo moramo dodati sami (external)
- 4) **Ločljivost (Resolution):** včasih imenovana tudi natančnost (Precision), je določena s številom bitov oz. dolžino besede n ($\Delta V_{min} = V_{ref}/2^n$)
- 5) **Točnost (Accuracy):** podaja, kako se delovanje resničnega DAC približa delovanju idealnega DAC, zaradi raznih napak pri izdelavi (npr. tolerance uporov v lestvici R-2R, tolerance skaliranih uporov itd.). Včasih proizvajalci podajo celo zahteve za trimanje npr. z dodatkom zunanjih uporov itd.
- 6) **Hitrost:** je določena s časom pretvorbe in podaja, kako hitre vhodne digitalne signale se zmore dani DAC oz. ali bo zadoščalo za dano aplikacijo
- 7) **Napajanje:** zahteve glede napajalnih napetosti (ena ali več, polaritete)
- 8) **Poraba moči:** poraba moči oz. segrevanje je lahko, odvisno od tipa in tehnologije, velika ali majhna (Low-Power izvedbe)
- 9) **Ohišje:** kateri tip ohišja je na razpolago (DIP itd.)
- 10) **Cena:** kaj je sprejemljivo, je odvisno od dane aplikacije

6.7 ANALOGNO-DIGITALNI PRETVORNIKI (ADC)

6.7.1 UVOD

Analogni-digitalni pretvornik (Analog-to-Digital Converter, ADC) je vezje, ki prejme vhodni signal v analogni obliki in ga pretvori v ustrezen izhoden digitalen signal (SI 6.12). Vhodni signal je običajen časovno odvisen, zvezen analogen signal, izhodni signal pa je digitalni signal, sestavljen iz časovnega zaporedja binarnih števil.



SI 6.12 ADC - osnovno delovanje

Tudi tu obstojata, podobno kot pri DAC, dva tipa ADC-jev, v tem primeru glede na značaj vhodnega analognega signala [Joh]:

- **unipolarni DAC:** vhodni analogni signal se spreminja od ničelne do neke maksimalne vrednosti
- **bipolarni DAC:** vhodni analogni signal se spreminja od neke maksimalne negativne do neke maksimalne pozitivne vrednosti

V nadaljevanju si bomo ogledali obe vrsti pretvornikov.

6.7.2 UNIPOLARNI ADC

6.7.2.1 Uvod

V tem primeru se vhodni analogni signal spreminja od ničelne vrednosti do neke maksimalne pozitivne vrednosti, pri tem gre digitalni izhod od 0 do maksimalne vrednosti.

6.7.2.2 Zveza $v_{out}(v_{in})$, zapisana z ulomkom

Zveza med izhodnim in vhodnim signalom $v_{out}(v_{in})$ je tu podana v obliki izhodnega binarnega ulomka oz. decimalnega (necelega) števila, manjšega ali enakega 1, ki ustreza vhodni napetosti, deljeni (normalizirani) z referenčno napetostjo

$$b_1 2^{-1} + b_2 2^{-2} + \dots + b_n 2^{-n} (LSB) \cong \frac{v_{in}}{V_{ref}} \quad (6.27)$$

kjer je v_{in} - vrednost vhodnega signala oz. napetost na vhodu ADC, V_{ref} - referenčna napetost ADC in $b_1 b_2 \dots b_n (LSB)$ - n-bitni digitalni izhod ADC oz. desni strani en(6.27) pripadajoči n-bitni binarni ulomek.

Ker mora biti ulomek oz. decimalno število v en(6.27) za vsak v_{in} manjše ali enako 1, moramo izbrati referenčno napetost v skladu s pogojem: $V_{ref} \geq v_{in \max}$.

Omenimo, da en(6.27) oz. pretvorba ADC velja le približno zato, ker se desna stran spreminja zvezno, medtem ko se leva stran spreminja v skokih po 1 bit(LSB). O tej napaki ADC pretvorbe, ki je običajno zanemarljiva, bo več govora kasneje pri ločljivosti ADC.

Kontrola en(6.27):

ničelni vhod: $v_{in} = 0$ ---> po en(6.27) torej vsi $b = 0$ in zato ničelni izhod 00...0 (v redu!)

maksimalni vhod: $v_{in} \sim V_{ref}$ ---> desna stran en(6.27) torej ~ 1 , zato vsi $b = 1$ in torej maksimalni izhod 11...1 (v redu!)

Vmes, med temi ekstremnimi točkami, podobno ugotovimo, da se izhod linearno povečuje z naraščanjem vhoda. En(6.27) daje torej smiselno zvezo med vhomom in izhodom ADC.

Oglejmo si zadevo na enostavnem primeru!

Primer: Določi vrednost izhoda na 5-bitnem ADC z referenčno napetostjo $V_{ref} = 5V$, če je na vhodu analogni signal z vrednostjo $3.127V$!

Reševanje: Zvezo med vhodom in izhodom pri 5-bitnem ADC zapišemo v skladu z en(6.27) v obliki

$$b_1 2^{-1} + b_2 2^{-2} + b_3 2^{-3} + b_4 2^{-4} + b_5 2^{-5} (LSB) = \frac{V_{in}}{V_{ref}} = \underline{0.6254}_{10}$$

Izhod je torej v tem primeru decimalno število 0.6254_{10} (v desetiškem sistemu), podano na izhodu ADC-ja v binarnem sistemu $b_1 b_2 b_3 b_4 b_5$. Potrebno je torej še določiti ustrezne bite $b_1 - b_5$ za desetiško decimalno število 0.6254 , kar izvedemo z metodo zaporednih množenj z 2. pri tem upoštevamo, da pri zmnožku $> (<) 1$ dobi ustrezni bit vrednost $b = 1 (0)$:

$$\begin{aligned} 0.6254 \times 2 &= 1.2508 > 1 \rightarrow b_1 = 1, \text{ ostank : } 0.2508 \\ 0.2508 \times 2 &= 0.5016 < 1 \rightarrow b_2 = 0, \text{ ostank : } 0.5016 \\ 0.5016 \times 2 &= 1.0032 > 1 \rightarrow b_3 = 1, \text{ ostank : } 0.0032 \\ 0.0032 \times 2 &= 0.0064 < 1 \rightarrow b_4 = 0, \text{ ostank : } 0.0064 \\ 0.0064 \times 2 &= 0.0128 < 1 \rightarrow b_5 = 0, \text{ ostank : } 0.0128 \end{aligned}$$

Postopek je končan – določen je zadnji, 5.bit!

Torej, pri vhodu $3.127V$ je na izhodu 5-bitnega ADC vrednost $10100(LSB)$.

Preizkus: dobljenemu rezultatu pripadajoči ulomek je $0.10100_2 = 1 \cdot 2^{-1} + 1 \cdot 2^{-3} = 0.5 + 0.125 = 0.6250$, kar dovolj dobro ustreza začetnemu ulomku (0.6254) oz. vhodnemu signalu ($0.6250 \cdot 5V = 3.125V$). Razlika na zadnjem mestu se pojavi zaradi omenjene napake ADC pretvorbe.

6.7.2.3 Zveza $v_{out}(v_{in})$, zapisana s celim številom

Zveza med vhodom in izhodom ADC je lahko podana tudi v obliki s celim številom. Vrednost vhoda v tem primeru podajamo s številom stanj v dani vrednosti vhodnega signala v_{in} , pri znani vrednosti razlike dveh sosednjih stanj.

Ker ima n -bitni ADC 2^n različnih možnih kombinacij oz. stanj, maksimalni razpon vhodnega signala pa znaša od 0 do $\sim V_{ref}$, je razlika med dvema sosednjima stanjema enaka $\Delta V_{min} = V_{ref} / 2^n$ (podobno kot že pri DAC). V dani vrednosti vhodnega signala v_{in} je torej število stanj enostavno določeno z razmerjem $v_{in} / \Delta V_{min} = v_{in} / (V_{ref} / 2^n)$.

Izhod ADC-ja je torej v tem primeru podan kot celi del (integer function, Int) tega števila

$$N_{10} = \text{Int} \left(\frac{v_{in}}{V_{ref}} 2^n \right) \quad (6.28)$$

kjer je N_{10} - vrednost izhoda ADC oz. število stanj vhoda ($v_{in} / \Delta V_{min}$), zapisana v desetiškem sistemu. Za digitalni binarni izhod je treba to število torej se pretvoriti v binarni sistem.

Funkcija $Int(x)$ v en(6.28) enostavno opisano pomeni, da je treba vzeti prvo manjše celo število od vrednosti x , npr. $Int(3.15) = 3$, $Int(3.99) = 3$ (Pozor: ni zaokroževanja navzgor!).

Omenimo, da pridemo do enakega rezultata, en(6.28), tudi, če en(6.27) množimo z 2^n .

Primer: Določi vrednost izhoda na 5-bitnem ADC z referenčno napetostjo $V_{ref} = 5V$, če je na vhodu analogni signal z vrednostjo $3.127V$!
(Za kontrolo vzamemo kar prejšnji primer!)

Reševanje: Zvezo med vhodom in izhodom pri 5-bitnem ADC zapišemo sedaj v skladu z en(6.28) v obliki

$$N_{10} = Int\left(\frac{v_{in}}{V_{ref}} 2^n\right) = Int\left(\frac{3.127V}{5V} 2^5\right) = Int(20.0128) = 20_{10}$$

Da dobimo binarni izhod ADC-ja, je potrebno rezultat še pretvoriti v binarni sistem

$$20_{10} = b_1 2^0 + b_2 2^1 + b_3 2^2 + b_4 2^3 + b_5 2^4 (MSB)$$

Postopek zacnemo z desne in prenasamo ost tan ek :

$$= 0 \times 2^0 + 0 \times 2^1 + 1 \times 2^2 + 0 \times 2^3 + 1 \times 2^4 (MSB)$$

ost.0 ost.0 ost.0 ost.4 ost.4

Izhod ADC, ki ustreza vhodu $3.127V$, je torej $10100(LSB)$, kar je enak rezultat kot v prejšnjem primeru.

6.7.2.4 Ločljivost ADC

Ločljivost (Resolution) ADC definiramo kot tisto najmanjšo spremembo vhodne napetosti ΔV_{min} , ki že povzroči minimalno spremembo izhodnega signala, torej za 1 bit (LSB)!

Če upoštevamo v en(6.27) spremembo izhoda za 1 bit(LSB), dobimo spremembo $2^{-n} = \Delta V_{min} / V_{ref}$ in je torej ločljivost ADC ΔV_{min} podana z izrazom

$$\Delta V_{min} = \frac{V_{ref}}{2^n} \quad (6.29)$$

V praksi pogosto srečamo obraten primer: potrebno je določiti, koliko biten (n) ADC potrebujemo za zahtevano ločljivost ADC ΔV_{\min} , kar določimo z obratom en(6.29)

$$n = \frac{1}{\ln 2} \ln \frac{V_{ref}}{\Delta V_{\min}} \quad (6.30)$$

Primer: Meritev temperature v področju $0 - 100\text{ }^{\circ}\text{C}$ je izvedena z linearnim senzorjem z občutljivostjo $20\text{ mV}/^{\circ}\text{C}$. Izhod senzorja pri $0\text{ }^{\circ}\text{C}$ je 0 mV . Določi potrebno dolžino besede (n) in referenčno napetost ADC-ja V_{ref} , da bo ločljivost meritve $\Delta T_{\min} = 0.1^{\circ}\text{C}$!

Reševanje: Pri maksimalnem vходу senzorja $T = 100\text{ }^{\circ}\text{C}$ ima tudi izhodni signal senzorja temperature $v_{ST\text{ max}}$ maksimalno vrednost, ki je hkrati maksimalna vhodna vrednost ADC-ja

$$v_{ST\text{ max}} = S \Delta T = 0.02\text{ V}/^{\circ}\text{C} \times 100^{\circ}\text{C} = 2\text{V} = v_{in\text{ max}}(\text{ADC})$$

Ker mora biti v skladu s komentarjem en(6.27) referenčna napetost enaka ali večja od maksimalnega vхода ADC, izberemo npr. $V_{ref} = v_{in\text{ max}} = \underline{2\text{V}}$.

Zahtevana ločljivost meritve ΔT_{\min} pomeni, da mora biti izbrani ADC sposoben razločevati minimalne spremembe temperature oz. napetosti, oz. mora biti ločljivost ADC-ja ΔV_{\min} v tem primeru

$$\Delta V_{\min} = S \Delta T_{\min} = 0.02\text{ V}/^{\circ}\text{C} \times 0.1^{\circ}\text{C} = 2\text{mV}$$

Po drugi strani je ločljivost ADC-ja povezana z dolžino besede n ADC-ja, en(6.30)

$$n = \frac{1}{\ln 2} \ln \frac{V_{ref}}{\Delta V_{\min}} = \frac{1}{0.693} \ln \frac{2\text{V}}{2\text{mV}} = \underline{9.968}$$

V tem primeru izberemo 10-bitni ADC ($n = 10$). Izbrani ADC bo celo malo

natančnejši od zahtev (2mV), medtem ko bi 9-bitni ADC ne izpolnil predpisanih zahtev glede ločljivosti, o čemer se lahko hitro prepričamo po en(6.29):

$$\begin{aligned} n = 10: \quad \Delta V_{\min} &= \frac{V_{ref}}{2^n} = \frac{2\text{V}}{2^{10}} = 1.95\text{ mV} \\ n = 9: \quad \Delta V_{\min} &= \frac{V_{ref}}{2^n} = \frac{2\text{V}}{2^9} = 3.90\text{ mV} \end{aligned}$$

6.7.3 BIPOLARNI ADC

6.7.3.1 Uvod

V tem primeru se vhodni analogni signal spreminja od neke maksimalne negativne vrednosti, preko ničelne vrednosti do neke maksimalne pozitivne vrednosti, pri tem gre digitalni izhod od 0 do maksimalne vrednosti.

6.7.3.2 Zveza $v_{out}(v_{in})$, zapisana s celim številom

Bipolarni ADC najenostavneje dobimo iz unipolarnega ADC s tem, da v en(6.28) premaknemo digitalni izhod navzgor (v pozitivni smeri) za pol obsega oz. $2^n / 2$.

Zveza med izhodnim in vhodnim signalom $v_{out}(v_{in})$ je tedaj podana v obliki

$$N_{10} = \text{Int} \left[\left(\frac{v_{in}}{V_{ref}} + \frac{1}{2} \right) 2^n \right] \quad (6.31)$$

Za kontrolo preverimo en(6.31) v nekaj karakterističnih točkah:

$$\begin{aligned} \text{minimalni vhod : } v_{in} &= -\frac{V_{ref}}{2} \rightarrow N_{10} = 0 \quad \text{oz. min. dig. izhod : } 00..0 \\ \text{srednji vhod : } v_{in} &= 0 \rightarrow N_{10} = 2^n / 2 \quad \text{oz. dig. izhod : } \text{sredina} \\ \text{maksimalni vhod : } v_{in} &= +\frac{V_{ref}}{2} - \frac{V_{ref}}{2^n} \rightarrow N_{10} = 2^n \quad \text{oz. maks. dig. izhod : } 11..1 \end{aligned}$$

6.7.3.3 Asimetrija bipolarnega ADC

Kot zanimivost opazimo, da maksimalnemu izhodu bipolarnega ADC-ja 11..1 pripada maksimalni vhod v_{inmax} , ki ni enak $+V_{ref} / 2$, temveč je ta vrednost zmanjšana za neko majhno napetost, po en(6.29) definirani kot ločljivost $\Delta V_{min} = V_{ref} / 2^n$

$$v_{in\max} = +\frac{V_{ref}}{2} - \frac{V_{ref}}{2^n} = +\frac{V_{ref}}{2} - \Delta V_{\min} \quad (6.32)$$

Temu pravimo tudi asimetrija bipolarnega ADC. Bipolarni ADC z referenčno napetostjo V_{ref} pokrije torej le naslednji interval vrednosti vhodnega analognega signala: od $-V_{ref}/2$ do $+V_{ref}/2 - \Delta V_{\min}$! Res pa je običajno ΔV_{\min} majhna, proti celotnemu intervalu majhna veličina.

Primer: Določi možna stanja pri 8-bitnem bipolarnem ADC-ju z referenčno napetostjo $V_{ref} = 10V$!

Reševanje: Najmanjša možna razlika napetosti med dvema sosednjima stanjema oz. ločljivost ΔV_{\min} ADC-ja je določena kot obseg vhoda, deljenim s številom stanj, v skladu z en(6.29)

$$\Delta V_{\min} = \frac{V_{ref}}{2^n} = \frac{10V}{2^8} = \underline{0.039V}$$

Natančno gledano je torej pri $V_{ref} = 10V$ zaradi asimetrije obseg vhodnih signalov v tem primeru od $-5V$ do $+5V - 0.039V = 4.961V$.

Določimo nekaj značilnih točk oz. stanj. Pri tem vhodna stanja povečujemo za najmanjši možni korak, $\Delta V_{\min} = 0.039V$. Torej,

$$\begin{aligned} v_{in} = -5V &\rightarrow N = \text{Int} \left[\left(\frac{v_{in}}{V_{ref}} + \frac{1}{2} \right) 2^n \right] \\ &= \text{Int} \left[\left(\frac{-5V}{10V} + \frac{1}{2} \right) 2^8 \right] = 0_{10} = \underline{00000000_2} \\ v_{in} = -4.961V &\rightarrow N = \dots = \underline{00000001_2} \\ &\dots\dots\dots \\ v_{in} = -0.039V &\rightarrow N = \dots = \underline{01111111_2} \\ v_{in} = 0V &\rightarrow N = \dots = \underline{10000000_2} \\ v_{in} = +0.039V &\rightarrow N = \dots = \underline{10000001_2} \\ &\dots\dots\dots \\ v_{in} = +4.961V &\rightarrow N = \dots = \underline{11111111_2} \quad (\text{Konec} - \text{vecjega stevila pri } n = 8 \text{ ni !}) \end{aligned}$$

Zadnja vrstica potrdi tudi že prej ugotovljeno asimetrijo bipolarnega ADC-ja, en(6.32).

6.7.4 IZVEDBE ADC-JEV

Obstojajo različni principi delovanja ADC-jev:

- ADC z zaporednimi približki (Successive Approximations ADC)
 - ADC z napetostno stopnico, enojno ali dvojno (Ramp ADC, single-slope ali dual-slope)
 - vzporedni oz. bliskovni ADC (Parallel oz. Flash ADC)
 - ADC s preklapljanimi kondenzatorji (Switched Capacitors ADC)
 - Delta-Sigma ADC
- in drugi...

6.7.4.1 ADC z zaporednimi približki

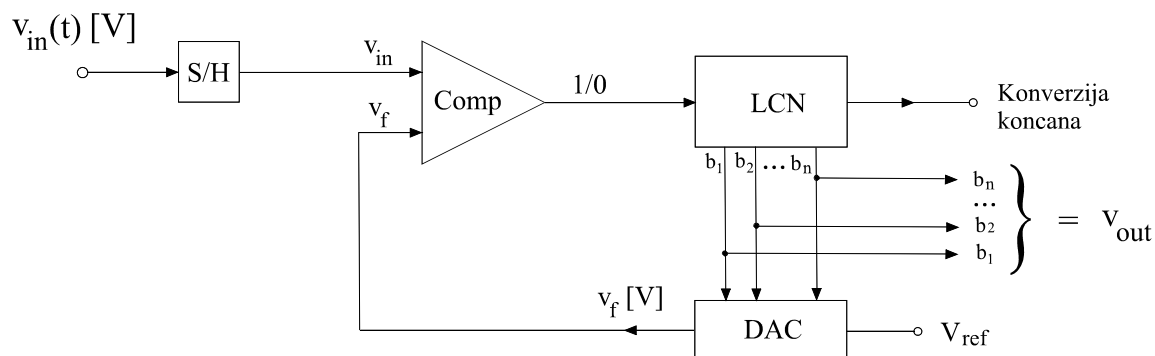
Uvod

ADC z zaporednimi približki (Successive Approximations ADC) je relativno hiter in poceni. Osnovna shema (SI 6.13) je sestavljena iz vzorčno-zadrževalnega vezja (Sample&Hold, S/H) komparatorja (Comp), logično-števnega vezja (Logic Counting Network, LCN) in digitalno-analognega pretvornika (DAC).

Analiza delovanja

Komparator primerja vrednost vhoda v_{in} in izhoda DAC v povratni vezavi v_f . Kadar velja: $v_{in} > v_f$, je izhod komparatorja 1 in to je sporočilo za LCN, da poveča za 1 bit svoj izhod. S tem se poveča za en osnovni korak izhod DAC v_f . Komparator spet primerja v_{in} in v_f itd.

Zgodba se ponavlja, dokler komparator ne ugotovi: $v_{in} < v_f$. Tedaj postane izhod komparatorja 0 in to je sporočilo za LCN, da je dosežena velikost vhodnega signala oz. da je konverzija končana. Zadnja kombinacija bitov na izhodu LCN $b_1 b_2 \dots b_n$ podaja digitalni izhod ADC v_{out} za dano vrednost analognega vhodnega signala v_{in} .



SI 6.13 ADC z zaporednim približki

Obstojajo različne pod variante opisanega postopka. Primeren pristop je npr., če začnemo s povečevanjem od najpomembnejšega bita (MSB), saj je v tem primeru manj korakov oz. hitrejša konverzija kot če povečujemo po en najmanjši bit (LSB). Prikaz takega pristopa si oglejmo na enostavnem primeru!

Primer: Določi potek delovanja in izhod na 4-bitnem ADC-ju z zaporednimi približki pri analognem vhodnem signalu 3.127V! Referenčna napetost je 5V.

Reševanje: Zveza med v_{in} in v_{out} na DAC je, ob upoštevanju en(6.27), podana kot

$$v_{out}(DAC) = v_f \cong (b_1 2^{-1} + b_2 2^{-2} + b_3 2^{-3} + b_4 2^{-4}) V_{ref}$$

Postopek: na začetku LCN postavi vse bite na vrednost 0: $b_1(\text{MSB}) = b_2 = b_3 = b_4 = 0$. Nato LCN povečuje bite, začenši z najpomembnejšim bitom (MSB).

1) LCN postavi MSB bit $b_1 = 1$. DAC vhod pretvori v izhod $v_f = (1.2^{-1})5V = 2.5V$.

Komparator nato primerja in ugotovi: $v_{in} > v_f$. Vhodni signal torej vsebuje ta bit kot 1, zato LCN fiksira $b_1 = 1$!

S tem je prvi bit določen in postopek se ponovi z naslednjim bitom, itd.:

2) LCN postavi naslednji bit $b_2 = 1$. DAC vhod pretvori v izhod $v_f = (1.2^{-1} + 1.2^{-2})5V = v_f' + 1.2^{-2} \cdot 5V = 3.750V$.

Pri tem zaradi hitrejšega izračuna vedno računamo samo novi, dodatni člen, vse ostalo pa označimo z v_f' in odčitamo iz prejšnjega koraka.

Komparator nato primerja in ugotovi: $v_{in} < v_f$. Vhodni signal torej vsebuje ta bit kot 0, zato LCN fiksira $b_2 = 0$!

3) LCN postavi naslednji bit $b_3 = 1$. DAC vhod pretvori v izhod $v_f = v_f' + 1.2^{-3} \cdot 5V = 3.125V$.

Komparator nato primerja in ugotovi: $v_{in} > v_f$. Vhodni signal torej vsebuje ta bit kot 1, zato LCN fiksira $b_3 = 1$!

4) LCN postavi naslednji bit $b_4 = 1$. DAC vhod pretvori v izhod $v_f = v_f' + 1.2^{-4} \cdot 5V = 3.4375V$.

Komparator nato primerja in ugotovi: $v_{in} < v_f$. Vhodni signal torej vsebuje ta bit kot 0, zato LCN fiksira $b_4 = 0$!

S tem je določen se zadnji, LSB bit in postopek je zaključen.

Izhod ADC-ja je torej v tem primeru $b_1 b_2 b_3 b_4(\text{LSB}) = \underline{1010(\text{LSB})}$!

Preizkus: izračunamo pripadajoči vhod ADC-ja $v_{in} = (1.2^{-1} + 1.2^{-3}) \cdot 5V = 3.125V$. To se ujema z začetnim podatkom(3.127V), majhna razlika na zadnjem mestu je napaka ADC pretvorbe. Omenimo še, da smo podoben primer obravnavali tudi pri unipolarnem ADC in prišli do enakega rezultata.

Hitrost konverzije ADC-ja z zaporednimi aproksimacijami

Obravnavo razdelimo v dva dela:

1) **Čas za določitev 1 bita T_1** : je v tem primeru določen s hitrostjo konverzije DAC-ja in LCN vezja. Tipičen podatek za T_1 , ki ga najdemo kot enega osnovnih podatkov v katalogih za ADC, je $T_1 = 0.1 - 5 \mu\text{s/bit}$. Prva vrednost velja tipično za hitrejše in dražje ADC (boljša in dražja tehnologija), medtem ko druga vrednost velja tipično za razred cenejših a počasnejših, enostavnejših ADC-jev.

2) **Čas za eno konverzijo T_{conv}** : je v tem primeru določen, zaradi zaporednega, ne paralelnega procesiranja, enostavno s številom bitov oz. dolžino besede danega ADC n in časom za določitev enega bita T_1

$$T_{\text{conv}} = n \times T_1 \quad (6.33)$$

V tem primeru je torej v splošnem natančnejši ADC tudi počasnejši! Zato tu izberemo kot optimalnega ADC z najmanjšim n , ki še zadošča za zahtevano ločljivost.

Primer: Določi čas konverzije za a) cenen 8-bitni in b) dražji 12-bitni ADC z zaporednimi aproksimacijami!

Reševanje:

a) V primeru cenene (v splošnem počasnega) ADC vzamemo kot tipičen čas za določitev 1 bita vrednost npr. $T_1 = 5 \mu\text{s/bit}$. Čas ene konverzije T_{conv} je torej

$$T_{\text{conv}} = n \times T_1 = 8 \text{ bit} \times 5 \mu\text{s/bit} = \underline{40 \mu\text{s}}$$

b) V primeru dražjega (v splošnem hitrejšega) ADC vzamemo kot tipičen čas za določitev 1 bita vrednost npr. $T_1 = 1 \mu\text{s/bit}$. Čas ene konverzije T_{conv} je torej

$$T_{\text{conv}} = n \times T_1 = 12 \text{ bit} \times 1 \mu\text{s/bit} = \underline{12 \mu\text{s}}$$

6.7.4.2 ADC s stopnico

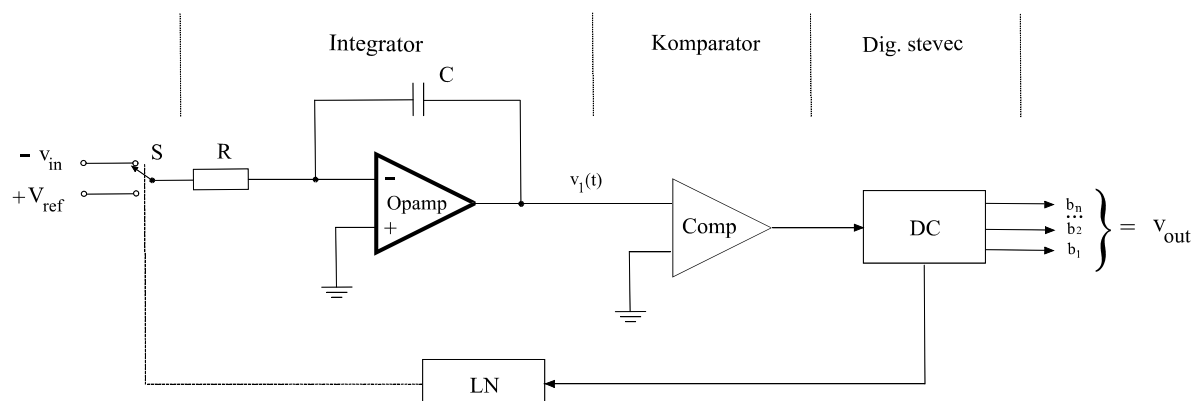
ADC s stopnico (Ramp ADC) primerja vhodni signal v_{in} z znano, linearno naraščajočo napetostno stopnico $v_{\text{ref}}(t)$, vse dokler ni izpolnjen pogoj: $v_{\text{ref}}(t) > v_{\text{in}}$ in je konverzija končana. Pri tem binarni števec ADC-ja šteje porabljene časovne korake Δt in tako določi porabljeni čas oz. število korakov. Pri znani strmini $v_{\text{ref}}(t)$ tako ADC določi vrednost vhodnega signala v_{in} . Digitalni izhod števca tedaj podaja število korakov oz. vrednost vhodnega signala ADC v_{in} v binarni obliki.

Obstoja več pristopov, ki temeljijo na opisanem principu. V nadaljevanju si bomo ogledali enega izmed pogostejših pristopov.

6.7.4.3 ADC z dvojno stopnico

Uvod

ADC z dvojno stopnico (Dual Slope Ramp ADC) prikazuje SI 6.14.



SI 6.14 ADC z dvojno stopnico

Analiza delovanja

Določitev v_{in} : Na začetku vezje nastavi vrednost izhoda integratorja $v_1(0) = 0$. Nato napetost v_{in} deluje na integrator v fiksnem (vedno istem) času integratorja t_1 , ki ga nastavlja logično vezje (Logic Network) LN. Čas t_1 mora biti dovolj kratek, da se v_{in} ne spremeni oz. velja $v_{in} = \text{const}$, sicer moramo dodati še SH vezje. Na izhodu integratorja je v skladu z en(6.15) po času t_1 napetost V_1

$$V_1 = v_1(t_1) = v_1(0) + \frac{1}{RC} \int_0^{t_1} v_{in}(t) dt = \frac{1}{RC} v_{in} t_1 \quad (6.34)$$

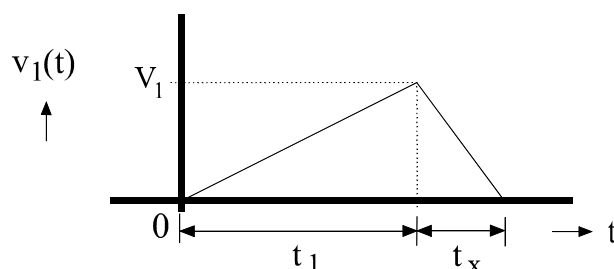
Pri znanem V_1 torej s tem izmerimo vrednost vhoda v_{in}

$$v_{in} = \frac{RC}{t_1} V_1 \quad (6.35)$$

Določitev V_1 : digitalni števec (Digital Counter) DC šteje osnovne časovne korake Δt in s tem meri čas. Ko DC izmeri $t = t_1$, to sporoči LN-u, ki preklopi stikalo (Switch) S na sponko $+V_{ref}$. Od tu dalje torej na integrator deluje napetost V_{ref} . Zaradi nasprotnega znaka se sedaj napetost na izhodu integratorja v_1 zmanjšuje od začetne vrednosti V_1

$$v_1(t) = V_1 - \frac{1}{RC} \int_0^{t_1} V_{ref} dt = V_1 - \frac{1}{RC} V_{ref} t \quad (6.36)$$

Zaradi enostavnosti smo izhodišče časa postavili tudi v tem primeru na začetek intervala. Potek napetosti $v_1(t)$ prikazuje sl.6.15. Potek napetosti vsebuje dva naklona, kar daje ime tej metodi (dual slope ADC).



Sl 6.15 Časovni potek izhoda integratorja $v_1(t)$

Kot prikazuje Sl 6.15, po nekem času t_x pade v_1 na vrednost $v_1 = 0V$. S pomočjo en(6.36) lahko določimo V_1

$$V_1 = \frac{1}{RC} V_{ref} t_x \quad (6.37)$$

Določitev digitalnega izhoda ADC: S pomočjo en(6.35) lahko sedaj ADC zapiše vrednost v_{in} kot razmerje fiksnega časa integratorja t_1 in izmerjenega časa t_x ter to izpiše kot izhodni signal ADC v digitalni obliki

$$v_{in} = \frac{RC}{t_1} V_1 = \frac{t_x}{t_1} V_{ref} = (b_1 \times 2^{-1} + b_2 \times 2^{-2} + \dots + b_n \times 2^{-n}) V_{ref} \quad (6.38)$$

Pri tem se je produkt RC krajšal in v rezultatu ne nastopa. Zato je delovanje tega ADC vezja neodvisno od teh elementov (R , C) oz. tehnologije, kar je ena od prednosti tega pristopa.

Vhodna napetost v_{in} je torej določena s časom t_x , ki ga določi števec DC s tem, da prešteje potrebne korake Δt tega intervala. Ostali dve veličini v en(6.38) t_1 , V_{ref} , sta znani konstanti ADC-ja. Razmerje t_x/t_1 števec v digitalni obliki pošlje na izhod vezja in to predstavlja izhod ADC-ja v_{out} za dano vrednost v_{in} . S tem je konverzija končana.

Hitrost konverzije

Hitrost konverzije je določena s časoma t_1 in t_x . Čas trajanja posamezne konverzije T_{conv} je kar vsota obeh časov v dvojni stopnici (Sl 6.15)

$$T_{conv} = t_1 + t_x \quad (6.39)$$

Tipične velikosti obeh časov so v razredu velikosti $\tau = RC = [\text{ms}]$ in gre v tem primeru torej za relativno počasne ADC-je.

Oglejmo si preprost primer!

Primer: ADC z dvojno stopnico ima podatke: $R = 100\text{k}\Omega$, $C = 0.1\mu\text{F}$, $t_1 = 10\text{ms}$, $V_{\text{ref}} = 10\text{V}$. Določi napetost stopnice V_1 in čas konverzije T_{conv} za vhodni signal $v_{\text{in}} = 6.8\text{V}$!

Reševanje:

Časovna konstanta integratorja je v tem primeru $\tau = RC = 100\text{k}\Omega \times 0.1\mu\text{F} = 10\text{ms}$.

Napetost stopnice je tedaj $V_1 = v_{\text{in}} t_1 / RC = 6.8\text{V} \times 10\text{ms} / 10\text{ms} = \underline{6.8\text{V}}$.

Čas upadanja stopnice t_x izračunamo s pomočjo en(6.38): $t_x = t_1 v_{\text{in}} / V_{\text{ref}} = 10\text{ms} \times 6.8\text{V} / 10\text{V} = \underline{6.8\text{ms}}$.

Čas konverzije je torej $T_{\text{conv}} = t_1 + t_x = 10\text{ms} + 6.8\text{ms} = \underline{16.8\text{ms}}$.

Prednosti: ADC-ji z dvojno stopnico so relativno enostavni, ceneni toda natančni (primerni za velik n - npr. 20 oz. ločljivost v razredu ppm).

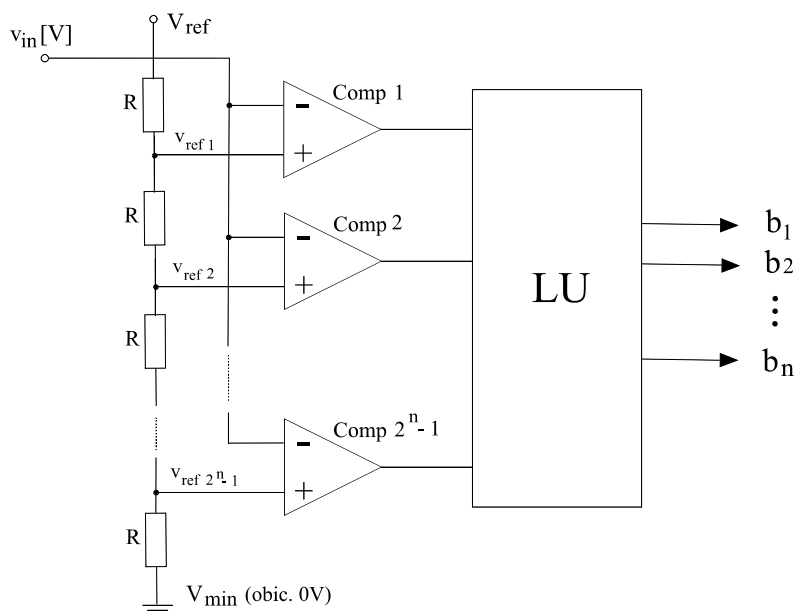
Slabosti: ADC-ji z dvojno stopnico so počasni, tipično v razredu 10 - 100 konverzij/s.

6.7.4.4 Bliskovni ADC

Uvod

Bliskovni ADC (Flash ADC) imajo ime verjetno zaradi svoje hitrosti, saj so "hitri kot blisk". Včasih se imenujejo tudi vzporedni (parallel) ADC, zaradi paralelne obdelave vhodnega signala v postopku konverzije. To so najhitrejši ADC, vendar zahtevajo kompleksna vezja in so zato dragi.

Osnovna shema n -bitnega bliskovnega ADC-ja je prikazana na Sl 6.16.



Sl 6.16 Osnovna shema n -bitnega bliskovnega ADC

Analiza delovanja

Na komparatorjih se v_{in} primerja z različnimi ekvidistančnimi notranjimi referenčnimi napetostmi v_{ref} . Običajno te referenčne napetosti dobimo z nekim uporovnim delilnikom (SI 6.16). Za n -bitno besedo na izhodu ADC potrebujemo $2^n - 1$ referenčnih napetosti in prav toliko komparatorjev.

Izhodi iz komparatorjev (točneje: točka prehoda izhodov komparatorjev od 0 na 1) podaja velikost vhodnega signala v_{in} . Logična enota (Logic Unit) LU to vrednost predela v digitalni binarni izhodni signal ADC-ja $b_1 b_2 \dots b_n$.

Kompletna konverzija je torej v tem primeru narejena v enem samem ciklu (paralelno procesiranje) in je zato zelo hitra, zahteva pa veliko število komparatorjev.

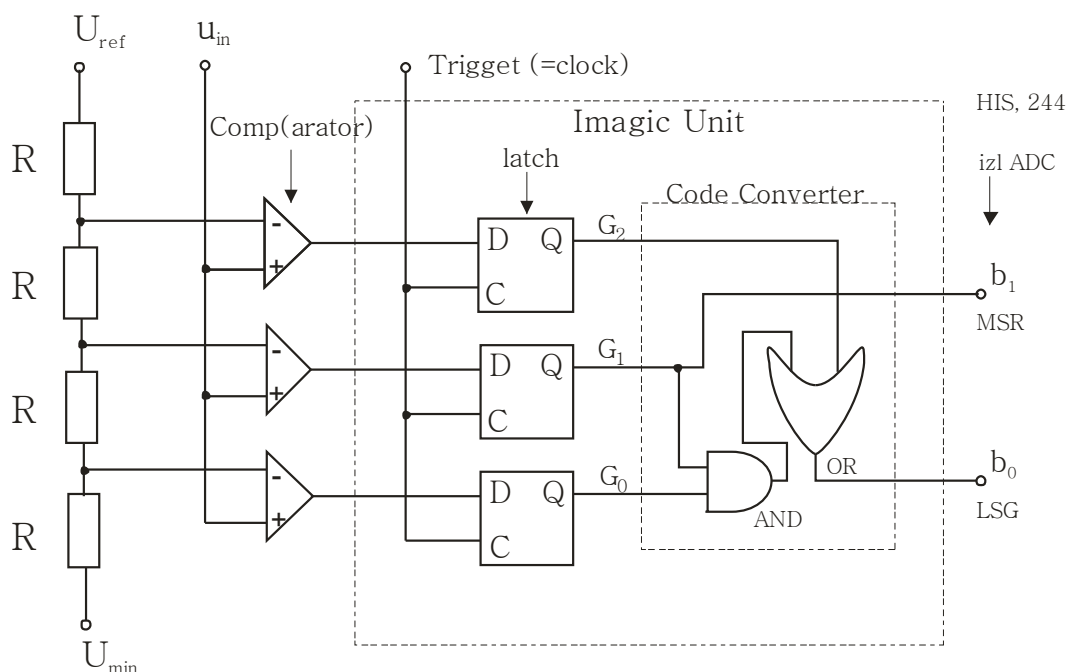
Prednosti: Glavna prednost je velika hitrost konverzije kot posledica paralelne obdelave. Obstojajo npr. ADC-ji s $100 \cdot 10^6$ konverzij/s oz. časom ene konverzije v razredu [ns] !

Slabosti: Kompleksna vezja, ker n -bitni ADC rabi $2^n - 1$ komparatorjev (npr. 10-bitni ADC potrebuje 1023 komparatorjev!). Zato so to kompleksna in draga vezja.

Primer: Zaradi enostavnosti podrobneje predstavi 2-bitni bliskovni ADC !

Reševanje:

V tem primeru je $n = 2$ in potrebujemo $2^n - 1 = 3$ komparatorje. Vezje tega komparatorja prikazuje SI 6.17.



SI 6.17 Vezje 2-bitnega bliskovnega ADC

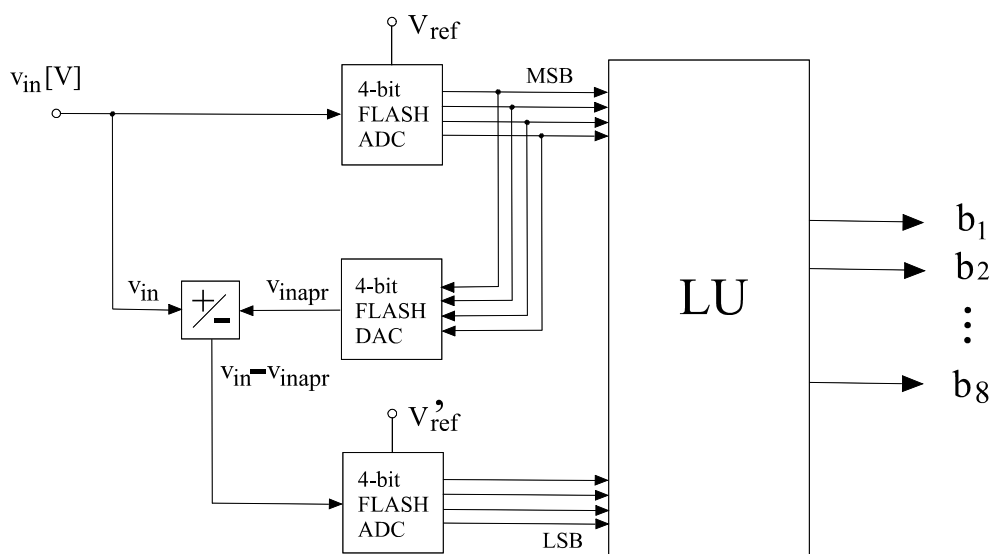
Podobno kot v prejšnjem primeru se tu v_{in} stalno primerja na 3 komparatorjih proti 3 referenčnim napetostim uporovnega delilnika. Logično vezje nato poskrbi za pravilno zvezo med v_{in} in digitalnim izhodom ADC-ja :

v_{in} [V]	I	b_1b_0
0 – 1	I	0 0
1 – 2	I	0 1
2 – 3	I	1 0
3 – 4	I	1 1

6.7.4.5 Pol-bliskovni ADC

Uvod

Pol-bliskovni (Half-Flash) ADC je priljubljena pod varianta prejšnjega primera, ki združuje nekatere prednosti bliskovnega ADC in nizko ceno. Osnovna shema za primer 8-bitnega pol-bliskovnega ADC je prikazana na SI 6.18.



SI 6.18 Vezje pol-bliskovnega ADC

Analiza delovanja

V tem primeru se vhodni signal v_{in} najprej pretvori s 4-bitnim bliskovnim ADC. S tem dobimo prvi del izhoda v_{out} s 4 MSB biti, kar je torej (glede na končni 8-bitni izhod) izvedeno hitro in poceni. Ta delni izhod je hkrati pripeljan tudi na vhod DAC pretvornika (SI 6.18), ki proizvede torej na svojem izhodu pripadajočo analogno napetost - približno vrednost vhodnega signala $v_{inapprox}$, ki jo vodimo dalje na odštevalni (-) vhod seštevalnika.

Na prištevalni (+) vhod seštevalnika je stalno priklopljena napetost vhodnega signala v_{in} . Zato se na izhodu seštevalnika pojavi razlika $v_{in} - v_{inapprox}$, ki jo spet na 4-bitnem bliskovnem ADC pretvorniku pretvorimo v preostale 4 LSB bite izhodnega signala. Logična enota LU proizvede končni izhodni 8-bitni signal.

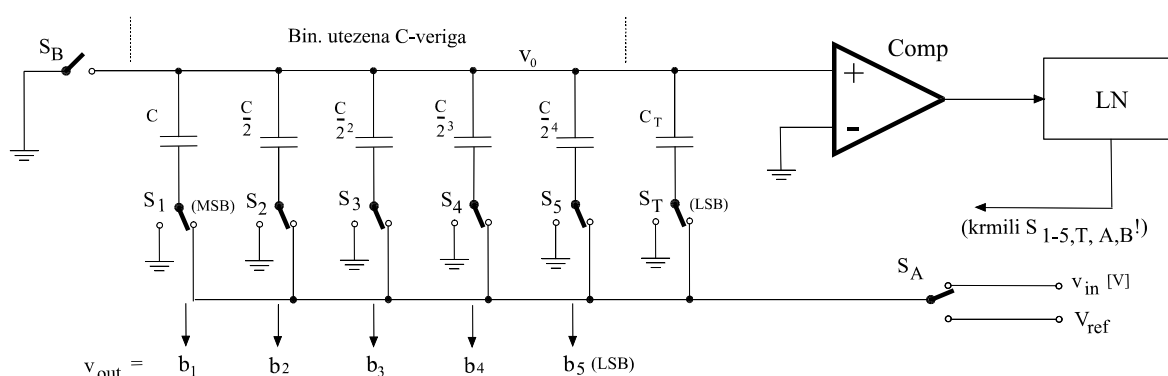
Komentar: 8-bitni izhod smo torej dobili z uporabo le dveh 4-bitnih pol-bliskovnih ADC !

Lastnosti: Pol-bliskovni ADC-ji so relativno ceneni pretvorniki, ki so hitrejši od vseh ostalih ADC-jev razen od bliskovnih ADC-jev !

6.7.4.6 ADC s preklapljanimi kondenzatorji

Uvod

ADC s preklapljanimi kondenzatorji (Switched-Capacitors ADC) SCADC je primerno vezje za realizacijo s CMOS tehnologijami. Stikala so tedaj izvedena kar z MOS tranzistorji. Osnovna shema za primer 5-bitnega SCADC je prikazana na Sl 6.19. Osrednji del vezja je binarno utežena kondenzatorska (C) veriga.



Sl 6.19 Vezje ADC-ja s preklapljanimi kondenzatorji

Analiza delovanja

Kondenzator C_T poskrbi, da je celotna kapacitivnost vezja ($C_{verige} + C_T$) enaka osnovni kapacitivnosti C ! Ob upoštevanju izraza za vrsto, $\ln(x)$, določimo v tem primeru vrednost $C_T = C/2^4$. Položaje stikal upravlja logično vezje (Logic Network) LN. Obravnavo razdelimo v tri faze:

1. Faza vzorčenja (Sampling Phase): vsi kondenzatorji se tu nabijejo na napetost v_{in} !
 Razlaga: Na začetku so vsi kondenzatorji prazni. Logično vezje LN drži stikala v položajih, kot prikazuje Sl 6.19. Nato stikalo S_B preklopi dol. Notranja napetost ADC v_0 je torej enaka 0V, gornje plošče kondenzatorjev so na masi. Napetost v_{in} se torej pojavi na vseh kondenzatorjih vezja, s skupno kapacitivnostjo $2C$ in obstoja zato shranjen naboj (stored charge) vezja $Q = 2C v_{in}$.

2. Faza vzdrževanja (Hold Phase): na kondenzatorjih se vzdržuje shranjeni naboj !

Razlaga: Logično vezje LN izvaja preklon vseh stikal po točno določenem vrstnem redu. Stikalo S_B se razkline (gor), stikala $S_{1-5,T}$ preklopijo levo (na maso), stikalo S_A preklopi na referenčno napetost V_{ref} . Gornje plošče kondenzatorjev so torej v zraku (Open Circuit), spodnje plošče pa na masi. Ker pri tem ni bilo niti za trenutek odprte nobene prevodne poti, shranjeni naboj na kondenzatorjih Q ne more odteči in ostaja nespremenjen! Ker pa so sedaj spodnje plošče kondenzatorjev na masi, je napetost v_0 tedaj enaka

$$v_0 = \frac{-2C v_{in}}{2C} = -v_{in} \quad (6.40)$$

3. Faza preporazdelitve naboja (Charge Redistribution Phase): obravnavo izvedemo v več zaporednih korakih, za vsako stikalo posebej !

1. LN izvede preklon stikala S_1 (MSB - ker največja C oz. Q):

Stikalo S_1 torej preklopi na desno, na V_{ref} ! Dobimo kapacitivnostni delilnik (Sl 6.19) za napetost V_{ref} med kapacitivnostjo pri stikalu S_1 (enaka C) in kapacitivnostjo preostalega vezja (enaka celotni kapacitivnosti $2C$, zmanjšani za kapacitivnost pri stikalu $S_1 - C$, torej $2C - C = C$). Notranja napetost v_0 , ki je tudi srednja točka opisanega delilnika, je torej enaka $v_0 = V_{ref}/2$.

Tako določena napetost v_0 oz. pripadajoči naboj na kondenzatorju, ki sta nastala zaradi V_{ref} , se primerjata z že od prej obstoječimi vrednostmi shranjenega naboja Q oz. napetosti v_{in} po en(6.40). Če velja:

- $v_{in} > V_{ref}/2$: tedaj negativni vpliv v napetosti v_0 po en(6.40) prevladuje ($v_0 = -v_{in}$), zato bo v_0 negativna, izhod komparatorja bo 0 in zato bo LN izvedel preklon stikala S_1 v desno, kar bo znak, da ima ta bit v izhodnem signalu vrednost 1 !

- $v_{in} < V_{ref}/2$: tedaj prevladuje v napetosti v_0 pozitivni vpliv napetosti V_{ref} , kot je pokazano na začetku te točke ($v_0 = V_{ref}/2$), zato bo v_0 pozitivna, izhod komparatorja bo 1 in zato LN ne bo izvedel preklopa stikala S_1 v desno temveč bo ostalo v položaju levo, kar bo znak, da ima ta bit v izhodnem signalu vrednost 0 !

Prvi (MSB) bit v izhodnem signalu je s tem določen in nadaljujemo z naslednjim bitom:

2. LN izvede preklon stikala S_2 :

Stikalo S_2 torej preklopi na desno, na V_{ref} ! Dobimo kapacitivnostni delilnik (Sl 6.19) za napetost V_{ref} med kapacitivnostjo pri stikalu S_2 (enaka $C/2$) in kapacitivnostjo preostalega vezja... Zgodba se ponavlja, le C delilniki imajo vedno drugačne vrednosti!

Ko tako stestiramo še zadnje stikalo S_5 in določimo s tem še zadnji (LSB) bit, je konverzija končana! Digitalna binarna beseda na izhodu ADC-ja, ki ustreza vrednosti vhodnega analognega signala $v_{in}[V]$, je v skladu z gornjimi ugotovitvami podana s položajem stikal S_1, S_2, S_3, S_4, S_5 po končani konverziji, v skladu s pravilom:

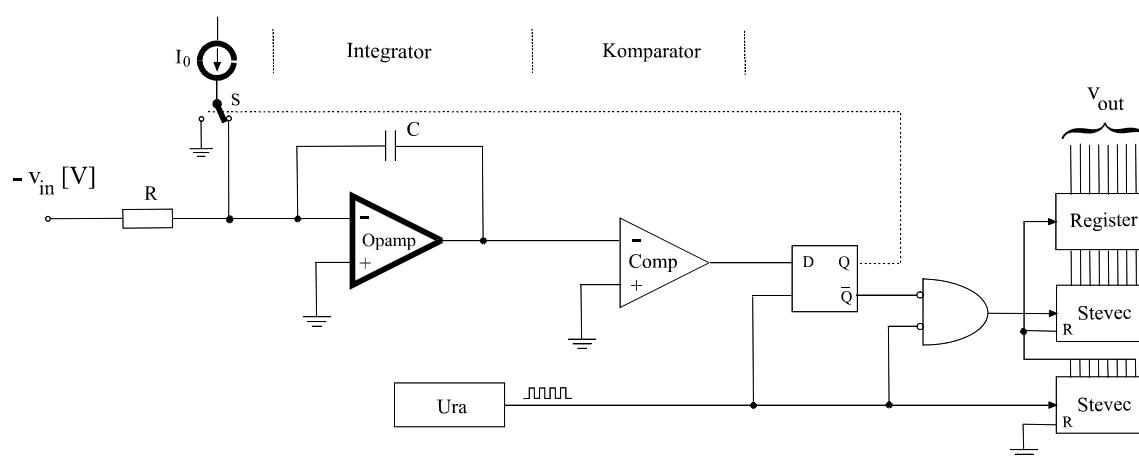
i -ti bit v izhodnem signalu ($i=1-5$) je določen v primeru

- če je S_i levo (oz. na maso) ---> $b_i = 0$
- če je S_i desno (oz. na V_{ref}) ---> $b_i = 1$

6.7.4.7 Delta-Sigma ADC

Uvod

Delta-Sigma oz. kratko $\Delta\Sigma$ ADC deluje podobno kot že opisani ADC s stopnico. Osnovna shema $\Delta\Sigma$ ADC-ja je prikazana na Sl 6.20.



Sl 6.20 Osnovna shema $\Delta\Sigma$ ADC-ja

6.7.5 OMEJITEV HITROSTI PRI AD KONVERZIJI

Iz obravnave posameznih pristopov AD konverzije sledi, da mora biti za pravilno AD konverzijo med celotnim postopkom ene konverzije vrednost vhodnega signala nespremenljiva oz. konstantna: $v_{in} = \text{const}$!

V praksi to pomeni, da se v času ene konverzije T_{conv} vhodni signal v_{in} lahko spremeni vendar ne več kot znaša ločljivost ADC konverterja $\Delta V_{min} = V_{ref}/2^n$, kar ustreza spremembi izhoda za 1 LSB bit. Matematično to zapišemo v obliki

$$dv_{in} = \frac{dv_{in}}{dt} T_{conv} \leq \Delta V_{min} \quad (6.41)$$

Maksimalna dopustna hitrost spremembe vhodnega signala dv_{in}/dt je torej omejena

$$\frac{dv_{in}}{dt} \leq \frac{\Delta V_{min}}{T_{conv}} = \frac{V_{ref}}{2^n T_{conv}} \quad (6.42)$$

Posledice omenjene omejitve hitrosti vhodnega signala si najenostavneje ogledamo na naslednjem primeru.

Primer: Določi maksimalno dopustno hitrost spremembe vhodnega signala pri 10-bitnem ADC-ju z $V_{ref} = 5V$, $T_{conv} = 20\mu s$!

Reševanje:

Maksimalno dopustno hitrost spremembe vhodnega signala določimo z en(6.42)

$$\left(\frac{dv_{in}}{dt}\right)_{max} = \frac{\Delta V_{min}}{T_{conv}} = \frac{V_{ref}}{2^n T_{conv}} = \frac{5V}{2^{10} \times 20\mu s} = \underline{250V/s}$$

Na prvi pogled hitrost $250V/s$ ne zgleda slabo. Toda če pogledamo podrobneje, moramo mnenje spremeniti. Če imamo npr. na vhodu ADC harmonični vhodni signal

$$v_{in}(t) = V_0 \sin \omega t, \quad V_0 = 5V$$

dobimo hitrost spremembe vhodnega signala z odvajanjem. Ob upoštevanju gornje enačbe torej velja

$$\frac{dv_{in}}{dt} = V_0 \omega \cos \omega t \leq 250 V/s$$

Gornja neenačba predstavlja omejitev za maksimalno dopustno kotno hitrost ω vhodnega signala, zaradi omejitve po en(6.42). Frekvenčno mejo vhodnih signalov za dobro delovanje torej določimo iz gornje enačbe, pri čemer vzamemo najslabši možni slučaj (worst case), da je čas enak 1

$$\omega \leq \frac{250 V/s}{V_0 \cos \omega t} = \frac{250 V/s}{5V \times 1} = \underline{50/s} \quad \text{oz.} \quad f = \frac{\omega}{2\pi} \leq \underline{10Hz}$$

Tak ADC torej ne smemo uporabiti pri signalih nad $f = 10Hz$! To lahko v določenih primerih predstavlja problem oz. prenizko frekvenčno zmogljivost ADC-ja, zato je treba paziti v praksi na te omejitve.

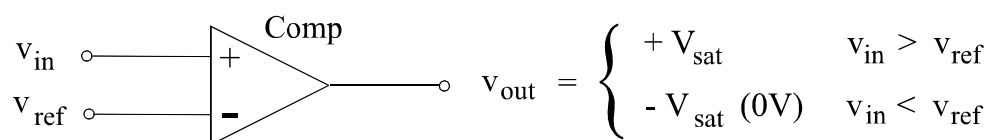
Rešitev tega problema lahko iščemo v različnih smereh:

- zamenjamo ADC s hitrejšim (naprednejša tehnologija, vendar višja cena !)
- zamenjamo ADC z manj bitnim, če je to možno (manjši n pomeni večjo ΔV_{min} in po en(6.42) višjo dopustno hitrost signala dv_{in}/dt !)
- uporabimo S/H vezje na vhodu

6.8 KOMPARATORJI

6.8.1 UVOD

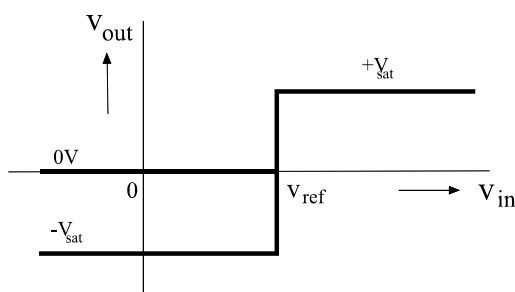
Komparator je vezje, ki primerja vrednosti dveh napetosti na vhodu in nato proizvede ustrezen izhodni signal, kot prikazuje SI 6.21.



SI 6.21 Osnovna shema komparatorja

6.8.2 OSNOVNI KOMPARATOR

Pogosto je komparator izveden enostavno z operacijskim ojačevalnikom, brez povratne vezave (SI 6.21). Tedaj, kot je bilo pokazano v pogl.5, je ojačenje opampa zelo veliko in že majhne razlike na vhodu ($v_{\text{in}} - v_{\text{ref}}$) povzročijo nasičenje izhoda ($v_{\text{out}} = V_{\text{sat}}$). Napetost nasičenja opampa V_{sat} je običajno nekoliko zmanjšana napajalna (applied) napetost V_a , tipično $V_{\text{sat}} = V_a - 1.3\text{V}$. Pri nekaterih izvedbah komparatorjev je negativno nasičenje $-V_{\text{sat}}$ pretvorjeno v vrednost 0V . Prenosna karakteristika takega komparatorja je prikazana na SI 6.22.

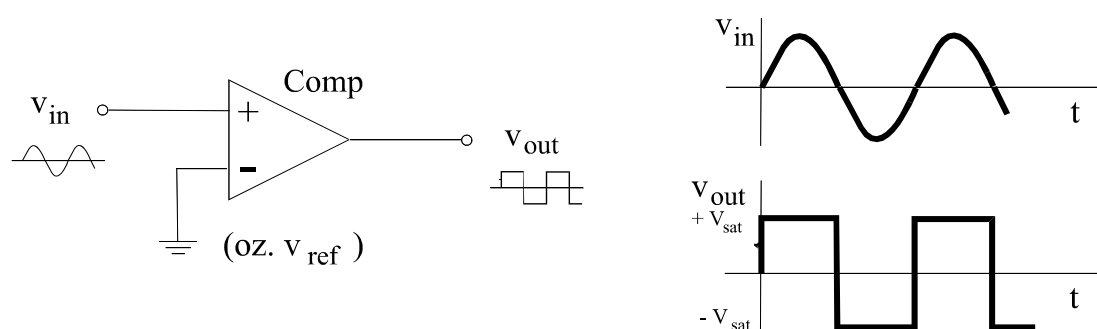


SI 6.22 Prenosna karakteristika komparatorja

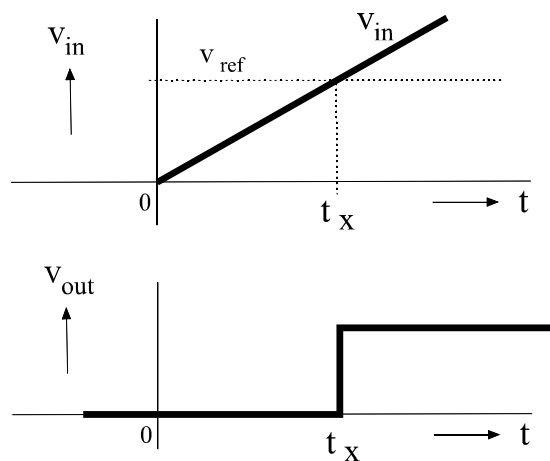
Uporaba

Komparatorje srečamo v različnih aplikacijah, kot npr.

- v raznih DAC in ADC pretvornikih
- za generacijo pravokotnih pulzov, npr. s pretvorbo sin signalov (SI 6.23). Pri tem ima lahko referenčna (-) napetost tudi od 0V (mase) različno vrednost, kar vodi do nesimetričnih pulzov!
- v senzorskih vezjih za primerjavo vrednosti signala sensorja proti neki prednastavljeni, referenčni vrednosti v_{ref} in povzročitve ustrezne reakcije (npr. sprožitev alarma v trenutku t_x , SI 6.24)



SI 6.23 Pretvorba sin signalov v pravokotne s komparatorjem



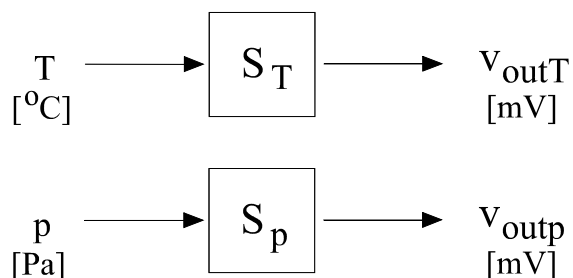
SI 6.24 Primerjava senzorjevega izhodnega signala proti referenčni vrednosti

Oglejmo si enostaven primer!

Primer: V peči kontroliramo temperaturo T in pritisk p z linearnimi senzori, z občutljivostmi $S_T = 2.2\text{mV}/^\circ\text{C}$ in $S_p = 0.20\text{V}/\text{Pa}$. Načrtaj senzorsko vezje, ki bo sprožilo alarm, kadar temperatura preseže $T_{\max} = 160^\circ\text{C}$ in (ne: ali !) pritisk $p_{\max} = 10\text{Pa}$! Referenčne vrednosti senzorjev (ko je izhod 0!) znašajo $T_{\text{ref}} = 0^\circ\text{C}$, $p_{\text{ref}} = 0\text{Pa}$.

Reševanje:

Vhodni (senzorski) del obravnavanega problema je predstavljen na SI 6.25.



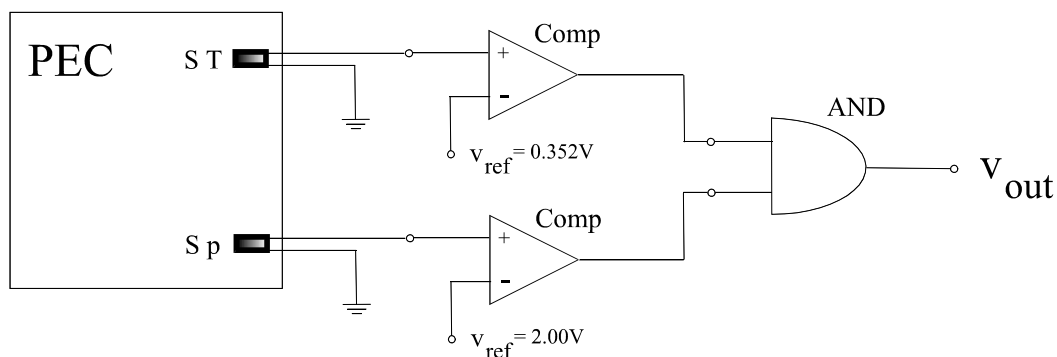
SI 6.25 Vhodni (senzorski) del obravnavanega problema

Najprej določimo izhodne signale senzorjev, ki ustrezajo maksimalnim vrednostim T_{\max} , p_{\max} . Ker so senzori linearni, z vrednostjo offset = 0 v referenčni točki, lahko zapišemo zvezo med vhodno in izhodno spremenljivko v obliki $v_{\text{out}} = S (x_{\text{in}} - x_{\text{ref}})$. Pri maksimalnih vseh vhodih torej velja

$$v_{\max T} = S_T (T_{\max} - T_{\text{ref}}) = 2.2\text{mV}/^\circ\text{C} \times 160^\circ\text{C} = \underline{0.352\text{V}}$$

$$v_{\max p} = S_p (p_{\max} - p_{\text{ref}}) = 0.20\text{V}/\text{Pa} \times 10\text{Pa} = \underline{2.00\text{V}}$$

Za primerjavo trenutnih izhodnih napetosti senzorjev uporabimo komparator, za realizacijo zahtevane in zveze pa IN (AND) logična vrata (SI 6.26). Izhod vezja v_{out} je visok (H) le, kadar sta oba vhoda v AND vrata visoka oz. velja $T > T_{\max}$ in $p > p_{\max}$, kar je v skladu z izhodišnimi zahtevami.



SI 6.26 Načrt senzorskega vezja

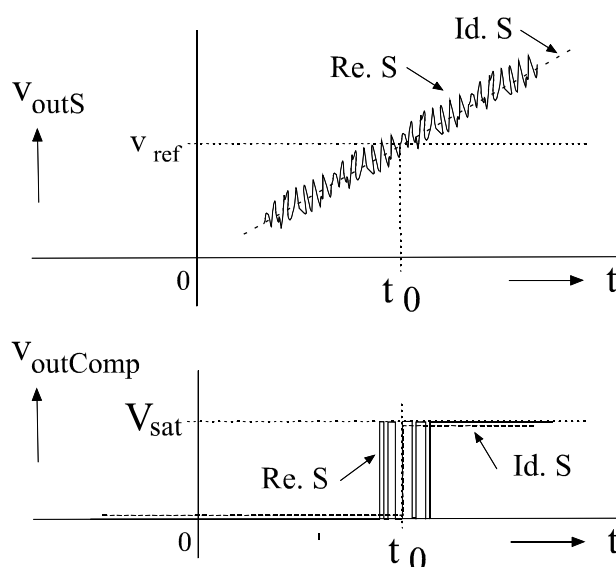
6.8.3 HISTEREZNI KOMPparator

Histerezni komparator, v literaturi poznan tudi kot Schmitt Trigger, je vezje iz družine bistabilnih multivibratorjev, ker ima dve stabilni stanji. Koristno ga lahko uporabimo npr. pri primerjavi signalov, ki vsebujejo motnje, kot opisuje naslednji primer.

Primer: Pogosto so resnični senzorski signali "onesnaženi" z različnimi motnjami kot so šumi, inducirane špice itd. Če tak signal pripeljemo na komparator, se namesto enkratnega preklopa (SI 6.24) pojavi problem večkratnega preklopa komparatorja (SI 6.27).

Če pogledamo najprej primer signala idealnega sensorja brez motenj (črtkano), problemov ni, komparator preklopi le v trenutku t_0 , ko velja $v_{outS} > v_{ref}$.

Če pa pogledamo primer signala resničnega sensorja (polna črta), je zaradi motenj oz. špic okrog trenutka t_0 večkrat izpolnjen pogoj $v_{outS} > v_{ref}$ in pride okrog t_0 do nekontroliranega večkratnega preklapljanja komparatorja, kar za nadaljnjo obdelavo signalov ni sprejemljivo.



SI 6.27 Idealni in resnični signal na komparatorju

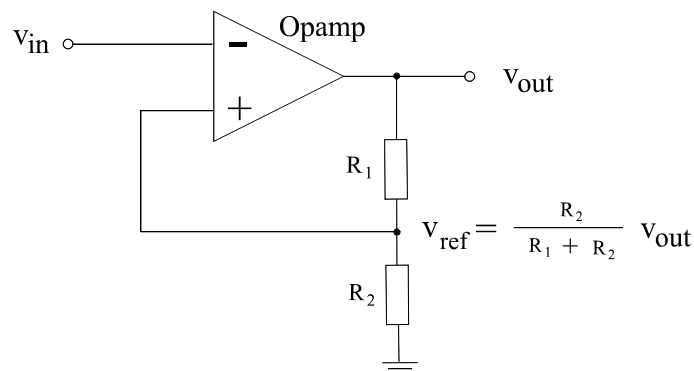
Problem lahko rešimo z uporabo histereznega komparatorja (Schmitt Trigger), pri katerem se po prvem preklopu referenčna napetost V_{ref} avtomatsko zniža na neko novo, nižjo referenčno napetost V_{ref}' . Novih preklapov tedaj ne bo več, vse dokler se signal ne zniža pod novo referenčno napetost V_{ref}' ! Histerezo preklopa Schmitt-trigerja Δv_{ref} definiramo kot razliko obeh referenčnih napetosti

$$\Delta v_{ref} = v_{ref} - v_{ref}' \quad (6.43)$$

V nadaljevanju si bomo pogledali nekaj izvedb histereznih komparatorjev.

6.8.3.1 Histerezni komparator s simetričnim preklopom

V tem primeru novo referenčno napetost nastavimo z delilnikom v invertirajočem ojačevalniku (SI 6.28).



SI 6.28 Histerezni komparator s simetričnim preklopom

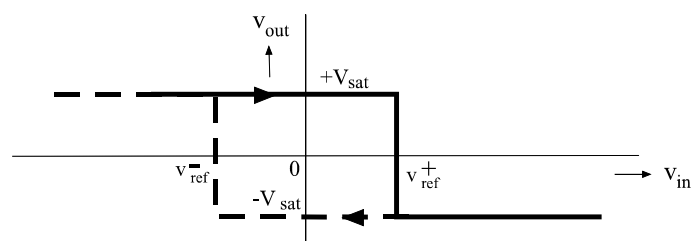
Analiza delovanja

Če je na začetku npr. napetost v_{in} velika negativna in raste v pozitivni smeri, od leve na desno na SI 6.29, je operacijski ojačevalnik invertirajočega ojačevalnika v pozitivnem nasičenju: $v_{out} = +V_{sat}$.

Ker je referenčna napetost komparatorja določena z napetostnim delilnikom izhodne napetosti v_{out} (SI 6.28), je torej v tem primeru referenčna napetost pozitivna

$$v_{ref}^+ = + \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{sat} \quad (6.44)$$

Preklop komparatorja bo sedaj pri vhodni napetosti $v_{in} = v_{ref}^+$, kot prikazuje prenosna karakteristika (polna črta na SI 6.29).



SI 6.29 Prenosna karakteristika Schmitt-trigerja s simetričnim preklopom

Poglejmo še preklop komparatorja za vhodni signal v obratni smeri, ko je na začetku napetost v_{in} velika pozitivna in raste v negativni smeri, torej od desne na levo (prekinjena črta na SI 6.29).

Pri tem moramo upoštevati, da so se po preklopu razmere v vezju spremenile: opamp je pri tem sel iz pozitivnega v negativno nasičenje: $+V_{sat} \rightarrow -V_{sat}$!

Ker je referenčna napetost komparatorja v tem vezju vedno določena z napetostnim delilnikom izhodne napetosti v_{out} (Sl 6.28), je zato sedaj referenčna napetost negativna

$$v_{ref}^- = -\frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{sat} \quad (6.45)$$

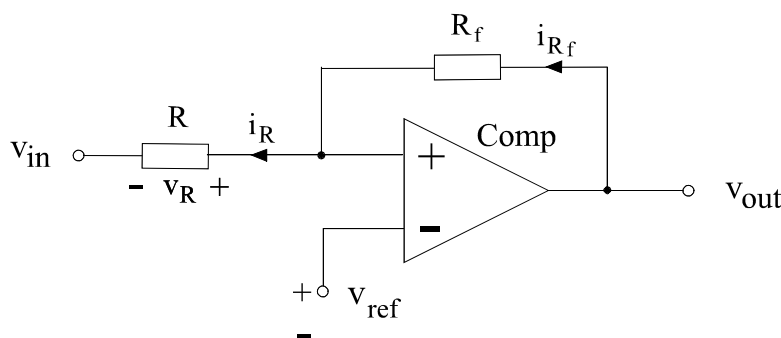
Preklop $v_{out} = +V_{sat} \rightarrow -V_{sat}$ se bo torej sedaj izvršil pri vhodni napetosti $v_{in} = v_{ref}^-$, kot prikazuje sl.6.29.

Opisano vezje torej res opravlja funkcijo komparatorja s histerezo oz. Schmitt-trigerja s simetričnim preklpom okrog izhodišča $v_{in} = 0V$. Histereza preklopa je v tem primeru določena kar z razliko en(6.44) in en(6.45)

$$\Delta v_{ref} = v_{ref}^+ - v_{ref}^- = 2 \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{sat} \quad (6.46)$$

6.8.3.2 Histerezni komparator z nesimetričnim preklpom

V tem primeru je vezje lahko izvedeno z običajnim komparatorjem, brez histereze(Sl 6.22) in uporom R_f v povratni vezavi neinvertirajočega ojačevalnika (Sl 6.30).



Sl 6.30 Schmitt-triger z nesimetričnim preklpom

Analiza delovanja

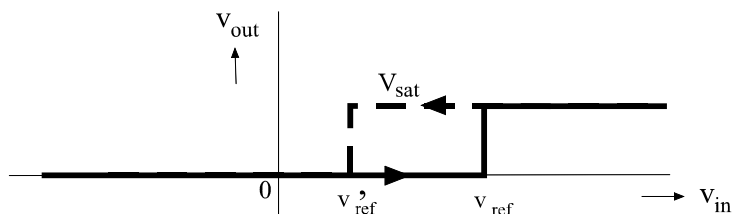
Pogoj za pravilno delovanje vezja je v tem primeru $R_f \gg R$, ker to zagotovi veliko ojačanje neinvertirajočega ojačevalnika in s tem hitro nasičenje opampa, že pri majhnih napetostnih razlikah na vhodu(pogl.5).

Če je na začetku npr. napetost v_{in} velika negativna in raste v pozitivni smeri, od leve na desno v prenosni karakteristiki(Sl 6.31), se bo preklop komparatorja od npr. vrednosti $0V$ na $+V_{sat}$ izvršil pri neki, z zunanji virom nastavljeni napetosti v_{ref}^+ .

Napetost na upor v_R je v tem primeru namreč majhna oz. zanemarljiva, ker je ob preklopu leva sponka upora direktno na napetosti $v_{in} = v_{ref}^+$ (Sl 6.30), desna sponka upora pa

zaradi navideznega kratkega stika na vhodu opampa ($v^+ = v^-$) tudi na isti napetosti v_{ref} !

Poglejmo še preklon komparatorja za vhodni signal v obratni smeri, torej če je na začetku napetost v_{in} velika pozitivna in raste v negativni smeri, od desne na levo (prekinjena črta na Sl 6.31).



Sl 6.31 Prenosna karakteristika Schmitt-trigerja z nesimetričnim preklonom

Iz osnovnega delovanja komparatorja sledi, da se bo preklon sedaj izvršil (Sl 6.30), ko bo izpolnjen pogoj $v_{in} + v_R = v_{ref}$ oz. ko bo veljalo $v_{in} = v_{ref} - v_R$, kar pa je torej ravno nova referenčna napetost v'_{ref}

$$v'_{ref} = v_{ref} - v_R \quad (6.47)$$

Določiti moramo še napetost v_R na uporu R , kar izvedemo ob uporabi Ohmovega zakona ($v_R = Ri_R$). Tok i_R določimo z naslednjim premislekom: po prvem preklonu so se razmere spremenile, ker se je izhod komparatorja v_{out} spremenil od 0V na $+V_{sat}$ in velja sedaj torej $v_{out} = +V_{sat}$.

Napetost na uporu R_f je zato (KNZ, Sl 6.30) $v_{Rf} = +V_{sat} - v_{ref}$ in po Ohmovem zakonu, ob upoštevanju II. ($i^+ = 0$), velja

$$i_{Rf} = \frac{v_{Rf}}{R_f} = \frac{V_{sat} - v_{ref}}{R_f} \cong i_R \quad (6.48)$$

Nova referenčna napetost v'_{ref} je v tem primeru torej

$$\begin{aligned} v'_{ref} &= v_{ref} - v_R = v_{ref} - \frac{R}{R_f}(V_{sat} - v_{ref}) \\ &= v_{ref} \left(1 + \frac{R}{R_f}\right) - \frac{R}{R_f}V_{sat} \end{aligned} \quad (6.49)$$

Ob upoštevanju začetne zahteve za dobro delovanje $R_f \gg R$ sta torej nova referenčna napetost v'_{ref} in histereza preklopa Δv_{ref} v tem primeru podana z izrazoma

$$\begin{aligned} v'_{ref} &= v_{ref} - \frac{R}{R_f}V_{sat} \\ \Delta v_{ref} &= v_{ref} - v'_{ref} = \frac{R}{R_f}V_{sat} \end{aligned} \quad (6.50)$$

Obraunavano vezje torej res deluje kot histerezni komparator (Schmitt Trigger) z nesimetričnim preklonom.

6.9 MULTIVIBRATORJI

6.9.1 UVOD

V uvodu najprej omenimo, da lahko digitalna vezja razdelimo v dve skupini (His, 175):

- Kombinacijska vezja (Combinational Circuits)

Izhod je tu odvisen le od trenutne vrednosti vhodnih signalov (nič od zgodovine teh signalov!).

Primeri: logična vrata (AND, NOR itd.), multiplekserji itd.

- Sekvenčna vezja (Sequential Circuits)

Izhod je tu odvisen od trenutne vrednosti vhodnih signalov in tudi od njihove zgodovine! Ta vezja imajo torej spomin.

Primeri: zapah (Latch), flip-flop, multivibrator, spominski registri, shift-registri, števeci itd.

Pogosto srečamo v senzorskih aplikacijah multivibratorje, npr. v raznih pretvornikih frekvence itd.

Multivibratorji so vezja, ki imajo dve (meta)stabilni stanji in jih lahko razvrstimo v dve skupini (Clay, 173):

- Astabilni multivibratorji:

Vezje ima dve (trenutno) stabilni stanji. Vezje samodejno, periodično preklaplja med tema dvema stanjema.

- Monostabilni multivibratorji:

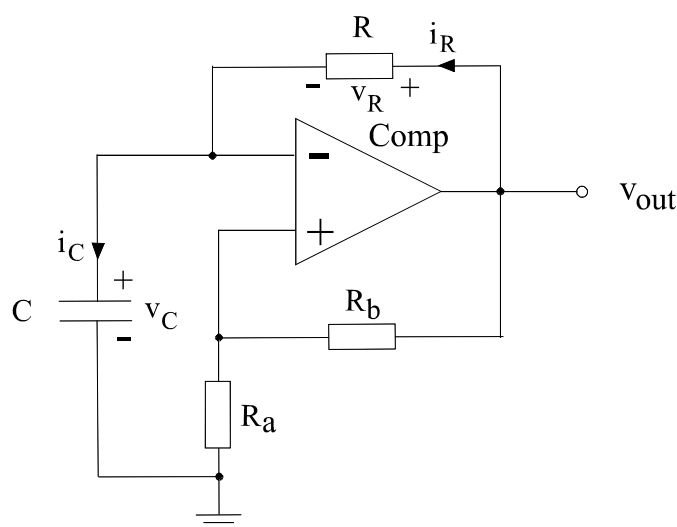
Vezje ima le eno stabilno stanje. S primernim vhodnim signalom lahko vezje preklapimo v drugo, nestabilno oz. metastabilno stanje. Čez določen čas vezje samodejno preklopi nazaj v stabilno stanje.

Obstojajo različne izvedbe multivibratorjev. Običajno gre za relativno preprosta vezja, sestavljena iz nekaj opampov, uporov in kondenzatorjev. V nadaljevanju si bomo ogledali nekaj tipičnih primerov.

6.9.2 ASTABILNI MULTIVIBRATOR S KOMPparatorJEM

Uvod

V tem primeru gre za relativno enostaven multivibrator, ki ga pogosto srečamo v raznih senzorskih aplikacijah (SI 6.32).



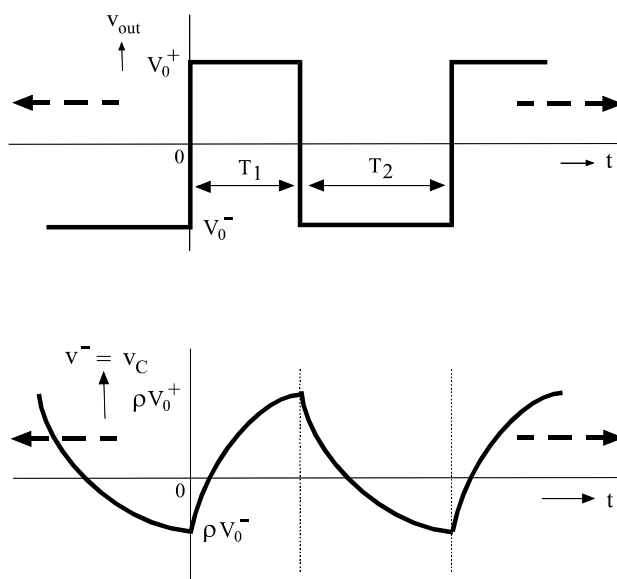
SI 6.32 Astabilni multivibrator s komparatorjem

Analiza delovanja

Pri obravnavi komparatorja smo že ugotovili, da se v odvisnosti od vrednosti referenčne in vhodne napetosti $v^+ > v^-$ oz. $v^+ < v^-$ opamp lahko nahaja le v pozitivnem oz. negativnem nasičenju. Torej sta tu možni le dve stanji izhoda: $v_{out} = V_0^+$ (v nekem času T_1) in $v_{out} = V_0^-$ (v nekem času T_2), kot prikazuje SI 6.33.

Preklop se bo izvršil vedno, kadar bo na komparatorju prišlo do izenačitve vhodne in referenčne napetosti: $v^- = v^+$. V našem primeru (SI 6.32) torej, ko bo postala vhodna napetost komparatorja, ki je tu določena z napetostjo na kondenzatorju $v^- = v_C$, enaka referenčni napetosti, ki je tu vedno določena z napetostnim delilnikom R_a, R_b izhodne napetosti v_{out} : $v^+ = \rho v_{out} = \rho V_0^{+/-}$. Pri tem smo zaradi krajšega zapisa vpeljali delilno razmerje delilnika $\rho = R_a / (R_a + R_b)$.

Zaradi povratnega upora R se pri tem delovanju kondenzator C neprestano polni in prazni, napetost na kondenzatorju v_C se torej pri tem stalno spreminja.



SI 6.33 Časovni potek signalov na astabilnem multivibratorju s komparatorjem

Vrednost napetosti na kondenzatorju v_C je torej ob preklopu oz. na koncu intervala T_1 ali T_2 ob upoštevanju pogoja za preklon $v^- = v^+$ določena z uporavnim delilnikom R_a , R_b za napetost $v_{out} = V_0^+$ oz. V_0^- :

$$v_C = \frac{R_a}{R_a + R_b} v_{out} = \rho v_{out} = \rho V_0^+ \text{ oz. } \rho V_0^- \quad (6.51)$$

Časovno odvisnost $v_C(t)$ in s tem preklope določimo z uporabo osnovnih zakonitosti vezja(SI 6.32)

$$\begin{aligned} (II), i^- = 0: \text{ substitucija: } i_R &= i_C = i \\ \text{KNZ: } v_{out} &= v_R + v_C \\ v_R &= iR, \quad v_C = \frac{1}{C} q_C \end{aligned}$$

Z odvajanjem v_C po času dobimo tok $i_C = i$

$$\frac{dv_C}{dt} = \frac{1}{C} i_C = \frac{1}{C} i \quad \text{oz.} \quad i = C \frac{dv_C}{dt} \quad (6.52)$$

in lahko pišemo v skladu z en(6.51)

$$v_{out} = v_R + v_C = RC \frac{dv_C}{dt} + v_C \quad (6.53)$$

Vpeljemo substitucijo: $\tau = RC$, kar predstavlja časovno konstanto polnjenja/praznjenja kondenzatorja C skozi upor R. Enačbo uredimo in dobimo diferencialno enačbo za $v_C(t)$

$$\tau \frac{dv_C}{dt} + v_C = v_{out} = V_0^{+-} \quad \text{na intervalu } T_{1,2} \quad (6.54)$$

Diferencialno enačbo en(6.54), ob upoštevanju robnih pogojev(Sl 6.33), lahko rešimo na razne načine, npr. s separacijo spremenljivk in integracijo, z uporabo Laplaceovo transformacije itd. Rezultat, časovno odvisnost $v_C(t)$, zapišemo za vsak časovni interval posebej:

- rešitev $v_C(t)$ na intervalu T_1 :

$$\begin{aligned} v_C(t) &= V_0^+ (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) + \rho V_0^- e^{-\frac{t}{\tau}} \\ &= V_0^+ - (V_0^+ - \rho V_0^-) e^{-\frac{t}{\tau}} \end{aligned} \quad (6.55)$$

Preizkus: $t = 0$, $v_C(0) = +\rho V_0^-$ (v skladu s Sl 6.33!)

Določitev časa T_1 : po času T_1 velja $v_C(T_1) = \rho V_0^+$ (gl. Sl 6.33). Če to izenačimo z vrednostjo desne strani en(6.55) pri T_1 , lahko izračunamo čas T_1

$$T_1 = \tau \ln \frac{1 - \rho \frac{V_0^-}{V_0^+}}{1 - \rho} \quad (6.56)$$

- rešitev $v_C(t)$ na intervalu T_2 :
v tem primeru podobno izpeljemo

$$T_2 = \tau \ln \frac{1 - \rho \frac{V_0^+}{V_0^-}}{1 - \rho} \quad (6.57)$$

Frekvenca oscilacij astabilnega multivibratorja f je določena s časoma T_1, T_2

$$f = \frac{1}{T_1 + T_2} \quad (6.58)$$

Pogosto ima opamp simetrično nasičenje: $V_0^+ = -V_0^-$ in velja $V_0^+/V_0^- = -1$. Tedaj se izrazi poenostavijo

$$T_1 = RC \ln \frac{1 + \rho}{1 - \rho} = T_2 = T \quad (6.59)$$

Pulzi so torej v tem primeru simetrični oz. trajajo enako dolgo. Frekvenca oscilacij f je tedaj

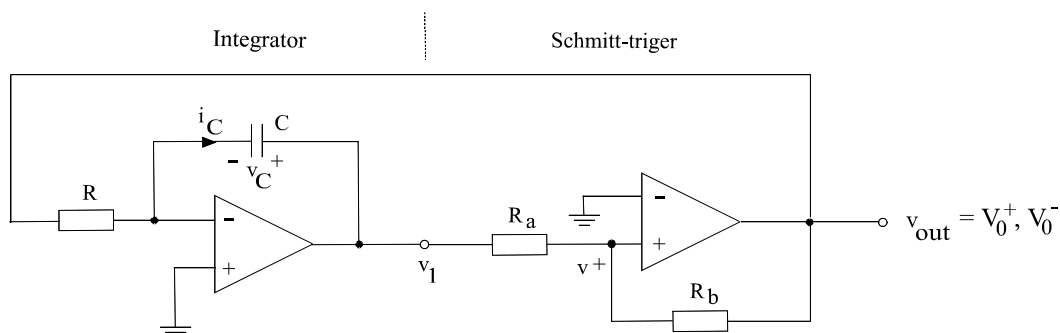
$$f = \frac{1}{2T} = \frac{1}{2RC \ln \frac{1 + \rho}{1 - \rho}} = \frac{1}{2RC \ln(1 + 2 \frac{R_a}{R_b})} \quad (6.60)$$

Frekvenca oscilacij f je torej tu določena s časovno konstanto $\tau = RC$ in razmerjem delilnika $\rho = R_a/R_a + R_b$ oz. razmerjem njegovih uporov R_a/R_b .

6.9.3 ASTABILNI MULTIVIBRATOR Z INTEGRATORJEM IN HISTEREZNIM KOMPparatorJEM

Uvod

Osnovno vezje je tu sestavljeno iz dveh opampov: prvi deluje kot integrator, drugi kot Schmitt-triger (SI 6.34).



SI 6.34 Astabilni multivibrator z integratorjem in Schmitt-trigerjem

Analiza delovanja

Že pri obravnavi komparatorja smo ugotovili, da je izhod komparatorja lahko le v stanju $v_{out} = V_0^+$ oz. V_0^- , odvisno od vrednosti napetosti na + in - vhodu: $v^+ > v^-$ oz. $v^+ < v^-$. Podobno kot v prejšnjem primeru je torej izhod v_{out} v stanju V_0^+ v nekem času T_1 in v stanju V_0^- v nekem času T_2 (SI 6.35).

Zaradi povratne vezave pride napetost izhoda $V_0^{+,-}$ na vhod integratorja. Kot smo videli pri obravnavi integratorja, se zato v času $T_{1,2}$ kondenzator polni s konstantnim tokom $i_{C1,2}$. Če upoštevamo še zvezo med tokom in napetostjo na kondenzatorju, velja

$$i_{C1,2} = \frac{V_0^{+,-}}{R} = const = C \frac{dv_{C1,2}}{dt} \quad (6.61)$$

Velja torej $dv_{C1,2}/dt = \text{const}$, zato ima napetost na kondenzatorju v_C in s tem na izhodu integratorja v_1 odsekoma linearen potek s časom, brez nezveznosti - torej obliko lepih trikotnih pulzov (SI 6.35). Omenimo, da včasih uporabimo omenjeni pristop za izvedbo generatorja trikotnih pulzov.

Določitev amplitude V_1^- : ta vrednost nastopi na koncu intervala T_1 (SI 6.35), ko je izpolnjen pogoj za preklop v Schmitt-trigerju: $v^+ = 0$ (ker je tu $v^- = 0$). Zaradi linearnosti vezja lahko določimo v^+ s principom superpozicije: najprej določimo delna odziva $v_{1,2}^+$ na vzbujanja v_{out} , v_1 ter nato še celoten odziv v^+ .

$$1) \quad v_1 = 0: \quad v_1^+ = \frac{R_a}{R_a + R_b} V_0^+$$

$$2) \quad v_{out} = 0: \quad v_2^+ = \frac{R_b}{R_a + R_b} V_1^-$$

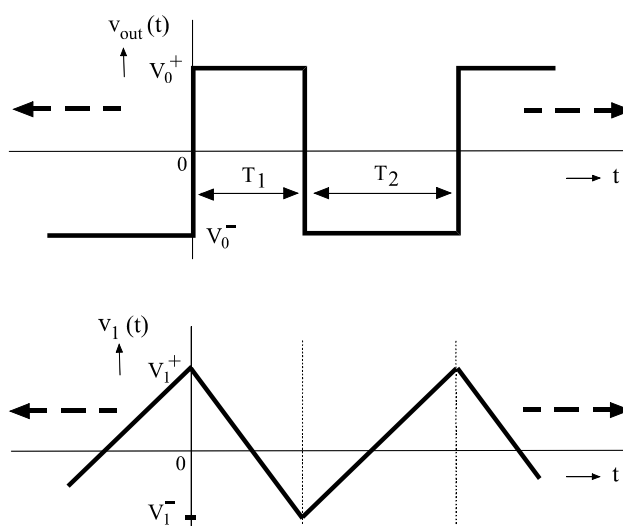
$$v^+ = v_1^+ + v_2^+ = \frac{R_b}{R_a + R_b} V_1^- + \frac{R_a}{R_a + R_b} V_0^+ = 0$$

Amplituda V_1^- je torej

$$V_1^- = -\frac{R_a}{R_b} V_0^+$$

Določitev amplitude V_1^+ : podobno kot v prejšnjem primeru - ta vrednost nastopi na koncu intervala T_2 (SI 6.35), ko je izpolnjen pogoj za preklop v Schmitt-trigerju ...itd. Amplituda V_1^+ je tedaj

$$V_1^+ = -\frac{R_a}{R_b} V_0^-$$



SI 6.35 Časovni potek signalov na obravnavanem multivibratorju

V enem časovnem intervalu, T_1 ali T_2 , se napetost na kondenzatorju spremeni za Δv_C

$$\Delta v_C = V_1^+ - V_1^- = (V_0^+ - V_0^-) \frac{R_a}{R_b}$$

Določitev časa T_1 : kot smo videli, se v času T_1 kondenzator nabija s tokom i_{C1} in se zato naboj na kondenzatorju spremeni za $\Delta Q_C = i_{C1} T_1$. Ob upoštevanju zapisanih enačb je čas T_1 torej

$$T_1 = \frac{\Delta Q_C}{i_{C1}} = \frac{C \Delta v_C}{V_0^+ / R} \Delta v_C = RC \frac{V_0^+ - V_0^-}{V_0^+} \frac{R_a}{R_b} \quad (6.62)$$

Določitev časa T_2 : podobno kot v prejšnjem primeru dobimo

$$T_2 = RC \frac{V_0^- - V_0^+}{V_0^-} \frac{R_a}{R_b} \quad (6.63)$$

Perioda oscilacij T oz. frekvenca oscilacij f multivibratorja je v tem primeru torej

$$T = \frac{1}{f} = T_1 + T_2 = RC \frac{(V_0^+ - V_0^-)(V_0^- - V_0^+)}{V_0^+ V_0^-} \frac{R_a}{R_b} \quad (6.64)$$

Poenostavitev: pogosto ima opamp simetrično nasičenje $V_0^+ = -V_0^- = V_0$! Tedaj se izrazi poenostavijo

$$T_1 = T_2 = T = 2 RC \frac{R_a}{R_b} \quad (6.65)$$

Pulzi so torej v tem primeru simetrični. Frekvenca oscilacij f multivibratorja je tedaj

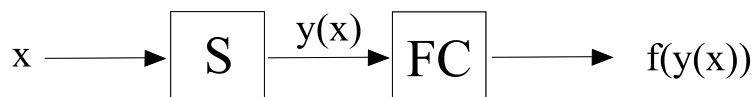
$$f = \frac{1}{2T} = \frac{1}{4 RC} \frac{R_b}{R_a} \quad (6.66)$$

Komentar: frekvenco oscilacij f lahko torej nastavimo z velikostjo RC konstante in z razmerjem obeh uporov R_b/R_a . Omenimo, da lahko tudi amplitudo trikotnih pulzov nastavimo z razmerjem R_b/R_a , vendar to seveda vpliva tudi na frekvenco.

6.10 FREKVENČNI PRETVORNIKI

6.10.1 UVOD

Pogosto je pri obdelavi senzorskih signalov ugodno, če jih najprej s frekvenčnim pretvornikom FC (Frequency Converter) pretvorimo v frekvenčne signale. Osnovno delovanje FC-ja v senzorskih sistemih prikazuje SI 6.36. Izhodni signal sensorja $y(x)$ FC pretvori v harmonični signal, pri katerem je frekvenca f posredno, vendar enolično odvisna od velikosti vhodnega signala sensorja x : $f = f(y(x))$!



SI 6.36 Osnovno delovanje frekvenčnega pretvornika

Zaradi prednosti frekvenčnega zapisa oz. frekvenčne obdelave signalov obstoja tudi vedno več senzorjev, pri katerih je izhodni signal že direktno frekvenca.

6.10.2 PREDNOSTI FREKVENČNEGA ZAPISA

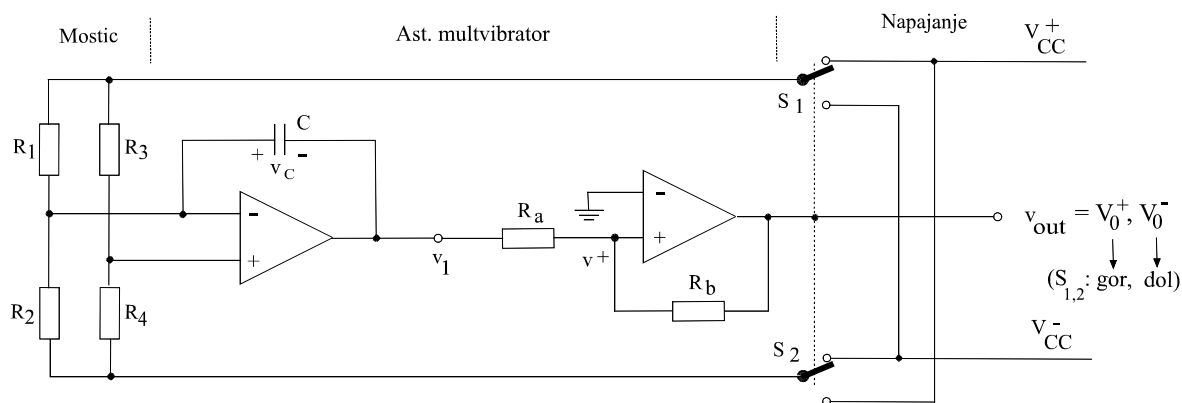
- 1) Frekvenčni signali so v splošnem bolj odporni v primerjavi z analognimi signali proti različnim motnjam kot so npr. šum, interference itd. Vzrok je v dejstvu, da se amplitude signalov zaradi motenj lažje spreminjajo kot pa frekvence, ki so relativno stabilna komponenta signala.
- 2) Frekvenco lahko zelo natančno in poceni merimo: že cenen merilnik frekvence kot npr. preprost števec (frequency counter) meri frekvenco v razredu 10^{-7} . Natančnosti meritev se tako zlahka močno povečajo.
- 3) Frekvenčni zapis signalov omogoča ekonomičnejši prenos signalov z multipleksiranjem: v primeru večjega števila signalov lahko zakodiramo več različnih signalov v en sam signal - zmanjša se število povezav(kablov) ter s tem poviša zanesljivost in zniža cena sistema.
- 4) Frekvenčni signal lahko enostavno in kvalitetno pretvorimo v digitalni signal za nadaljnjo obdelavo signalov (kot že pokazano, npr. s komparatorjem ali Schmitt-trigerjem, itd.).

V nadaljevanju si bomo ogledali nekaj osnovnih izvedb frekvenčnih pretvornikov.

6.10.3 IZVEDBE

6.10.3.1 Mostično-frekvenčni pretvornik

Mostično-frekvenčni pretvornik BFC (Bridge-to-Frequency Converter) izhod iz neuravnovešenega mostiča pretvori v frekvenčni izhod. Vezje je podobno kot v prejšnjem primeru (SI 6.34), le da namesto upora R na vhod multivibratorja dodamo mostič, sestavljen iz uporov R_{1-4} (SI 6.37). Kot bomo videli, je tu frekvenca oscilacij določena z neuravnovešenjem mostiča.



SI 6.37 Mostično-frekvenčni pretvornik

Analiza delovanja

Velja vse kot v prejšnjem primeru pri obravnavi astabilnega multivibratorja: izhodna napetost $v_{out}(t)$ ima lahko le vrednost V_0^+ ali V_0^- oz. obliko pravokotnih pulzov, notranja napetost $v_1(t)$ pa obliko trikotnih pulzov (SI 6.35). Tudi pogoj za preklon dobimo enako kot v prejšnjem primeru

$$V_1^- = -\frac{R_a}{R_b} V_0^+, \quad V_1^+ = -\frac{R_a}{R_b} V_0^-$$

Stikali S_1 , S_2 sta tu krmiljeni z izhodno napetostjo, kot prikazuje SI 6.37. V intervalu T_1 torej velja: $v_{out} = V_0^+$ in je zato položaj obeh stikal v položaju "gor" (kot na sliki). V intervalu T_2 bo položaj ravno obraten.

Določitev razmer na kondenzatorju:

Napetost na kondenzatorju je (Sl 6.37) $v_C = v^- - v_1$.

Na koncu prvega intervala (T_1) določimo vrednost v^- podobno kot v prejšnjem primeru, s principom superpozicije in delilnika R_3, R_4 za napetost V_{CC}^+ . Napetost v_1 ima tu vrednost V_1^- , kar prepisemo iz gornje enačbe. Napetost na kondenzatorju na koncu intervala T_1 je torej

$$v_C(T_1) = \frac{V_{CC}^+ R_4 + V_{CC}^- R_3}{R_4 + R_3} + \frac{R_a}{R_b} V_0^+ \quad (6.67)$$

Podobno določimo napetost na kondenzatorju na koncu drugega intervala T_2

$$v_C(T_2) = \frac{V_{CC}^- R_4 + V_{CC}^+ R_3}{R_4 + R_3} + \frac{R_a}{R_b} V_0^- \quad (6.68)$$

Sprememba napetosti na kondenzatorju v prvem intervalu je torej

$$\begin{aligned} \Delta v_C &= v_C(T_1) - v_C(T_2) \\ &= \frac{(V_{CC}^+ - V_{CC}^-)(R_4 - R_3)}{R_4 + R_3} + (V_0^+ - V_0^-) \frac{R_a}{R_b} \end{aligned} \quad (6.69)$$

Toki v kondenzator i_1, i_2 v intervalih T_1, T_2 so spet konstantni in jih določimo podobno kot v prejšnjem primeru. Tudi spremembo naboja na kondenzatorju med enim intervalom določimo podobno kot prej

$$\Delta Q_C = C \Delta v_C = i_1 T_1 \quad \text{oz.} \quad i_2 T_2 \quad (6.70)$$

Ob upoštevanju enačb (6.68)(6.69)(6.70) lahko končno določimo časa T_1 in T_2 . Zaradi dolgih izrazov zapišimo rezultat samo simbolično

$$T_{1,2} = f(R_{1-4}, R_{a,b}, V_{CC}^{+,-}, V_0^{+,-}) \quad (6.71)$$

Frekvenca oscilacij je podana kot prej z recipročno vrednostjo ene periode $f = 1 / (T_1 + T_2)$.

Poenostavitev: Če limitiramo upora v Schmitt-trigerju (Sl 6.37) $R_a \rightarrow 0$, $R_b \rightarrow \infty$, leta preide v navaden komparator in se izrazi poenostavijo. Frekvenca oscilacij je tedaj

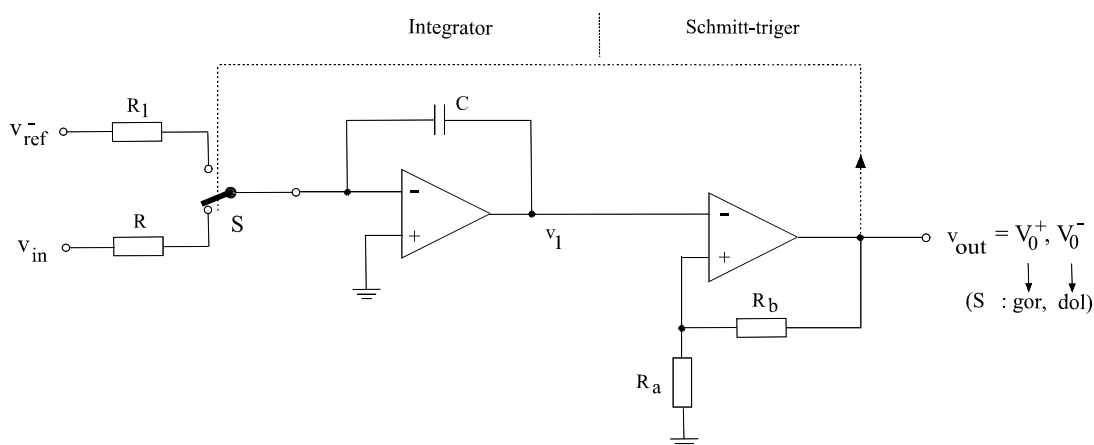
$$f = \frac{1}{4R_4 C} \left(\frac{R_3}{R_1} - \frac{R_4}{R_2} \right) \quad (6.72)$$

Vezje torej res opravlja funkcijo mostično-frekvenčnega pretvornika, saj je frekvenca v tem primeru proporcionalna neuravnovešenju mostiča.

6.10.3.2 Napetostno-frekvenčni pretvornik

Napetostno-frekvenčni pretvornik VFC (Voltage-to-Frequency Converter) vhodni napetostni signal pretvori v izhodni periodični signal s frekvenco, ki je enolično odvisna od napetosti na vhodu. Obstojajo različni pristopi k realizaciji VFC, tu si bomo pogledali VFC z astabilnim multivibratorjem.

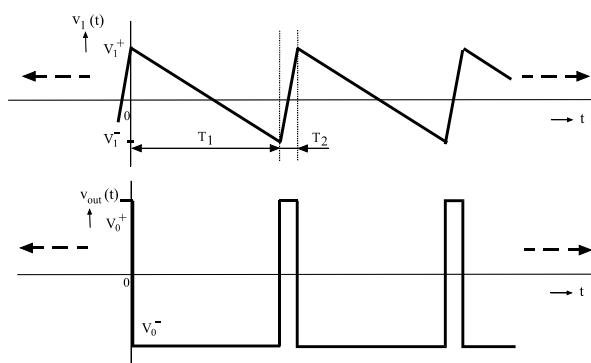
Vezje je podobno prejšnjemu, gre za astabilni multivibrator z integratorjem in Schmitt-trigerjem. Namesto mostiča je v tem primeru na vhodu poleg vhodnega signala v_{in} še dodaten referenčni izvor v_{ref}^- , ki ju na vhod integratorja preklapljam s stikalom S , krmiljenim z izhodom v_{out} (SI 6.38).



SI 6.38 VFC z astabilnim multivibratorjem

Analiza delovanja

Multivibrator deluje podobno kot v prejšnjem primeru: izhod je lahko le v negativnem nasičenju, V_0^- v intervalu T_1 ter v pozitivnem nasičenju, V_0^+ v intervalu T_2 (SI 6.39). Običajno so elementi vezja izbrani tako, da velja $T_2 \ll T_1$.



SI 6.39 Časovni potek signalov v VFC

Na intervalu T_1 je izhod (Sl 6.39) $v_{\text{out}} = V_0^-$ in zato stikalo S v položaju "dol" (kot na Sl 6.38). Zaradi pravil I, II se kondenzator C integratorja tedaj polni s konstantnim tokom $i_{C1} = v_{\text{in}}/R$.

Na intervalu T_2 je izhod $v_{\text{out}} = V_0^+$ in zato stikalo S v položaju "gor" (obratno kot na Sl 6.38). Zaradi pravil I, II se sedaj kondenzator C integratorja polni s konstantnim tokom $i_{C2} = v_{\text{ref}}/R_1$.

Izhod integratorja v_1 se pri tem spreminja (Sl 6.39) od vrednosti $V_1^+ = \rho V_0^+$ do vrednosti $V_1^- = \rho V_0^-$. Pri tem smo zaradi krajšega zapisa uvedli razmerje delilnika $\rho = R_a/R_a + R_b$.

Čas T_1 določimo podobno kot prej, iz spremembe naboja oz. napetosti na kondenzatorju pri znanem toku

$$\Delta Q_C = C \Delta v_C = C \Delta v_1 = i_{C1} T_1 \quad (6.73)$$

Čas T_1 je torej

$$T_1 = \frac{C \Delta v_1}{i_{C1}} = C \rho (V_0^+ - V_0^-) \frac{R}{v_{\text{in}}} = \frac{RC}{\rho} \frac{V_0^+ - V_0^-}{v_{\text{in}}} \quad (6.74)$$

Podobno lahko določimo tudi čas T_2 .

Frekvenca oscilacij f je (zaradi $T_2 \ll T_1$) torej podana z izrazom

$$f = \frac{1}{T_1 + T_2} \cong \frac{1}{T_1} = \frac{\rho}{RC} \frac{v_{\text{in}}}{V_0^+ - V_0^-} \quad (6.75)$$

Obravnavano vezje torej proizvaja izhodne pulze, katerih frekvenca f je proporcionalna vhodni napetosti v_{in} in vezje res deluje kot VFC.

6.10.3.3 Tokovno-frekvenčni pretvornik

Včasih potrebujemo tokovno-frekvenčni pretvornik CFC (Current-to-Frequency Converter). CFC proizvaja izhodne periodične pulze, katerih frekvenca f je proporcionalna trenutnemu toku na vhodu i_{in} .

Najenostavneje izvedemo vezje iz prejšnjega, če zamenjamo polnjenje kondenzatorja C (z napetostjo v_{in} preko upora R) z vhodnim tokom i_{in} , ki v tem primeru polni kondenzator. Obravnava je zato podobna kot v prejšnjem primeru, rezultat zapišemo v poenostavljeni obliki

$$f = K i_{in} \quad (6.76)$$

kjer je konstanta K odvisna od elementov vezja, podobno kot v prejšnjem primeru.

Literatura

- R.B.Northrop, "Instrumentation and Measurements", CRC Taylor&Francis, 2005
M.B.Histand, D.G.Alciatore, "Introduction to Mechatronics and Measurement Systems", McGraw-Hill, 1999
C.D.Johnson, "Process Control Instrumentation Technology", Prentice-Hall, 1997
J.P.Bentley, "Principles of Measurement Systems", Pearson PrenticeHall, 2005
P.Horowitz, W.Hill, "The Art of Electronics", Cambridge University Press, 1997
J.Fraden, "Handbook of Modern Sensors", American Institute of Physics-AIP, 1997
N.Storey, "Electronics – A System Approach", Addison-Wesley, 1998
G.Clayton, S.Winder, "Operational Amplifiers", Newness, 2000
J.W.Gardner, "Microsensors", J.Wiley&Sons, 1994

7 ANALOGNA OBDELAVA SIGNALOV

- 7 ANALOGNA OBDELAVA SIGNALOV**
- 7.1 UVOD
- 7.2 PRETVORNIKI
 - 7.2.1 UVOD
 - 7.2.2 UPOROVNO-NAPETOSTNI PRETVORNIKI (RVC)
 - 7.2.3 KAPACITIVNO-NAPETOSTNI PRETVORNIKI (CAPVC)
 - 7.2.4 KAPACITIVNO-FREKVENČNI PRETVORNIKI (CAPFC)
- 7.3 IZVORI
 - 7.3.1 UVOD
 - 7.3.2 TOKOVNI IZVORI
 - 7.3.3 NAPETOSTNI IZVORI

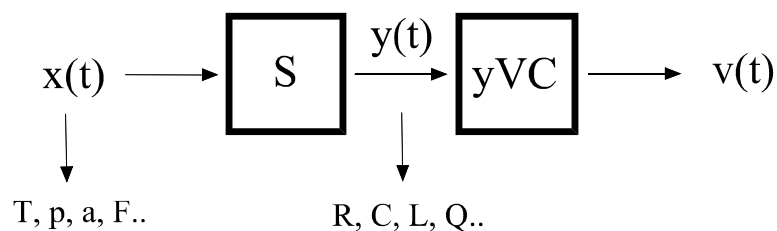
7.1 UVOD

V tem poglavju se bomo ukvarjali z analogno obdelavo signalov (Analog Signal Conditioning, ASC). Na področju senzorike srečamo različna standardna analogna vezja, ki primerno preoblikujejo analogne oz. zvezne senzorske izhodne signale, kot so npr. pretvorniki, filtri, ali pa služijo za podporo delovanju teh vezij kot npr. tokovni in napetostni izvori itd.

7.2 PRETVORNIKI

7.2.1 UVOD

Izhod sensorja je pogosto analogen signal v obliki neke časovno spremenljive električne veličine, ki za nadaljnjo obdelavo ni najbolj primerna kot npr. $R(t)$, $C(t)$, $L(t)$, $Q(t)$ itd. Zato je treba najprej tak izhoden signal pretvoriti v obliko, ki je primerna za nadaljnjo obdelavo - običajno sta to napetost $v(t)$ ali tok $i(t)$. Vezje, ki opravlja omenjeno pretvorbo med različnimi signali, imenujemo pretvornik (Converter). Primer povezave izhoda sensorja $y(t)$ in splošnega pretvornika yVC (y -to-Voltage Converter) prikazuje SI 7.1.



SI 7.1 Osnovno delovanje sensorja(S) in splošnega pretvornika(yVC)

Pretvornike razdelimo v dve skupini:

- **pasivni pretvorniki:** vsebujejo le pasivne elemente, ojačanja signala tu ni
- **aktivni pretvorniki:** vsebujejo tudi aktivne elemente, preoblikujejo in ojačujejo signal

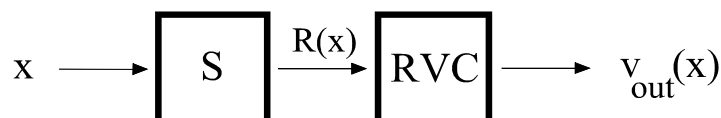
V nadaljevanju si bomo ogledali nekaj osnovnih vrst pretvornikov.

7.2.2 UPOROVNO-NAPETOSTNI PRETVORNIKI (RVC)

7.2.2.1 Uvod

Uporovno-napetostni pretvornik (Resistance-to-Voltage Converter, RVC) enolično pretvori izhodni senzorski signal v obliki neke spremenljive upornosti $R(x)$ v enolično pripadajoči izhodni signal - napetost $v_{out}(x)$ (SI 7.2).

Ogledali si bomo nekaj primerov pasivnih in aktivnih RVC-jev.



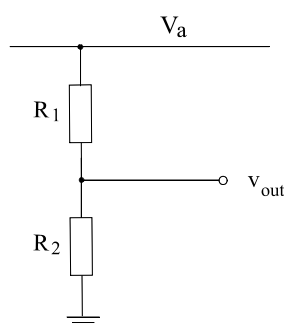
SI 7.2 Osnovno delovanje uporovno-napetostnega pretvornika (RVC)

7.2.2.2 Pasivni RVC

V tem primeru gre običajno za relativno enostavne in zato cenene izvedbe, ki pa imajo nekatere pomanjkljivosti. Obstojata dva osnovna tipa: delilnik (Divider) in mostič (Bridge). Podobne pristope srečamo tudi pri drugih vrstah pretvornikov (kapacitivnostnih, induktivnostnih itd.).

1. RVC z delilnikom

RVC z delilnikom prikazuje SI 7.3. Vezje je sestavljeno iz uporovnega delilnika R_1 , R_2 in napajalne napetosti (Applied Voltage) V_a .



SI 7.3 RVC z delilnikom

Analiza delovanja

Senzorski upor $R(x)$ lahko vežemo v tem primeru kot upor R_1 ali R_2 , pa bo izhodna napetost v_{out} odvisna od $R(x)$, v skladu z osnovno enačbo delilnika

$$v_{out} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_a \quad (7.1)$$

Obraunavani RVC je zelo enostaven, vendar lahko pri delu z njim naletimo na nekaj težav:

- 1) Odvisnost izhoda v_{out} od upornosti senzorja $R(x)$ je po en(7.1) v eni ali drugi poziciji nelinearna! Vežje torej vnaša v postopek obdelave signala nelinearnost, kar običajno ni zaželjeno. Težavo rešimo z uporabo kvalitetnejših pretvornikov, npr. z opampi, ki imajo dobro linearnost (več kasneje).
- 2) Izhodna impedanca delilnika je $R_1 \parallel R_2$ in ni vedno visoka, zato je treba paziti na probleme z obremenitvijo (loading effects) delilnika z naslednjo stopnjo! V primeru težav lahko položaj izboljšamo z vključitvijo sledilnika(bufferja).
- 3) Napajalni tok iz napajalne baterije V_a teče neprestano skozi oba upora! Električna moč se torej stalno rabi oz. sprošča na obeh uporih ($P = VI = I^2R$), na senzorskem in delilniškem. Posledica je relativno velika poraba moči takega pretvornika pri daljšem delovanju ter morebitni problemi s segrevanjem upora/senzorja.

2. RVC z mostičem

1) Uvod

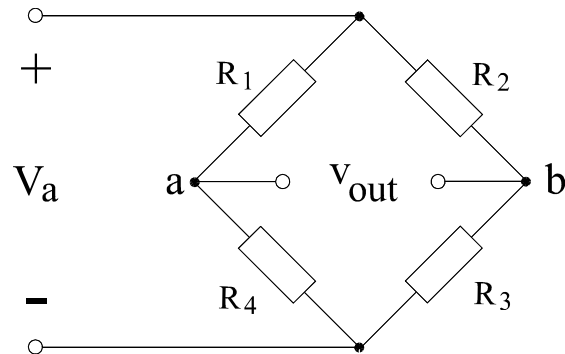
Primer RVC-ja z mostičem oz. krajše BVC (Bridge-to-Voltage Converter) prikazuje SI 7.4.

Tako mostično vežje ima nekatere zanimive prednosti. S primernim načrtovanjem oz. z izbiro uporov mostiča lahko dosežemo, da se izhodni signal v_{out} spreminja od 0V dalje (Offset enak 0!). Z dodatnim ojačanjem izhoda v_{out} lahko povečamo občutljivost sistema na spremembe $R(x)$.

Obstojajo različne izvedbe mostičev. V nadaljevanju si bomo pogledali eno najpogostejših izvedb, Wheatstoneov mostič.

2) Wheatstoneov mostič

Wheatstoneov mostič, sestavljen iz štirih uporov R_{1-4} in napajalne napetosti V_a , prikazuje SI 7.4.



SI 7.4 RVC z Wheatstoneovim mostičem (BVC)

Analiza delovanja

Ob predpostavki visokoimpedančne obremenitve mostiča je izhodna napetost v_{out} določena z napetostnimi delilniki mostiča

$$\begin{aligned}
 v_{out} &= v_a - v_b \\
 v_a &= \frac{R_3}{R_1 + R_3} V_a, \quad v_b = \frac{R_4}{R_2 + R_4} V_a \\
 v_{out} &= \frac{R_3 R_2 - R_1 R_4}{(R_1 + R_3)(R_2 + R_4)} V_a
 \end{aligned} \tag{7.2}$$

Komentar:

a) Vpliv elementov mostiča

Iz en(7.2) sledi, da je izhod v_{out} odvisen od vseh uporov mostiča R_{1-4} in napajanja V_a . Zato lahko senzorski upor $R(x)$ postavimo na mesto kateregakoli upora, pa bo vezje delovalo kot RVC! Iz en(7.2) je tudi razvidno, da se pri spremembi napajalne napetosti V_a spremeni izhod v_{out} ! Zato mora biti pri natančnih meritvah napajanje primerno stabilizirano.

b) Uravnotežen mostič

Pravimo, da je mostič v ravnotežju, kadar je izhod v_{out} enak 0: $v_{out} = 0$. Pogoje za uravnotežen mostič, ob upoštevanju en(7.2), se torej glasi

$$R_3 R_2 = R_1 R_4 \quad \text{oz.} \quad \frac{R_1}{R_3} = \frac{R_2}{R_4} \tag{7.3}$$

Pogosto v praksi srečamo ti. simetrične mostiče, pri katerih so vsi štirje upori mostiča enaki, če opazujemo pri ničelnem signalu na vходу uporovnega sensorja. Opazimo tudi zanimivost, da je pogoj za ravnotežje mostiča, en(7.3), neodvisen od napajalne napetosti! Napajanje V_a se zato lahko tudi spreminja, pa se ničelni izhod ne spremeni.

c) Offset

Offset mostiča je izhodna napetost, ki se pojavi na mostiču pri ničelnem signalu na vходу resničnega senzorja. Vzrok tiči v dejstvu, da štirje upori mostiča med seboj niso nikoli povsem enaki. Najenostavneje to vidimo na primeru.

Primer: Mostič ima pri ničelnem vходу podatke: $R_{1-3} = R = 100\Omega$, $R_4 = R + \Delta R = 101\Omega$, $V_a = 10V$. Določi Offset!

Reševanje: S pomočjo en(7.2) izračunamo

$$\begin{aligned} \text{Offset} = v_{out}(0) &= \frac{R_3 R_2 - R_1 R_4}{(R_1 + R_3)(R_2 + R_4)} V_a = \frac{R^2 - R(R + \Delta R)}{(R + R)(R + R + \Delta R)} V_a \cong \\ &\cong -\frac{\Delta R}{4R} V_a = -\frac{1\Omega}{400\Omega} 10V = \underline{\underline{-25mV}} \end{aligned} \quad (7.4)$$

d) Ločljivost mostičnega sistema

Ločljivost mostičnega sistema je po definiciji tista najmanjša sprememba neke upornosti mostiča ΔR_{\min} , ki jo že zaznamo(izmerimo) na danem mostiču z danim instrumentom.

Običajno je v tem primeru uporabljen kot instrument voltmeter na izhodu mostiča, merimo pa spremembo Δv_{out} zaradi spremembe $\Delta R(x)$. Kot bo pokazal naslednji primer, je ločljivost tu odvisna od mostiča, instrumenta in napajanja.

Primer: Mostič sestavljajo upori $R_{1-4} = R = 100\Omega$ in napajanje $V_a = 10V$. Izhodno napetost merimo z voltmetrom z ločljivostjo $\Delta v_{\min} = 10mV$. Določi ločljivost mostičnega sistema ΔR_{\min} !

Reševanje: Predpostavimo, da se spremeni npr. upor $R_4 = R + \Delta R$! Podobno kot v prejšnjem primeru določimo zvezo med spremembo upornosti ΔR in pripadajočo izhodno napetostjo v_{out}

$$v_{out} = \frac{R_3 R_2 - R_1 R_4}{(R_1 + R_3)(R_2 + R_4)} V_a \cong -\frac{\Delta R}{4R} V_a$$

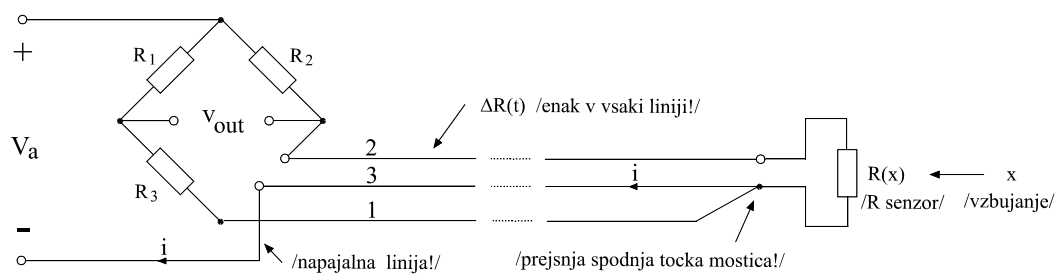
Najmanjša sprememba upornosti oz. ločljivost mostičnega sistema ΔR_{\min} je v tem primeru tista, ki povzroči spremembo izhodne napetosti vsaj za $10mV$, kar že lahko izmerimo z danim voltmetrom z ločljivostjo $\Delta v_{\min} = 10mV$. Iz gornje enačbe sledi

$$\Delta R_{\min} \cong 4 \frac{\Delta v_{\min}}{V_a} R = 4 \frac{10mV}{10V} 100\Omega = \underline{\underline{0.4\Omega}} \quad (7.5)$$

Ločljivost danega mostičnega sistema je torej $\Delta R_{\min} = 0.4\Omega$. Če rabimo višjo ločljivost oz. manjši ΔR_{\min} , je treba torej vzeti boljši voltmeter (z manjšim Δv_{\min}). Druga možnost je, da v skladu z en(7.5) spremenimo mostič: nižji R oz. višje napajanje V_a , kar pa seveda po drugi strani vpliva na ostale lastnosti, kot so toki oz. poraba moči itd.

e) Kompenzacija dovodov

Uvod: Pogost problem v praksi so dolgi dovodi - mostič in ostalo vezje za obdelavo signala je oddaljeno od samega sensorja, ki se nahaja neposredno ob merjencu. V dolgih dovodih pride lahko do časovno spremenljivih, motečih sprememb upornosti $\Delta R(t)$, zaradi spreminjajočih se temperatur dovodov, zaradi mehanskih napetosti itd. Problem lahko v znatni meri odpravimo s kompenzacijo dovodov (SI 7.5).



SI 7.5 Kompenzacija dovodov mostiča

Analiza delovanja

Za dobro delovanje brez motenj morajo biti dolgi dovodi čimbolj skupaj. Še bolje je, če jih med seboj prepletemo oz. zvijemo (parica; twisted pair), kot je bilo opisano pri obravnavi prenosa signalov. V tem primeru so v vseh treh dovodih zaradi identičnih razmer inducirane približno enake spremembe upornosti $\Delta R(t)$! Oglejmo si vlogo vsakega dovoda posebej!

Dovod 3: je dovodna napajalna linija, poteka izven mostiča in zato ne vpliva na delovanje mostiča!

Dovod 2: sprememba upornosti v dovodu 2, $\Delta R_2(t)$, je električno gledano v desni spodnji veji mostiča (SI 7.5).

Dovod 1: sprememba upornosti v dovodu 1, $\Delta R_1(t)$, je električno gledano v levi spodnji veji mostiča (SI 7.5).

Ker so pri zvitih (twisted) dovodih, kot je bilo povedano zgoraj, spremembe upornosti enake: $\Delta R_1(t) \sim \Delta R_2(t)$, se torej obe veji mostiča spremenita enako in se vpliv obeh vej kompenzira. Tako $\Delta R(t)$ nima vpliva na izhodno napetost mostiča. Vpliv induciranih upornosti v dovodih $\Delta R(t)$ je torej uspešno izničen oz. kompenziran.

3) Wheatstoneov mostič z impedancami

Ob koncu obravnave uporovnega Wheatstoneovega mostiča omenimo, da vse izpeljane enačbe veljajo tudi v primeru Wheatstoneovega mostiča z impedancami, ki v splošnem lahko vključujejo tudi kapacitivnosti C in induktivnosti L . V izpeljanih enačbah je treba le upornosti nadomestiti s splošnejšimi impedancami ($R_{1-4} \rightarrow Z_{1-4}$), enosmerno napajanje s harmoničnim, enosmerne vrednosti signalov pa z efektivnimi vrednostmi. Podrobnejša obravnava bo podana pri C in L pretvornikih.

7.2.2.3 Aktivni RVC

V tem primeru vsebuje vezje tudi aktivne elemente, kar omogoči poleg pretvorbe se ojačenje signalov. Obstajajo različni pristopi. Pogosto srečamo izvedbe z ojačevalnikom, pri katerem je nek upor v ojačevalniku nadomeščen s senzorskim uporom $R(x)$, katerega upornost je odvisna od vzbujanja x . Oglejmo si omenjeni pristop kar na primeru invertirajočega ojačevalnika z uporovnim senzorjem v povratni vezavi!

Primer: Temperaturo merimo v območju 250 - 450 °C . Senzor je temperaturno odvisen upor R_T , ki se pri tem linearno spreminja od 280Ω do 1060Ω . Moč na upor med meritvijo mora biti vedno manjša od ničelne moči $P_0 = 5mW$. Načrtaj RVC vezje s senzorskim uporom v povratni vezavi invertirajočega ojačevalnika, ki bo dajalo linearen izhodni napetostni signal v območju od $-5V$ do $+5V$. Predpostavi visoko-ohmsko obremenitev z naslednjo stopnjo na izhodu (vmesnik-sledilnik ni potreben)! Napajanje je $V_a = 15V$.

Reševanje: Problem razdelimo na nekaj osnovnih korakov.

1) Omejitev toka:

Zaradi omejitve moči na senzorskem upor na ničelno moč P_0 je maksimalni tok med celotno meritvijo omejen

$$P_{\max} = I_{\max}^2 R_T \leq P_0 \quad \text{oz.} \quad I_{\max} \leq \sqrt{P_0 / R_T} = \sqrt{5mW / 1060\Omega} = 2.17mA$$

Pri tem smo upoštevali najslabši možni primer(worst case), kadar je $R_T = 1060\Omega$, torej najstrožjo omejitev toka na celem intervalu. Zaradi varnosti izberemo v praksi raje za faktor 2 nižjo vrednost: $I = 1mA$!

2) Prenosna karakteristika:

Izhodiščne zahteve za RVC vezje - linearno prenosno karakteristiko v_{out}/R_T - prikazuje Sl 7.6. Linearno zvezo v_{out}/R_T zapišemo v obliki

$$v_{out} = m R_T + V_0 \quad (7.6)$$

kjer je m naklon premice, V_0 pa odsek na ordinati (oz. vrednost v_{out} v izhodišču, pri $R_T = 0\Omega$).

Določitev parametrov premice m , V_0 : Ker je en(7.6) izpolnjena za vse točke, ki ležijo na premici, vstavimo lahko obe krajni točki intervala v enačbo premice

$$\begin{aligned} -5V &= m 280\Omega + V_0 \\ +5V &= m 1060\Omega + V_0 \end{aligned}$$

Dobili smo dve enačbi za dve neznanke (m , V_0), ki ju hitro rešimo - npr. z metodo eliminacije, če drugo enačbo odštejemo od prve, sledi

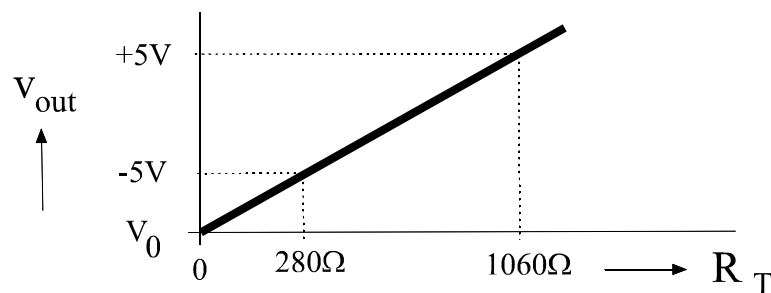
$$10V = m(1060\Omega - 280\Omega) \quad \text{oz.} \quad m = \frac{10V}{780\Omega} = \underline{0.0128 \frac{V}{\Omega}}$$

Ko poznamo m , lahko iz npr. prve enačbe določimo se V_0

$$V_0 = -5V - m 280\Omega = \underline{-8.58V}$$

Prenosna karakteristika(Sl 7.6) je torej podana z enačbo

$$v_{out} = 0.0128 \frac{V}{\Omega} R_T - 8.58V \quad (7.7)$$



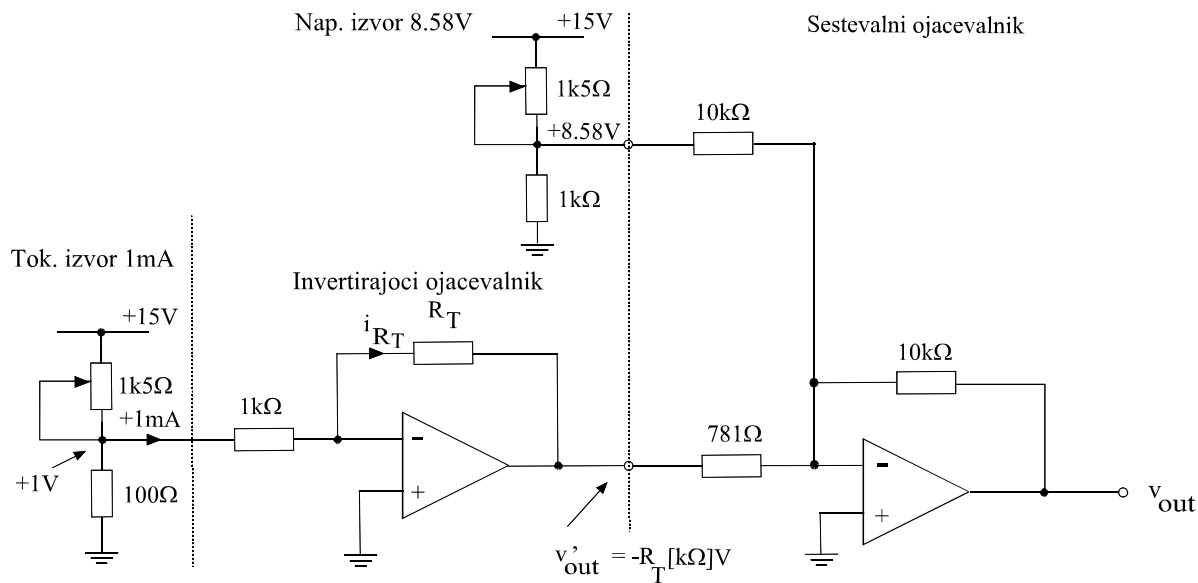
SI 7.6 Prenosna karakteristika RVC vezja v_{out}/R_T

3) Zasnova RVC vezja:

V skladu z izhodiščnimi zahtevami RVC vezje v tem primeru realiziramo z invertirajočim ojačevalnikom s senzorskim uporom v povratni vezavi, ki poskrbi za člen mR_T v prenosni karakteristiki. Nato moramo dodati še seštevalni ojačevalnik, zaradi člena V_0 . Opisano vezje je prikazano na Sl 7.7.

Analiza delovanja

Delovanje posameznih sklopov v vezju na Sl 7.7 smo že analizirali in lahko uporabimo kar izpeljane izraze, ob upoštevanju sedanjih oznak veličin. Zaradi preglednosti dodamo tudi osnovne izpeljane izraze, označene v spodnjih enačbah s poševno črto(/.../). Potrebne izvore realiziramo enostavno z delilniki(Sl 7.7).



SI 7.7 Načrt RVC vezja

Invertirajoči ojačevalnik torej daje izhodno napetost v_{out}'

$$v_{out}' = /-\frac{R_2}{R_1} v_{in}' / = -\frac{R_T}{1\text{k}\Omega} 1\text{V} = \underline{-R_T[\text{k}\Omega] \text{V}} \quad (7.8)$$

Seštevalni ojačevalnik daje izhodno napetost v_{out} , ki je hkrati tudi zahtevani izhod RVC vezja

$$\begin{aligned} v_{out} &= /-\left(\frac{R}{R_1} v_{in1} + \frac{R}{R_2} v_{in2}\right) / = -\left(\frac{10\text{k}\Omega}{10\text{k}\Omega} 8.58\text{V} + \frac{10\text{k}\Omega}{781\Omega} v_{out}'\right) \\ &= \underline{+12.8 R_T[\text{k}\Omega] \text{V} - 8.58\text{V}} \end{aligned} \quad (7.9)$$

Preizkus: V rezultat, en(7.9), vstavimo začetno in končno točko:

$$R_T = 280\Omega, \quad v_{out} = 12.8 \times 0.280 \text{ V} - 8.58\text{V} = -5.0\text{V}$$

$$R_T = 1060\Omega, \quad v_{out} = 12.8 \times 1.060 \text{ V} - 8.58\text{V} = +5.0\text{V}$$

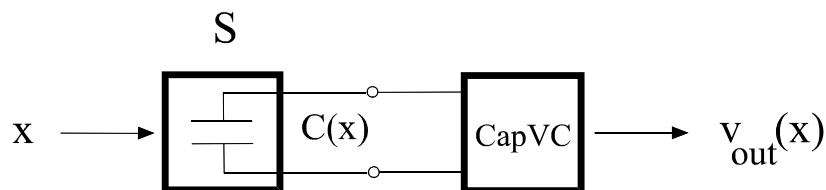
Zasnovano RVC vezje na SI 7.7 torej deluje v skladu z zastavljenimi zahtevami.

7.2.3 KAPACITIVNO-NAPETOSTNI PRETVORNIKI (CapVC)

7.2.3.1 Uvod

Kapacitivno-napetostni pretvornik (Capacitance-to-Voltage Converter, CapVC) enolično pretvori izhodni senzorski signal v obliki neke spremenljive kapacitivnosti $C(x)$ v pripadajočo napetost $v_{out}(x)$ (SI 7.8).

To vrsto pretvornika uporabimo, kadar je senzor v bistvu nek kondenzator, ki se mu izhodni signal, kapacitivnost, enolično spreminja v odvisnosti od vhodne veličine x : $C = C(x)$.



SI 7.8 Osnovno delovanje kapacitivno-napetostnega pretvornika (CapVC)

7.2.3.2 Pasivni CapVC

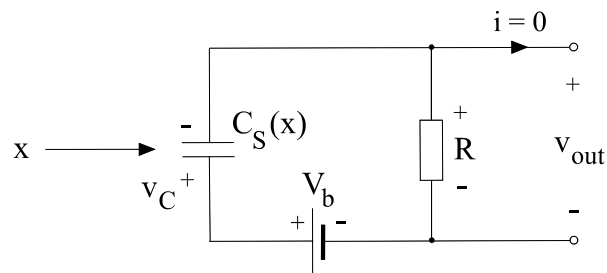
Običajno srečamo tu podobne pristope kot je bilo že opisano pri RVC-jih, le da tu zaradi kapacitivnosti običajno uporabimo izmenične, največkrat harmonične signale. V izpeljanih enačbah z upori je tedaj treba samo prejšnje upore nadomestiti z impedancami $z = 1/j\omega C$.

V primeru pasivnih pretvornikov gre običajno za relativno enostavne in zato cenene izvedbe, ki pa imajo nekatere pomanjkljivosti. Podobno kot pri uporih obstojata dva osnovna tipa: delilnik(Divider) in mostič(Bridge).

V nadaljevanju si bomo ogledali nekaj osnovnih primerov.

1. CapVC z enosmernim napajanjem

Ta tip CapVC-ja je prikazan na Sl 7.9. Vrednost izhodnega signala senzorja pri ničelnem vhodu ($x = 0$) označimo z $C_{S0} = C_S(0)$. Vrednost izhodnega signala senzorja pri neki poljubni vrednosti vhoda x pa označimo z $C_S(x) = C_{S0} + \Delta C_S(x)$. Zaradi enostavnosti predpostavimo visoko vhodno upornost naslednje stopnje ($i = 0$).



Sl 7.9 CapVC z enosmernim napajanjem

Analiza delovanja

Opazujemo stacionarno stanje, ko je začetni, prehodni pojav nabijanja kondenzatorja s časovno konstanto $\tau = RC$ že izzvenel. Ker velja $i = 0$, odtekanja toka in s tem naboja iz vezja ni, torej je celoten naboj Q v vezju konstanten: $Q = \text{const!}$

Naboj je tu shranjen le v senzorju C_S in velja: $Q = C_S v_C$. Pri vzbujanju senzorja se torej kapacitivnost senzorja C_S spreminja, totalen naboj pa ne in torej velja

$$\Delta Q = \Delta(C_S v_C) = C_S \Delta v_C + v_C \Delta C_S = 0 \quad (7.10)$$

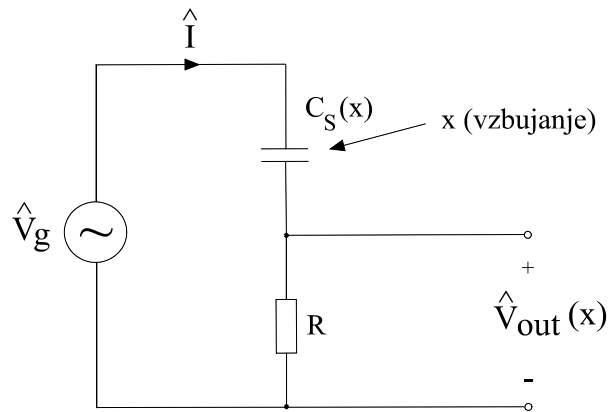
KNZ po drugi strani pove: $V_b = v_C + v_{\text{out}}$. Pri delovanju senzorja se spreminjata napetost na senzorju v_C in izhodna napetost v_{out} , medtem ko je baterijska napetost seveda konstantna. Velja torej $\Delta V_b = \Delta v_C + \Delta v_{\text{out}} = 0$. Ker je običajno izhodna napetost majhna proti baterijski, tedaj velja $V_b \sim v_C$ in lahko zapišemo

$$\Delta v_{\text{out}} = -\Delta v_C = \frac{V_b}{C_S} \Delta C_S(x) \quad (7.11)$$

Izhodna napetost je torej določena s spremembo kapacitivnosti senzorja in vezje res deluje kot CapVC.

2. CapVC z izmeničnim napajanjem

Ta tip CapVC-ja je prikazan na Sl 7.10. Izmenično napajanje generatorja \hat{U}_g pripeljemo na $C_S(x)$. Izmenični tok \hat{I} skozi kondenzator C merimo s pomočjo napetostnega padca na majhnem uporu $R \sim 0$.



Sl 7.10 CapVC z izmeničnim napajanjem

Analiza delovanja

Uporabimo KNZ in ob upoštevanju $R \sim 0$ dobimo

$$\hat{V}_g = \hat{I}(\hat{z}_C + \hat{z}_R) \cong \frac{\hat{I}}{j\omega C_S} \quad \text{oz.} \quad \hat{I} = j\omega C_S \hat{V}_g \quad (7.12)$$

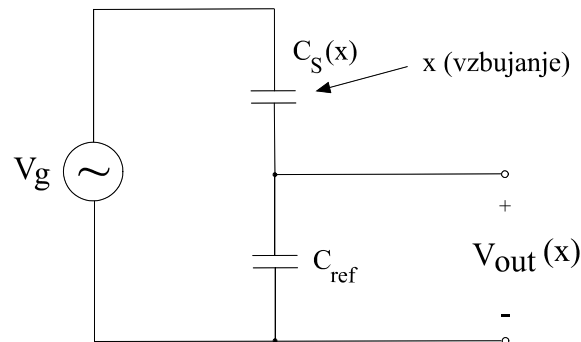
Izhodna napetost je torej

$$\hat{V}_{out}(x) = \hat{I} R \cong j\omega \hat{V}_g R C_S(x) \quad (7.13)$$

Izhodna napetost je torej enolično odvisna od vhodne kapacitivnosti $C(x)$. Vezje torej res deluje kot kapacitivno-napetostni pretvornik.

3. CapVC z delilnikom

Ta tip CapVC-ja je prikazan na Sl 7.11. Napetosti na sliki so v tem primeru amplitude harmoničnih signalov.



Sl 7.11 CapVC z C delilnikom

Analiza delovanja

Vrednost amplitude izhodnega signala $V_{out}(x)$ v odvisnosti od kapacitivnosti senzorja $C_S(x)$ dobimo podobno kot pri uporovnem delilniku, le da tu delamo z impedancami

$$V_{out}(x) = V_g \frac{C_S(x)}{C_S(x) + C_{ref}} \quad (7.14)$$

Včasih nas zanimajo zveze med diferencialnimi spremembami signalov, torej kakšna je sprememba izhodnega signala $\Delta V_{out}(x)$ v odvisnosti od spremembe vhoda $\Delta C_S(x)$. Rezultat dobimo najhitreje z diferenciranjem en(7.14)

$$\Delta V_{out}(x) = \frac{dV_{out}}{dC_S} \Delta C_S = V_g \frac{C_{ref}}{[C_S(x) + C_{ref}]^2} \Delta C_S(x) \quad (7.15)$$

Pogosto so v praksi kapacitivnosti senzorjev majhne in velja $C_S \ll C_{ref}$. Tedaj se izraz (7.15) še poenostavi in dobimo linearen odziv: $\Delta V_{out}(x) = (V_g/C_{ref}) \Delta C_S(x)$.

Prednost obravnavanega vezja je enostavnost, slabost pa nelinearnost odziva. Zato je običajno primernejša mostična izvedba pretvornika.

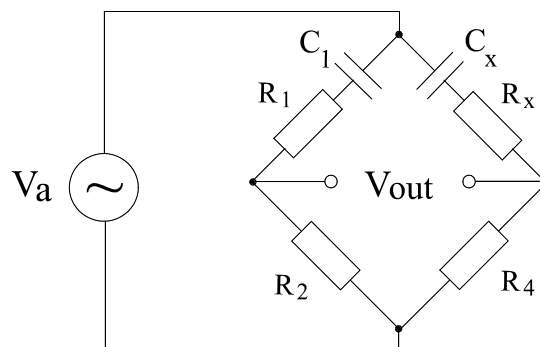
4. CapVC z uporovnim mostičem

Ta tip CapVC-ja je prikazan na SI 7.12. Položaj je podoben kot pri uporovnem mostiču, le da tu nastopajo R in C elementi ter je zato mostič izmenično napajan, s harmoničnimi signali. Kot običajno, prinese mostič vrsto prednosti kot so npr. linearnost odziva, temperaturna kompenzacija itd. Običajno je zaradi enostavnosti en del mostiča čisto resistiven, npr. spodnji del na SI 7.12.

V mostiču na SI 7.12 nastopajo kondenzatorji v serijski vezavi z upori (serijski mostič). Podobno lahko izvedemo mostič tudi s paralelno vezavo kondenzatorjev in uporov (paralelni mostič). Pogosto je pri kapacitivnostnih senzorjih upornost zanemarljiva, torej pri serijskem mostiču velja $R_x = 0$ oz. pri paralelnem $R_x = \infty$.

Analiza delovanja

Obravnava poteka na enak način kot smo videli pri uporovnem mostiču, le da so tu upornosti nadomeščene z ustreznimi impedancami: $R \rightarrow Z$! Torej:



SI 7.12 CapVC z uporovnim mostičem

Uravnovežen mostič: $V_{out} = 0$ oz. pogoj ravnotežja: $z_1/z_3 = z_x/z_4$

Pogoj ravnotežja mora veljati za realne dele posebej in za imaginarne dele posebej, zato imamo tu dve enačbi. Tako lahko pišemo dalje pogoj za ravnotežje v obliki, odvisno od izvedbe mostiča

$$\begin{aligned} \text{serijski mosti} : C_x &= \frac{R_2}{R_4} R_1, & R_x &= \frac{R_2}{R_4} R_1 \\ \text{paralelni mosti} : C_x &= C \frac{R_2}{R_4} R_1, & R_x &= R \frac{R_2}{R_4} R_1 \end{aligned} \quad (7.16)$$

Pogosto izberemo v praksi zaradi enostavnosti vse upore enake: $R_1 = R_2 = R_4 = R$! Za uravnovežen mostič moramo tedaj pri senzorju z danimi vrednostmi R_x , C_x poskrbeti dodatno se za pogoj: $R = R_x$, $C_1 = C_x$!

Podobno kot pri uporavnem mostiču izpeljemo izraz za izhodno napetost mostiča V_{out} (kjer so V amplitude ali efektivne vrednosti izmeničnih signalov)

$$V_{out} = \frac{\hat{z}_2 \hat{z}_x - \hat{z}_1 \hat{z}_4}{(\hat{z}_1 + \hat{z}_2)(\hat{z}_x + \hat{z}_4)} V_a \quad (7.17)$$

Pri kapacitivnostnem senzorju je kapacitivnost senzorja C_x odvisna od vzbujanja x na vходу senzorja, kar zapišemo v obliki $C_x = C(x) = C_{x0} + \Delta C(x)$. Iz en(7.17) se da izpeljati, da je tedaj izhodna napetost pri določenih poenostavitvah linearno odvisna od spremembe sensorjeve kapacitivnosti: $V_{out}(x) = K \Delta C(x)$.

Problem pri senzorjih z majhnimi kapacitivnostmi:

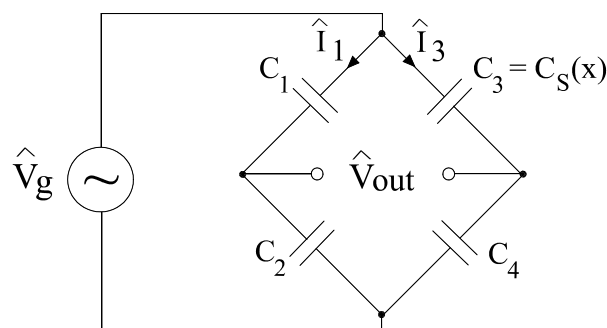
Včasih so kapacitivnosti senzorjev zelo majhne, npr. pri silicijevih mikrosenzorjih so tipične kapacitivnosti na enoto površine v razredu $1\text{pF}/\text{mm}^2$ oz. kapacitivnosti v razredu femtofaradov ($1\text{fF} = 10^{-15}\text{F}$).

Tedaj lahko hitro nastopi problem zaradi parazitnih kapacitivnosti npr. dovodnih kablov (tipične vrednosti $10\text{pF}/\text{m}$) itd. Parazitne kapacitivnosti so torej večje od senzorskih in jih zakrijejo, koristni senzorski signali so izgubljeni, senzorski sistem odpove.

Reševanje tega problema lahko poteka v različnih smereh, z uporabo raznih kompenzacijskih vezav (zaščitni obroč - guard ring) itd. Če to ne pomaga, je zadnja rešitev odprava dovodnih kablov - z integracijo mostiča in ostale elektronike direktno na senzorski čip, kar imenujemo tudi "pameten senzor" (Smart Sensor).

5. CapVC s kondenzatorskim mostičem

Ta tip CapVC-ja je prikazan na Sl 7.13. Položaj je podoben kot pri uporavnem mostiču, le da tu nastopajo samo kapacitivnostni elementi in je zato mostič izmenično napajan, s harmoničnimi signali.



SI 7.13 CapVC s kondenzatorskim mostičem

Analiza delovanja

Obravnava poteka na enak način kot smo videli pri uporovnem mostiču, le da so tu upornosti nadomeščene z ustreznimi impedancami: $R \rightarrow z_C = -j/\omega C$! Zaradi enostavnosti predpostavimo, da merimo izhodno napetost mostiča z visoko-impedančnim voltmetrom in lahko izhodni tok v instrument zanemarimo. Tedaj lahko mostič obravnavamo kot dva ločena napetostna delilnika in je izhodna napetost podana z izrazom

$$\hat{V}_{out} = \frac{\hat{z}_2}{\hat{z}_1 + \hat{z}_2} \hat{I}_1 - \frac{\hat{z}_4}{\hat{z}_3 + \hat{z}_4} \hat{I}_3 = \left(\frac{\hat{z}_2}{\hat{z}_1 + \hat{z}_2} - \frac{\hat{z}_4}{\hat{z}_3 + \hat{z}_4} \right) \hat{V}_g \quad (7.18)$$

Pogoj za uravnotežen mostič ($V_{out} = 0$) je torej

$$\frac{\hat{z}_1}{\hat{z}_2} = \frac{\hat{z}_3}{\hat{z}_4} \quad \text{oz.} \quad \frac{C_1}{C_2} = \frac{C_3}{C_4} \quad (7.19)$$

Za diferencialne spremembe senzorja, kadar je mostič v bližini ravnotežja, lahko izpeljemo zvezo med spremembo kapacitivnosti senzorja $\Delta C_S(x)$ in pripadajočo spremembo napetosti na izhodu mostiča $\Delta V_{out}(x)$

$$\Delta V_{out}(x) = V_g \frac{\Delta C_S(x)}{C_S(x)} \quad (7.20)$$

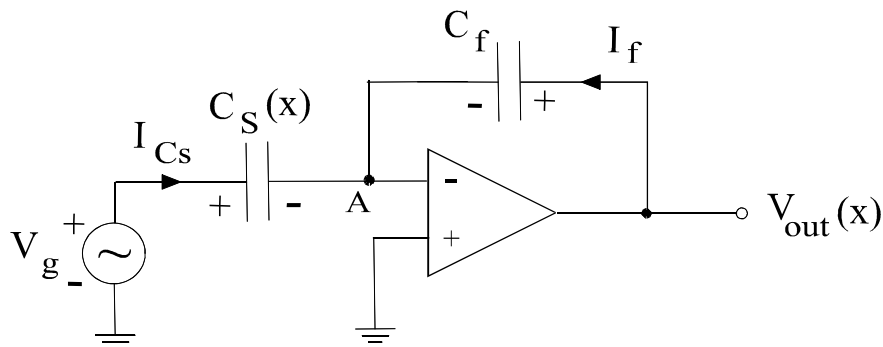
7.2.3.3 Aktivni CapVC

V primeru aktivnih pretvornikov gre za vezja, ki vsebujejo tudi aktivne elemente. Obstojajo različni pristopi.

V nadaljevanju si bomo ogledali nekaj osnovnih primerov.

1. CapVC z operacijskim ojačevalnikom

Ta tip CapVC-ja je prikazan na Sl 7.14. Toki oz. napetosti so v tem primeru amplitude ali pa efektivne vrednosti harmoničnih signalov.



SI 7.14 CapVC z operacijskim ojačevalnikom

Analiza delovanja

Obravnava poteka na enak način kot smo videli pri obravnavi vezij z operacijskimi ojačevalniki. Ob upoštevanju pravila II ($i^- = 0$) velja $I_{C_s} = -I_f$. Ob upoštevanju virtualne mase A sledi

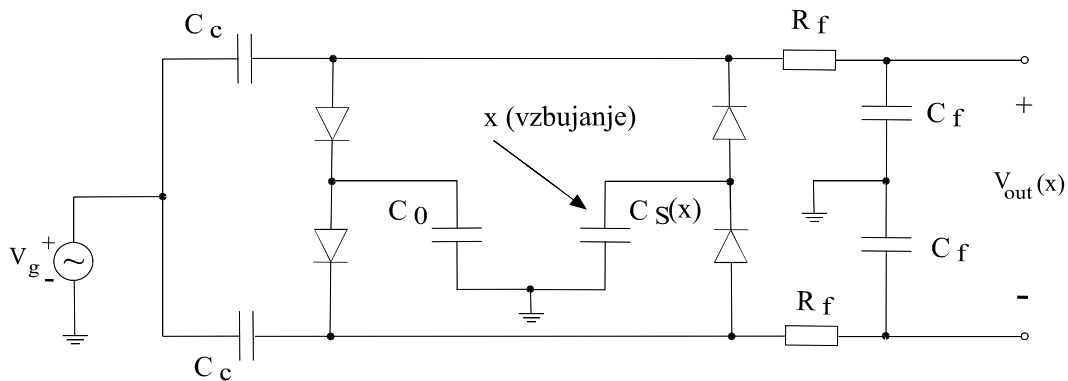
$$\frac{V_g}{z_{C_s}} = -\frac{V_{out}}{z_{C_f}} \quad \text{oz.} \quad V_{out} = -\frac{z_{C_f}}{z_{C_s}} V_g = -\frac{C_s}{C_f} V_g \quad (7.21)$$

Za diferencialne spremembe vhoda x pri kapacitivnostnem senzorju torej velja

$$\Delta V_{out}(x) = -\frac{V_g}{C_f} \Delta C_s(x) \quad (7.22)$$

2. CapVC s četvorko diod

Kapacitivno-napetostni pretvornik s četvorko diod (Diode Quad CapVC) je prikazan na SI 7.15. Napetostni signali (V_g , V_{out}) predstavljajo efektivne vrednosti ali pa amplitude harmoničnih signalov. Kondenzator $C_s(x)$ predstavlja kapacitivnostni senzor, C_0 referenčno kapacitivnost, C_c so povezovalni (coupling) kondenzatorji, ki naj predstavljajo kratek stik za vhodne signale. Za dobro delovanje mora biti zato izpolnjena zahteva $C_c \gg C_s, C_0$. R_f in C_f so elementi nizkopropustnega (low-pass, lp) filtra, ki izloči AC signal.



SI 7.15 CapVC s četvorko diod

Analiza delovanja

Delovanje je podobno kot pri dvojniki napetosti (Voltage Doubler). V pozitivni polperiodi generatorjevega signala se v skladu z orientacijo diod nabijata zgornji sklopitveni kondenzator C_c in referenčni kondenzator C_0 , v negativni polperiodi pa se nabijata spodnji sklopitveni kondenzator C_c in senzorski kondenzator $C_S(x)$. Kot omenjeno, vezava R_f/C_f ima vlogo lp filtra, ki iz filtrira iz izhodnega signala AC signal.

Kadar velja $C_0 = C_S(x)$, sta zaradi simetrije vezja naboja na obeh C_c enaka in izhod $V_{out}(x) = 0$!

Kadar se $C_S(x)$ spreminja, npr. v obliki $C_S(x) = C_{S0} + \Delta C_S(x)$, je izhodni signal podan v obliki

$$V_{out}(x) = V_g \frac{2\Delta C_S(x)}{C_0 + 2C_p + C_S(x)} \quad (7.23)$$

Pri tem smo upoštevali še morebitne parazitne kapacitivnosti C_p obeh vej zaradi linij, diod itd., vezanih paralelno k C_0 oz. $C_S(x)$.

Opisano vezje je bilo dolgo časa eno izmed osnovnih pretvorniških C/V vezij v industriji. Poglejmo si nekaj prednosti in slabosti tega vezja!

Prednosti:

- relativno enostavno vezje; še zlasti, ker obstojajo na trgu standardni čipi s 4 identičnimi diodami
- izhod je povprečje preko večjega števila ciklov vhodnega AC signala in je zato pretvorba bolj zanesljiva kot v primeru enkratne meritve oz. pretvorbe
- senzor je ozemljen
- C_0 je lahko neobremenjen (dummy) senzor, kar omogoči temperaturno kompenzacijo

Slabosti:

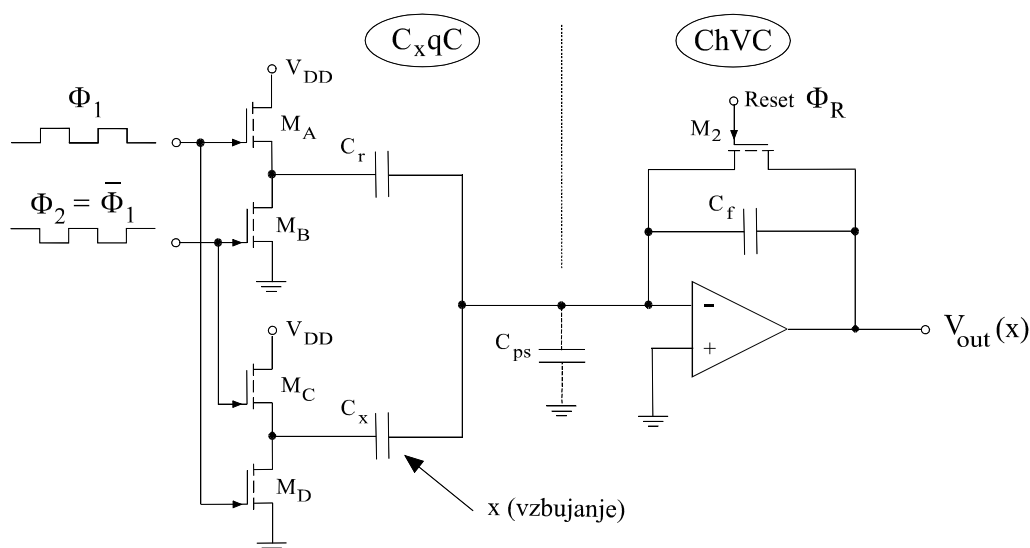
- maksimalna izhodna napetost je majhna, ker je omejena (SI 7.15) s padcem napetosti na dveh prevodno polariziranih diodah $V_{out} < 2V_F \sim 2V$
- parazitne kapacitivnosti C_p znižujejo občutljivost, gl. en(7.23)

3. CapVC s preklapljanimi kondenzatorji

Primer kapacitivno-napetostnega pretvornika s preklapljanimi kondenzatorji (Switched-Capacitor CapVC) je prikazan na SI 7.16. V tem primeru običajno kot stikala uporabimo MOS tranzistorje, ki preklaplajo napetosti na kondenzatorjih. Pristop je primeren za integracijo vezja v en sam čip oz. integrirano vezje.

Analiza delovanja

Od vzbujanja x odvisni kapacitivnostni senzor je tu predstavljen s kapacitivnostjo $C_S(x)$, kar bomo zaradi krajše zapisave označili kot C_x . Kapacitivnost C_r je referenčna (primerjalna) kapacitivnost. Parazitna kapacitivnost vezja proti substratu je označena z C_{ps} , je običajno majhna in jo lahko zanemarimo.



SI 7.16 CapVC s preklapljanimi kondenzatorji

V tem primeru so kot stikala uporabljeni NMOS tranzistorji, pri katerih pozitivna napetost na vratih (Gate) G povzroči induciranje N-kanala oz. prevajanje, kar si lahko predstavljamo poenostavljeno kot kratko sklenjene sponke tranzistorskega stikala (-o-o-). V nasprotnem primeru pa tranzistor ne prevaja oz. so sponke stikala razklenjene (-o/ o-).

V pozitivni polperiodi vhodnega urnega signala Φ_1 prevajata torej tranzistorja M_A in M_D , medtem ko sta tranzistorja M_B in M_C zaprta ($\Phi_2 = -\Phi_1!$). V naslednji polperiodi se položaj zamenja. Naboj q , ki se po preklopu pojavi na vходу nabojno-napetostnega pretvornika ChVC, je tedaj podan z izrazom $q = (C_x - C_r)V_{DD}$. Napetost na izhodu je torej v skladu z lastnostmi nabojno-napetostnega pretvornika (pogl.xx) podana z izrazom

$$v_{out} = \frac{q}{C_f} = V_{DD} \frac{C_x - C_r}{C_f} \quad (7.24)$$

Vezje torej izkazuje linearno odvisnost izhodnega signala v_{out} od vhodne spremenljivke, kapacitivnosti sensorja C_x .

Vloga Reset signala Φ_R : En(7.24) velja ob predpostavki, da je začetni naboj na povratnem kondenzatorju C_f v nabojno-napetostnem pretvorniku enak 0 oz. je na začetku meritve kondenzator izprazen. Torej, med meritvijo mora imeti Φ_R vrednost 0, da tranzistor M_2 ne prevaja oz. ima visoko upornost $R_{OFF} \sim [\text{MOhm}]$ in tako ne vpliva na delovanje nabojno-napetostnega pretvornika. Po vsaki meritvi pa mora imeti Φ_R kratkotrajno pozitivno vrednost, tako da tranzistor M_2 prevaja oz. ima nizko upornost $R_{ON} \sim [\text{Ohm}]$, da se kondenzator povratne vezave C_f lahko izprazni in se s tem pripravi na novo meritev. Poglejmo si za zaključek se nekaj prednosti tega vezja !

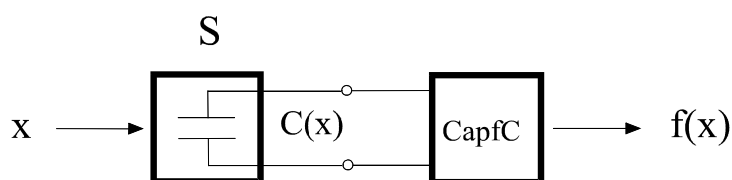
Prednosti:

- zelo občutljivo vezje (na 1fC)
- primerno za mikrosenzorje z zelo majhnimi kapacitivnostmi $\sim [\text{fF}]$
- ob uporabi MOS tehnologije primerno za integracijo vezja na senzorski čip (smart senzor)

7.2.4 KAPACITIVNO-FREKVENČNI PRETVORNIKI (CapfC)

7.2.4.1 Uvod

Kapacitivno-frekvenčni pretvornik (Capacitance-to-frequency Converter, CapfC) enolično pretvori izhodni senzorski signal v obliki neke spremenljive kapacitivnosti $C(x)$ v pripadajoči izhodni signal s frekvenco $f(x)$ (SI 7.17). V nadaljevanju si bomo ogledali primer takega pretvornika.

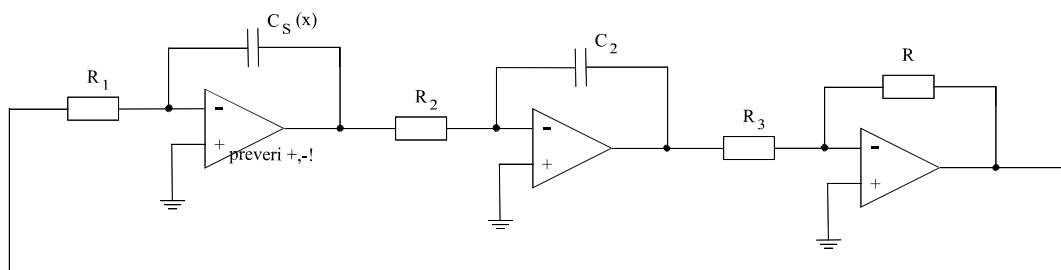


SI 7.17 Osnovno delovanje kapacitivno-frekvenčnega pretvornika CapfC

7.2.4.2 CapfC z RC oscilatorjem

Ta vrsta kapacitivno-frekvenčnega pretvornika je prikazana SI 7.18. V tem primeru je kapacitivnostni senzor $C_S(x)$ sestavni del nekega oscilatorja in tako enolično določa frekvenco oscilatorja. Analiza pokaže, da je v tem primeru frekvenca določena z izrazom

$$f(x) = \frac{1}{2\pi} (C_2 R_2 R_1 C_S(x))^{1/2} \quad (7.25)$$



SI 7.18 Kapacitivno-frekvenčni pretvornik z RC oscilatorjem

7.3 IZVORI

7.3.1 UVOD

Izvor (Source) je vezje, ki preskrbi senzorju potrebno napajanje, torej zahtevani tok ali napetost. Za izvor srečamo tudi druga imena kot npr. baterija, usmernik, generator, referenca itd.

Izhodni signal izvora (zahtevani tok ali napetost za napajanje senzora) mora biti čim bolj neodvisen od zunanjih parametrov iz okolja (temperatura, itd.) in od parametrov senzorskega vezja (obremenitev izvora s toki oz. napetosti itd.).

Pri tem zaradi teze, porabe prostora in cene po navadi ne pridejo v poštev rešitve z dodanimi zunanjimi instrumenti (usmerniki). V senzorskih sistemih so običajno primernejše razne miniaturne izvedbe izvorov, vezane na neko osnovno napajanje, ki je na razpolago v danem primeru (npr. akumulator 12V, standardna napajalna napetost v digitalnih integriranih vezjih npr. $V_{DD} = 5V$ itd.). Pogosto je vezje izvora dograjeno oz. integrirano s senzorjem na senzorskem čipu (smart sensor).

V nadaljevanju si bomo najprej ogledali tokovne izvore, nato bo sledila se obravnava napetostnih izvorov.

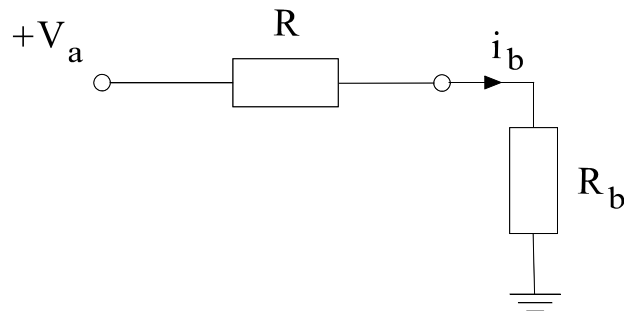
7.3.2 TOKOVNI IZVORI

7.3.2.1 Uvod

V praksi srečamo različne izvedbe tokovnih izvorov, od enostavnih - cenenih do zapletenejših - dražjih, končna odločitev je odvisna od dane aplikacije. V nadaljevanju si bomo ogledali nekaj izvedb tokovnih izvorov, od preprostih (z upori) do bolj zapletenih (z bipolarnimi tranzistorji, JFET-i in operacijskimi ojačevalniki), z izboljšanimi lastnostmi.

7.3.2.2 Tokovni izvori z upori

Najenostavnejši tokovni izvor, izveden z napetostnim izvorom-baterijo V_a in uporom R , na katerega je priključeno breme R_b , prikazuje SI 7.19.



SI 7.19 Tokovni izvor z baterijo in uporom

Analiza delovanja

Tok v breme i_b enostavno določimo z Ohmovim zakonom. Zaradi zahteve, da mora biti tok i_b neodvisen oz. konstanten za različne vrednosti bremena R_b , mora biti izpolnjen pogoj $R_b \ll R$ in velja

$$i_b = \frac{V_a}{R + R_b} \cong \frac{V_a}{R} \quad (7.26)$$

Pripomnimo, da je breme lahko tudi kapacitivno - tudi tedaj se bo breme-kondenzator C polnilo s konstantnim tokom i_b po gornji enačbi, za vse čase $t \ll \tau = RC$ oz. časovna konstanta RC mora biti dovolj velika (velik $R!$).

Prednost opisane izvedbe je v preprostosti.

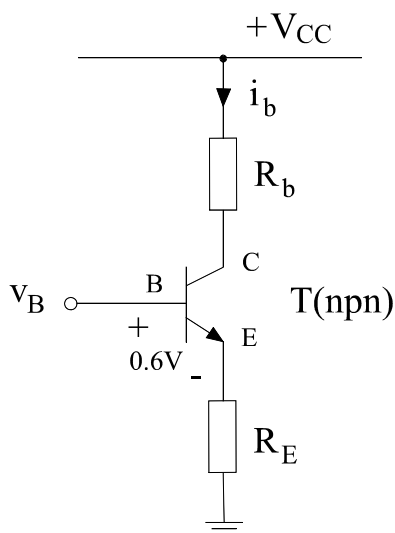
Slabost opisane izvedbe pa je v gornji zahtevi po veliki upornosti $R \gg R_b$. Zato mora biti po en(7.26) napajalna napetost V_a dovolj velika, da dobimo primerno velike toke i_b . To pomeni dodatno velike izgube moči oz. segrevanje na uporu R . Naslednja slabost vezja je tudi odvisnost toka izvora od napajalne napetosti - če se spreminja napajanje V_a , se v skladu z en(7.26) spreminja tudi tok izvora i_b . V nadaljevanju bomo opisali nekatere izboljšane izvore s tranzistorji in operacijskimi ojačevalniki, ki odpravijo omenjene slabosti.

7.3.2.3 Tokovni izvori z bipolarnimi tranzistorji

Obstajajo različne izvedbe, z enim ali več tranzistorji, z npn ali pnp tranzistorji oz. s kombinacijo obeh. V nadaljevanju si bomo ogledali nekaj izvedb.

1. Tokovni izvor z bipolarnim tranzistorjem

Na SI 7.20 je prikazan tokovni izvor z npn tranzistorjem. Napajalna napetost je označena, kot je v navadi v digitalnih vezjih, kjer so vsi kolektorji vezani na skupno napajanje, z V_{CC} (Common Collectors) Pri izvedbi s pnp tranzistorjem se obrnejo predznaki tokov in napetosti.



SI 7.20 Tokovni izvor z bipolarnim tranzistorjem

Analiza delovanja

Tranzistor deluje v aktivnem področju delovanja, zato je emitorski spoj prevodno polariziran: $v_{EB} \sim 0.6V$. V tem primeru toke nastavljam z bazno napetostjo v_B , kot sledi

$$i_b = i_C \cong i_E = \frac{v_E}{R_E} = \frac{v_B - 0.6V}{R_E} \quad (7.27)$$

Pri tem smo upoštevali (SI 7.20), da se v_E (napetost emitorja proti masi) za $0.6V$ razlikuje od bazne napetosti v_B .

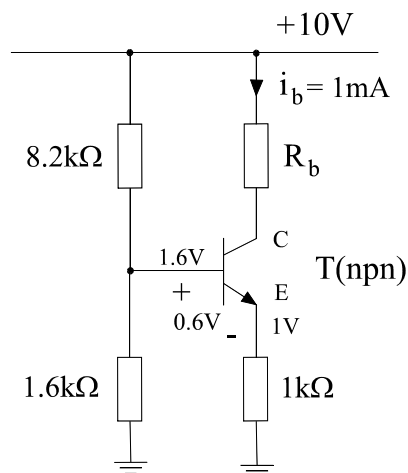
Pogoj za dobro delovanje vezja: Tranzistor mora delovati v aktivnem področju in ne sme preiti v področje nasičenja. Torej mora biti vedno izpolnjena zahteva: $v_C > v_E + v_{CEsat}$, kjer je napetost nasičenja tranzistorja tipično $v_{CEsat} \sim 0.2V$.

Napetost baze v_B lahko primerno preskrbimo na različne načine, kot sledi.

1) z uporavnim delilnikom:

Vezje prikazuje SI 7.21. Npr. za tokovni izvor $i_b = 1\text{mA}$, pri napajanju $V_{CC} = 10\text{V}$, mora delilnik bazi preskrbeti napetost 1.6V , v skladu z en(7.27)

$$i_b = \frac{1.6\text{V} - 0.6\text{V}}{1\text{k}\Omega} = \underline{1\text{mA}} \quad (7.28)$$



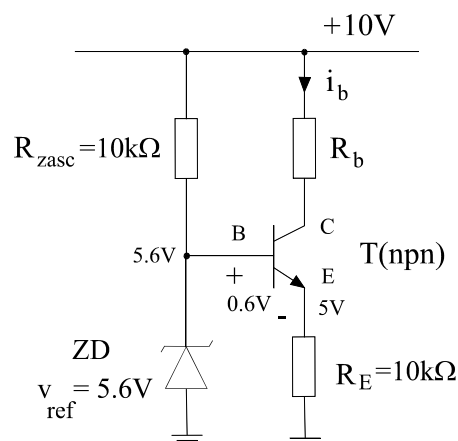
SI 7.21 Tokovni izvor (napetost baze izvedena z uporavnim delilnikom)

Pogoj za pravilno delovanje delilnika: Delilnik deluje v redu, dokler je neobremenjen oz. je impedanca obremenitve - vhodna impedanca tranzistorja $\beta R_E = 100 \times 1\text{k}\Omega = 100\text{k}\Omega$ – velika proti Theveninovi impedanci delilnika $8.2\text{k}\Omega \parallel 1.6\text{k}\Omega \sim 1.3\text{k}\Omega$.

2) z Zener diodo:

Vezje prikazuje

SI 7.22. Najboljše je, če izberemo referenčno Zener diodo, ki ima prebojno napetost $v_{\text{ref}} = 5.6\text{V}$ praktično neodvisno od temperature, kar vodi do temperaturno stabiliziranega izvora.



SI 7.22 Tokovni izvor (napetost baze izvedena z Zener diodo)

Zaščitni upor $R_{zasc} = 10k\Omega$ služi le za nastavljanje oz. omejitev toka Zener diode: ob upoštevanju $i_B \sim 0$ velja po Ohmovem zakonu za R_{zasc} : $i_{ZD} = (10V - 5.6V)/10k\Omega = 0.46mA$, kar je primeren tok. Moč oz. segrevanje na diodi je tedaj namreč se majhna: $P = v_{ref} i_{ZD} = 2.6mW$.

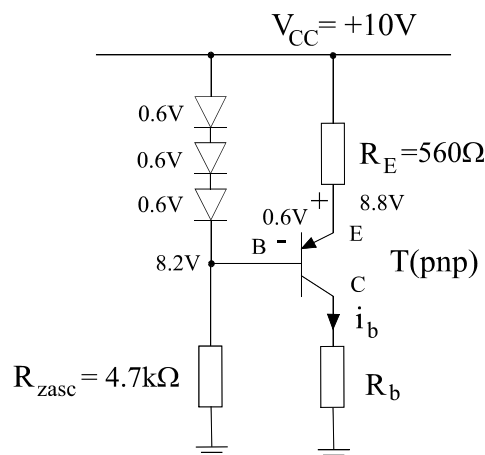
Napetost baze proti masi v_B je torej določena z referenčno napetostjo Zenerjeve diode: $v_B = v_{ref}$. Napetost na emitorju je tedaj za prevodno (Forward) napetost na emitorskem spoju ($v_{FBE} = 0.6V$) nižja od baze: $v_E = v_B - v_{FBE} = 5V$. Tok izvora, skozi breme, je torej določen z izrazom

$$i_b = i_C \cong i_E = \frac{v_{R_E}}{R_E} = \frac{5V}{10k\Omega} = \underline{0.5mA} \quad (7.29)$$

3) s pn diodami:

Vezje, za spremembo s pnp tranzistorjem, prikazuje SI 7.23. V tem primeru za nastavitev bazne napetosti uporabimo zaporedno vezane prevodne pn diode. Položaj je podoben prejšnjemu primeru, le da so zaradi pravih polarizacij napetosti in smeri tokov diode sedaj obrnjene (prevodne!), kot tudi uporabljeni pnp tranzistor.

Tudi tu zaščitni upor $R_{zasc} = 4.7k\Omega$ služi le za nastavljanje diodnega toka: $i_D = 10V - 1.8V/4.7k\Omega = 1.7mA$, kar je primerna tokovna obremenitev.



SI 7.23 Tokovni izvor (napetost baze izvedena s prevodnimi pn diodami)

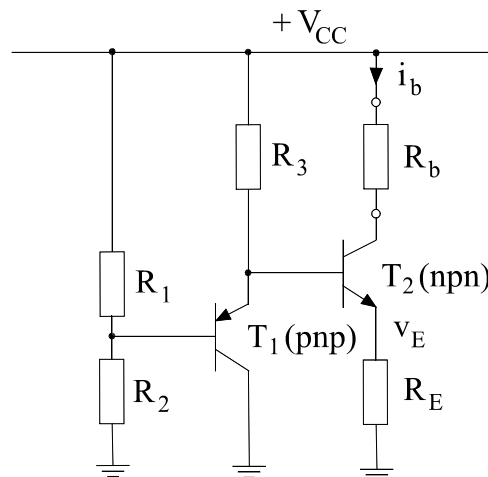
Tok izvora je določen podobno kot prej

$$i_b = i_C \cong i_E = \frac{v_{R_E}}{R_E} = \frac{10V - 8.8V}{560\Omega} = \underline{2.1mA} \quad (7.30)$$

Prednost gornjih vezav je v enostavnosti realizacije, tudi v integrirani obliki na senzorskem čipu. Glavni problem takih izvorov je v spreminjanju oz. nestabilnosti izhodnega toka izvora i_b , zaradi odvisnosti od raznih parametrov kot spreminjanje v_{BE} z izhodno napetostjo v_{CE} (Earlyjev efekt) ali zaradi odvisnosti od temperature, ker se s temperaturo spreminjajo napetosti na prevodnih diodah v_{FBE} (za $-2mV/^\circ C$) kot tudi tokovni ojačevalni faktor tranzistorja β . Probleme uspešno rešujemo z uporabo shem z več tranzistorji, kot bo prikazano v nadaljevanju.

2. Tokovni izvor z npn in pnp tranzistorjem

Na Sl 7.24 je prikazan tokovni izvor z npn in pnp tranzistorjem. Vezje izpeljemo iz prejšnjega primera z Zenerjevo diodo, če diodo nadomestimo s pnp tranzistorjem, ki mu dodamo še vezje za nastavitev delovne točke, v tem primeru z uporovnim delilnikom.



Sl 7.24 Tokovni izvor z npn in pnp tranzistorjem

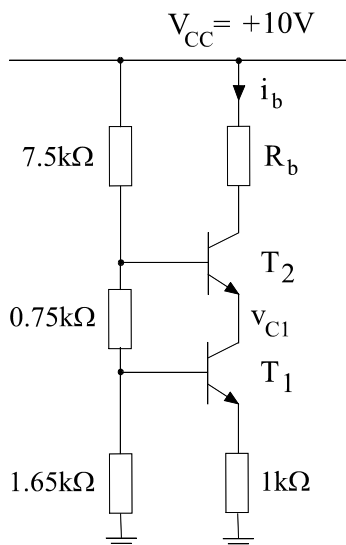
Pri spremembi temperature je tu sprememba napetosti na prevodno polariziranem emitorskem spoju npn tranzistorja T_2 ($-2\text{mV}/^\circ\text{C}$) kompenzirana s podobno a obratno spremembo napetosti na emitorskem sledilniku T_1 . Napetost v_E na upor R_E se zato pri spremembi temperature ne spremeni in je tako tok izvora skozi breme i_B temperaturno stabiliziran. Na podoben način se skompenzirajo tudi vplivi Earlyjevega efekta.

Prednost obravnavanega tokovnega izvora je temperaturna stabilnost, slabost pa zahteva po komplementarnih bipolarnih tranzistorjih (nnp, pnp).

3. Tokovni izvor z dvema zaporednima tranzistorjema (kaskoda)

V tem primeru tokovni izvor stabiliziramo z dodatkom še enega enakega tranzistorja, vezanega zaporedno k prvemu tranzistorju. Na Sl 7.25 je prikazan tokovni izvor z dvema zaporednima npn tranzistorjema, imenovan tudi kaskoda.

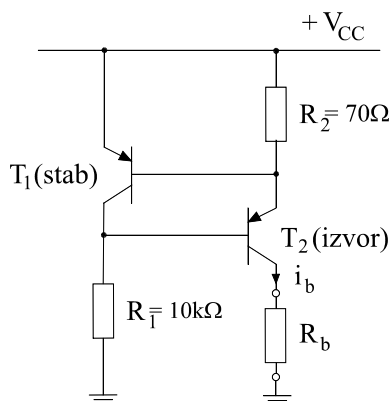
Tranzistor T_1 nastopa v enaki vlogi kot prej, torej kot izvor toka. Vendar je v tem primeru zaradi dodatka tranzistorja T_2 napetost v_{CE1} stabilizirana z napetostjo emitorja tranzistorja T_2 , posledica je dobra stabilnost toka izvora.



SI 7.25 Tokovni izvor z dvema zaporednima npn tranzistorjema (kaskoda)

4. Tokovni izvor z dvema pnp tranzistorjema

Na SI 7.25 je prikazan tokovni izvor z dvema npn tranzistorjema. Tranzistor T_2 deluje kot tokovni izvor, tranzistor T_1 pa je dodan za stabilizacijo tokovnega izvora.



SI 7.26 Tokovni izvor z dvema pnp tranzistorjema

V tem primeru je tok izvora skozi breme i_b nastavljen z napetostjo na upor R_2 , ki je tu določena z emitorsko-bazno napetostjo v_{EB1} tranzistorja T_1 (SI 7.26). Torej, če zanemarimo bazne toke, sledi

$$i_b = i_{E1} = i_{R_2} = \frac{v_{EB1}}{R_2} = \frac{0.7V}{70\Omega} = \underline{10mA} \quad (7.31)$$

Prednosti: Tok izvora ni odvisen od napajalne napetosti V_{CC} , eliminiran je vpliv Earlyjevega efekta.

Slabosti: V tem primeru izvor ni temperaturno stabiliziran - zaradi že omenjene temperaturne odvisnosti napetosti na prevodnem pn spoju ($-2mV/^\circ C$) z naraščajočo temperaturo upada napetost v_{EB1} in s tem po en(7.31) upada tudi tok izvora.

5. Tokovna zrcala

1) Uvod

Tokovno zrcalo (Current Mirror) daje konstanten tok i_b skozi neko, lahko spremenljivo, breme. Tok bremena i_b nastavljamoz oz. programiramo z nekim drugim, programirnim tokom i_p .

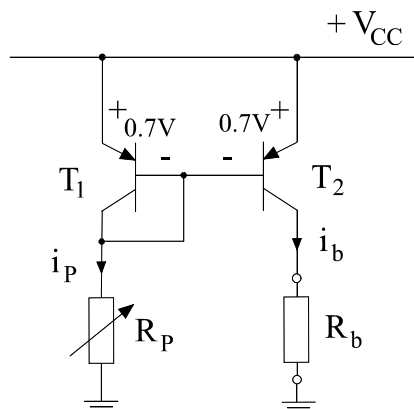
V sensoriki srečamo pogosto tokovna zrcala pri nastavljanju raznih tokov. Obstojajo različne izvedbe tokovnih zrcal, od enostavnih - cenениh do zapletenejših - dražjih, končni izbor je odvisen od podrobnosti dane aplikacije. V nadaljevanju si bomo ogledali nekaj osnovnih izvedb tokovnih zrcal.

2) Tokovna zrcala z bipolarnimi tranzistorji

V nadaljevanju si bomo ogledali nekaj izvedb tokovnih zrcal z bipolarnimi tranzistorji.

a) Tokovno zrcalo z dvema tranzistorjema

Osnovno izvedbo tokovnega zrcala z dvema pnp tranzistorjema prikazuje SI 7.27. Za dobro delovanje morata biti tranzistorja čimbolj enaka oz. uparjena. V tem primeru nastavljamoz programirni tok zrcala i_p s spremenljivim programirnim uporom R_p , lahko pa za nastavljanje tega toka uporabimo tudi razne druge pristope.



SI 7.27 Tokovno zrcalo z dvema pnp tranzistorjema

Analiza delovanja

Oba tranzistorja imata emitorje in baze vezane skupaj, zato tu vedno velja: $v_{EB1} = v_{EB2}$. Pri enakih tranzistorjih ima to za posledico enakost tokov i_E in i_C , oz. v našem primeru enakost programirnega toka in toka skozi breme: $i_p = i_b$!

Skozi oba emitorska spoja teče prevoden tok in je zato na spojih prevodna (Forward) napetost, tipično $v_{EBF} = 0.7V$. Programirni tok i_p in s tem tudi bremenski tok sta tedaj določena (SI 7.27.) z Ohmovim zakonom na programirnem uporu R_p

$$i_b = i_p = \frac{V_{CC} - 0.7V}{R_p} \quad (7.32)$$

Komentar: Programirni oz. bremenski tok zrcala je tu odvisen le od nastavljivega programirnega upora R_P . V nadaljevanju bomo pokazali tudi, da lahko izvedemo razširitev tokovnih zrcal - z dodatkom paralelno vezanih bremenskih tranzistorjev z bremeni in bo zrcalo delovalo enako kot prej, pod pogojem, da napajanje V_{CC} zdrži nove tokovne obremenitve. Oglejmo si še enostaven primer !

Primer: Določi vrednost programirnega upora R_P , da bo bremenski tok zrcala znašal 10mA ! Napajanje $V_{CC} = 10V$.

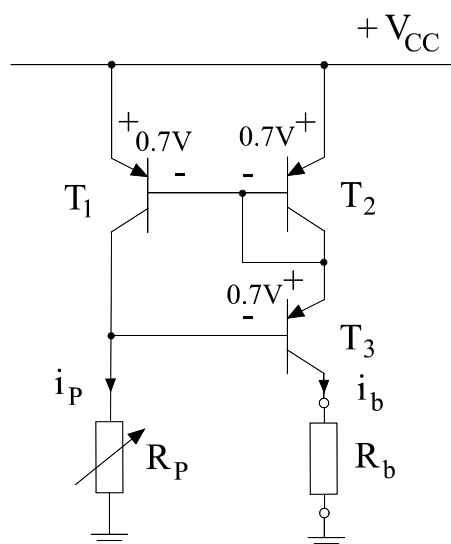
Reševanje: Vrednost R_P izračunamo iz en(7.32)

$$R_P = \frac{V_{CC} - 0.7V}{i_b} = \frac{10V - 0.7V}{10mA} = \underline{930\Omega}$$

Problem: Pri gornji obravnavi smo zanemarili Earlyjev efekt oz. spreminjanje tranzistorskega toka i_C z napetostjo v_{CE} . To ima za posledico odvisnost bremenskega toka od napetosti na bremenu in s tem na tranzistorju. Tok zrcala skozi breme se torej spreminja za različne velikosti bremena, kar ni dobro. Razmere lahko izboljšamo z dodatkom emitorskih uporov npr. $R_E = 1k\Omega$ k vsakemu emitorju, ali pa z dodatkom se enega, kaskodnega tranzistorja, kot prikazuje naslednji primer.

b) Wilsonovo tokovno zrcalo

V tem primeru dodamo še kaskodni tranzistor T_3 , ki zmanjšuje spreminjanje napetosti na programirnem tranzistorju T_1 in s tem stabilizira tok zrcala (SI 7.28).



SI 7.28 Wilsonovo tokovno zrcalo

Analiza delovanja

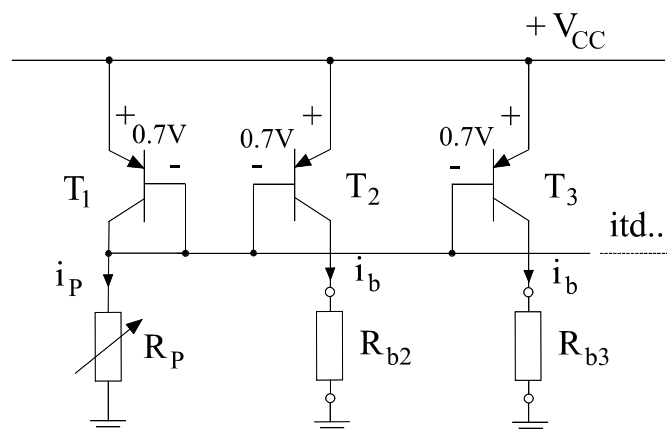
Emitorski spoji vseh treh tranzistorjev so stalno prevodno polarizirani: $v_{EBF} \sim 0.7V$. Zato je napetost točke A (kolektor T_3) proti masi vedno (SI 7.28) za dva prevodna padca na spoju nižja od napajalne napetosti: $v_A = V_{CC} - 2 \times 0.7V$. Programirni tok i_P in s tem, kot je bilo pokazano v prejšnjem primeru, tudi tok zrcala skozi breme i_b , je tu torej določen z izrazom

$$i_b = i_p = \frac{V_{CC} - 1.4V}{R_p} \quad (7.33)$$

Komentar: Omenimo še, da kaskodni tranzistor T_3 ni nujno uparjen (enak) s tranzistorjema T_1, T_2 . Prednost obravnavane sheme proti prejšnji je v večji stabilnosti oz. neodvisnosti toka zrcala i_b od velikosti bremena R_b .

c) Razširitev na več bremen z istim tokom

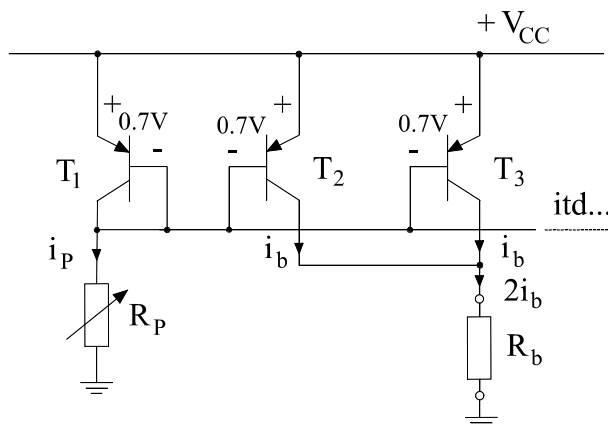
Osnovna vezja tokovnih zrcal lahko razširimo na več bremen z istim tokom $i_b = i_P$ enostavno z dodatkom novih paralelno vezanih bremenskih tranzistorjev in bremen, kot prikazuje SI 7.29. Razlaga je enaka kot prej.



SI 7.29 Razširitev tokovnega zrcala na več bremen z istim tokom: $i_b = i_P$

d) Razširitev na več bremen z različnimi toki

Osnovna vezja tokovnih zrcal lahko razširimo tudi za primer več bremen z različnimi toki i_b . Pri tem kombiniramo (združimo) toke večjih bremenskih tranzistorjev. Primer tokovnega zrcala z bremenskim tokom, dvakrat večjim od programirnega toka: $i_b = 2i_P$, prikazuje SI 7.30. Razlaga je podobna kot v prejšnjem primeru.

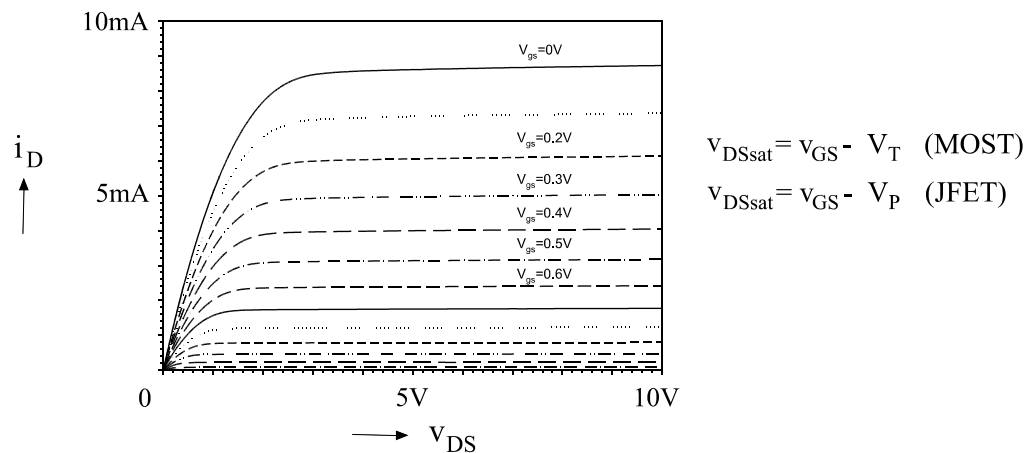
SI 7.30 Tokovno zrcalo z dvakratnim tokom bremena: $i_b = 2i_p$

Če pa vežemo kolektor tranzistorja T_2 na SI 7.30 na linijo skupne baze, analiza pokaže, da dobimo tokovno zrcalo s tokom skozi breme $i_b = i_p/2$.

Če dodamo bremenskim tranzistorjem med emitorje in napajanje $+V_{CC}$ še emitorske upore R_E , dobimo dodatno možnost (zveznega) zmanjševanja tokov i_b skozi bremena, proti programirnemu toku i_p .

7.3.2.4 Tokovni izvori s FET tranzistorji

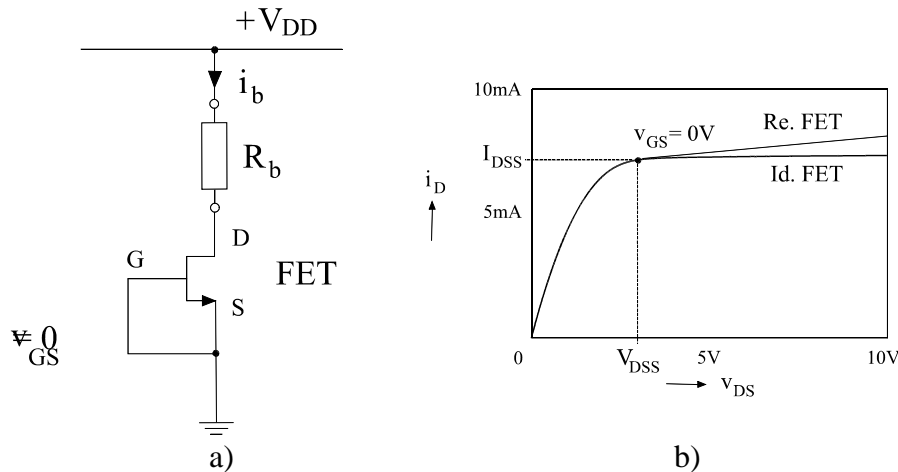
Tokovne izvore lahko enostavno in kvalitetno realiziramo tudi s tranzistorji na učinek polja oz. FETi (FET - Field Effect Tranzistor). Pri tem lahko uporabimo spojne FETe (JFET - Junction FET) ali MOS (Metal-Oxide-Semiconductor) FETe. Zaradi podobnih i/v karakteristik (SI 7.31) je filozofija v obeh primerih podobna.



SI 7.31 Karakteristika FETa

1. Tokovni izvor s FET tranzistorjem

Enostaven a dovolj učinkovit tokovni izvor z enim samim FET tranzistorjem prikazuje sl.7.32a. Kot primer smo vzeli spojni FET z n-kanalom, filozofija za ostale tipe JFET ali MOS tranzistorjev je podobna.



SI 7.32 Tokovni izvor s FET tranzistorjem(a) in karakteristika pri $v_{GS} = 0V$ (b)

Analiza delovanja

V tem primeru je vedno(SI 7.32a) $v_{GS} = 0V$. Karakteristika $v_{GS} = 0V$ je prikazana na SI 7.32b. Za vse napetosti $v_{DS} > V_{DSS}$ je torej tok tranzistorja i_D in s tem tok skozi breme i_b pri idealnem FETu konstanten, določen s tokom FETa v nasičenju I_{DSS}

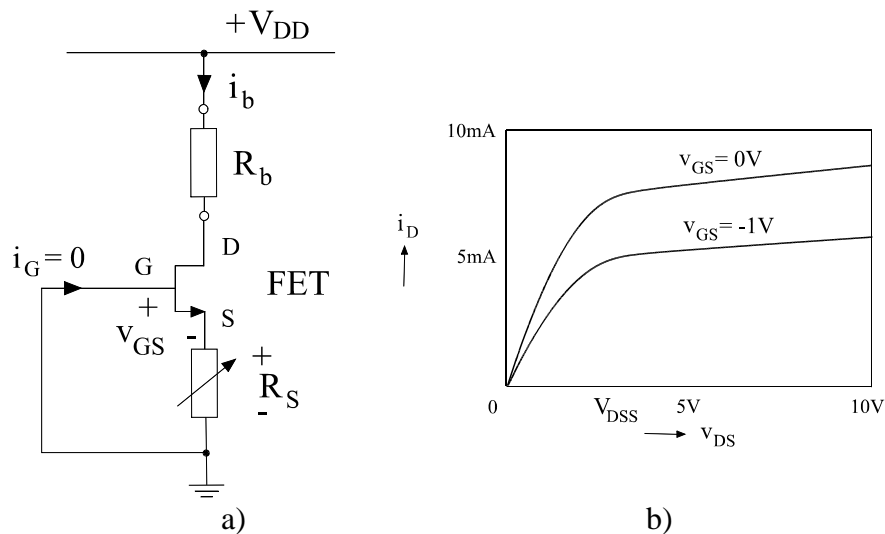
$$i_b = i_D(V_{DSS}) = I_{DSS} \quad (7.34)$$

V primeru realnega FETa pa se pri povečanju napetosti na tranzistorju za Δv_{DS} , npr. zaradi spremembe napajanja V_{DD} ali spremembe bremena R_b , poveča tok tranzistorja i_D in s tem tok izvora skozi breme za ustrezen Δi_D (SI 7.32b). Tok izvora v tem primeru torej ni konstanten in je odvisen od velikosti bremena ali napajanja, kar je slabost tega vezja. Sprememba toka je določena s strmino karakteristike v nasičenju, kar podaja četverpolni prevodnostni oz. upornostni parameter tranzistorja $g_{22} = 1/r_{22} = \Delta i_D / \Delta v_{DS}$.

V primeru idealnega FETa torej dobimo idealen tokovni izvor konstantnega toka z ničelno paralelno notranjo prevodnostjo oz. neskončno notranjo upornostjo, pri realnem FETu pa je notranja prevodnost oz. upornost generatorja končna, določena z izhodno prevodnostjo oz. upornostjo FETa $g_{22} = 1/r_{22}$.

2. Tokovni izvor s FET tranzistorjem in izvorovnim uporom

Slabosti prejšnjega vezja omilimo z dodatkom izvorovnega upora R_S (sl.7.33a).



SI 7.33 Tokovni izvor z FET tranzistorjem in izvorovnim uporom R_S (a) ter karakteristika FETa (b)

Analiza delovanja

Ker je pri FETih tok vrat zanemarljiv, $i_G = 0$, je v tem primeru $i_D = i_b$ in velja torej (SI 7.33a)

$$v_{GS} = -i_b R_S \quad (7.35)$$

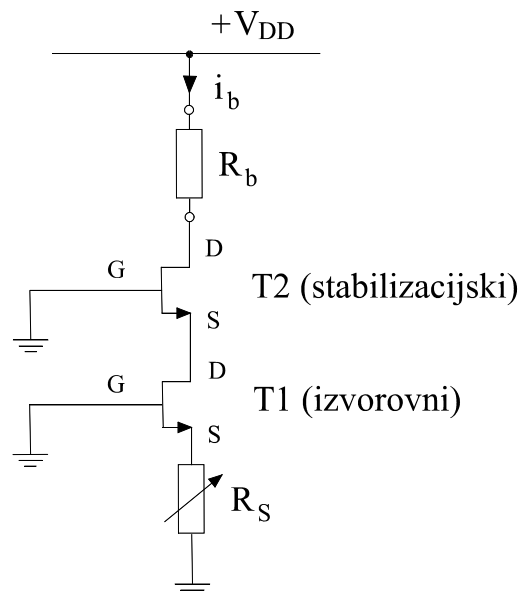
Komentar: Napetost v_{GS} in s tem (SI 7.33b) tok tranzistorja i_D ter s tem tudi tok skozi breme i_b torej tu določimo z nastavljivim izvorovnim uporom R_S .

Ta izvor je boljši od prejšnjega, ker ima manjše spreminjanje izhodnega toka oz. višjo izhodno upornost zaradi negativne tokovne povratne vezje (SI 7.33b): npr. če v_{DS} zraste, zraste i_D in s tem i_b - vendar se po en(7.35) poveča v negativni smeri v_{GS} (npr. od 0V na -1V) in se zato FET zapre, oz. tok i_D in s tem i_b se zmanjša oz. stabilizira.

3. Tokovni izvor z dvema FET tranzistorjema (FET kaskoda)

Prejšnje vezje lahko stabiliziramo z dodatkom še enega, zaporedno vezanega FETa (SI 7.34) in dobimo kaskodo, podobno kot smo videli že pri tokovnih izvorihi z bipolarnimi tranzistorji.

Videli bomo, da v tem primeru deluje izvorovni tranzistor T_1 v bistveno bolj konstantnih pogojih kot v prejšnjem primeru: v_{GS1} , v_{DS1} sta tu obe fiksirani. Zato je tok tranzistorja T_1 in s tem bremena bistveno bolj konstanten oz. neodvisen od raznih sprememb v vezju kot npr. sprememba napajanja V_{DD} ali bremena R_b .



SI 7.34 Tokovni izvor z dvema zaporednima FET tranzistorjema (FET kaskoda)

Analiza delovanja

Najprej zaradi preglednosti pri obravnavi vpliv upora R_S zanemarimo, torej sedaj postavimo $R_S = 0$. Vpliv upora R_S bomo pojasnili na koncu.

Kot že omenjeno, izvorovni tranzistor T_1 deluje tu pri konstantnih pogojih - obe napetosti FETA, v_{GS1} in v_{DS1} , sta tu fiksirani:

- Napetost v_{GS1} je tu vedno enaka 0, ker sta izvor in vrata vedno na masi (SI 7.34): $v_{GS1} = 0$.

V skladu s karakteristiko FETA (SI 7.32b) teče v tem vezju lahko le tok $i_{D1} = I_{DSS1}$, ki je obenem tudi tok izvora skozi breme i_b . Kot smo pokazali, je to pri idealnem FETu konstanten tok tudi pri spremembah napetosti v_{DS1} . Pri resničnem FETu pa se tok i_D z v_{DS} spreminja (SI 7.32b). Zato je v tem vezju poskrbljeno tudi za stabilizacijo napetosti v_{DS1} , kot sledi:

- Napetost v_{DS1} je tu vedno enaka v_{GS2} (SI 7.34). Toda, kot sledi iz karakteristike (SI 7.32b), napetost v_{GS2} se pri konstantnem toku i_{D1} skozi stabilizacijski tranzistor T_2 tudi pri znatnem spreminjanju napetosti v_{DS2} ne spreminja v znatni meri oz. je stabilizirana (konstantna). Iz povedanega sledi: $v_{DS1} = v_{GS2} = \text{const}$!

Torej deluje v tem primeru izvorovni tranzistor T_1 pri zelo konstantnih pogojih, v konstantni delovni točki (v_{GS1} , v_{DS1} so konstantne!). Posledica je konstanten tok izvora skozi breme, neodvisen od sprememb veličin v vezju kot je napajanje V_{DD} ali breme R_b .

Tudi tu lahko dodamo nastavljeni izvorovni upor R_S , ki služi za nastavljanje toka i_b in njegove stabilizacije zaradi negativne povratne tokovne vezave, kot je bilo razloženo že v prejšnjem primeru. Še vedno velja, da je napetost v_{GS1} konstantna, le da je sedaj rahlo različna od 0: $v_{GS1} = i_b R_S \sim 0 = \text{const}$. Tok izvora se torej rahlo zmanjša, neobčutljivost oz. robustnost izvora pa se ne pokvari.

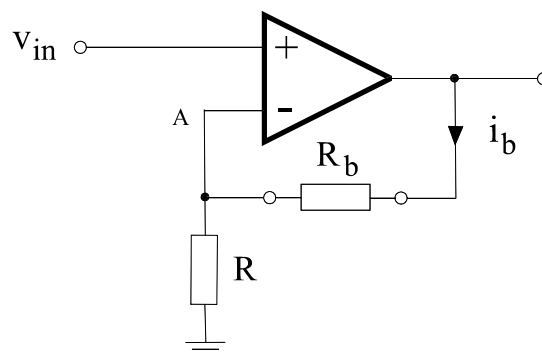
Končno omenimo, da je pogoj za dobro delovanje izvora še: $I_{DSS2} > I_{DSS1}$, torej da stabilizacijski tranzistor T_2 ne omejuje toka.

7.3.2.5 Tokovni izvori z operacijskimi ojačevalniki

Tokovne izvore lahko hitro, enostavno, poceni in kvalitetno realiziramo z uporabo operacijskih ojačevalnikov. Ogleдали si bomo nekaj tipičnih pristopov.

1. Tokovni izvor z neinvertirajočim ojačevalnikom

V tem primeru je breme R_b vezano v povratni vezavi neinvertirajočega ojačevalnika (SI 7.35).



SI 7.35 Tokovni izvor z neinvertirajočim ojačevalnikom

Analiza delovanja

Za obravnavano vezje (SI 7.35) ob uporabi I. pravila ($v^+ = v^-$) lahko zapišemo

$$v_{in} = v^+ = v^- = v_R \quad (7.36)$$

Zapišemo Kirchhoffov zakon za vozlišče A (KNZ_A) in ob upoštevanju II. pravila ($i = 0$) dobimo po Ohmovem zakonu tok izvora skozi breme i_b

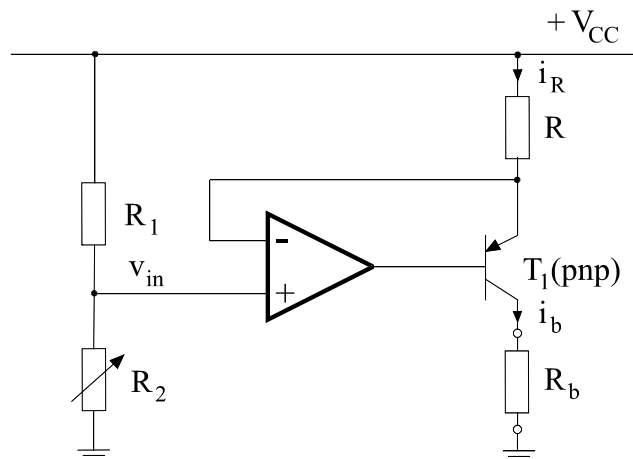
$$i_b = i_R = \frac{v_{in}}{R} \quad (7.37)$$

Komentar: Tu torej tok izvora skozi breme i_b nastavljamemo oz. programiramo po en(7.37) enostavno z vhodno napetostjo vezja v_{in} . V praksi lahko to napetost enostavno preskrbimo npr. z napetostnim delilnikom dveh uporov, kot bo prikazano v naslednjem primeru (SI 7.36).

Opozorimo še, da imamo v tem primeru ti. plavajoče breme (Floating Load), ker noben kontakt bremena ni vezan na maso. V določenih aplikacijah to lahko predstavlja problem in tedaj je treba poseči po primernejših rešitvah.

2. Tokovni izvor z operacijskim ojačevalnikom in bipolarnim tranzistorjem

Z operacijskim ojačevalnikom in bipolarnim tranzistorjem lahko hitro in enostavno izvedemo visokokvaliteten tokovni izvor. Vezje, v tem primeru z pnp tranzistorjem, prikazuje SI 7.36.



SI 7.36 Tokovni izvor z operacijskim ojačevalnikom in pnp tranzistorjem

Analiza delovanja

Za obravnavano vezje (SI 7.36) ob uporabi I. pravila ($v^+ = v^-$) lahko zapišemo za napetost na upor R : $v_R = V_{CC} - v_{in}$. Ker je pri bipolarnem tranzistorju bazni tok majhen ($i_B \sim 0$) in ob upoštevanju II. pravila ($i^- = 0$), je tok skozi breme enak toku skozi upor R in velja

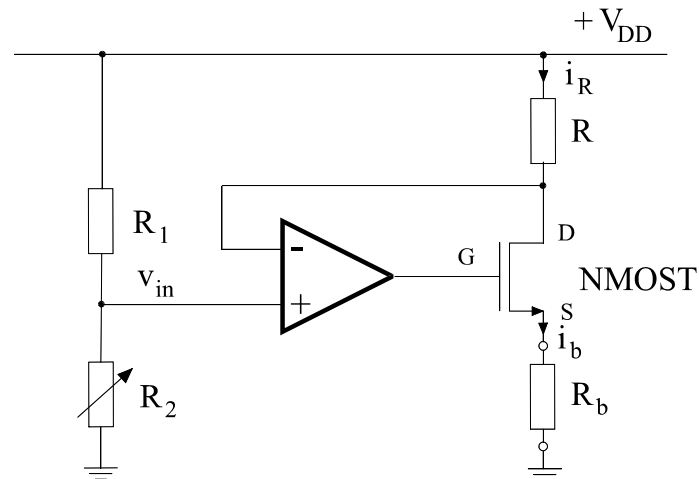
$$i_b = i_R = \frac{V_{CC} - v_{in}}{R} \quad (7.38)$$

V tem primeru lahko torej tok izvora skozi breme nastavljamoz. programiramo z vhodno napetostjo v_{in} . V tem primeru (SI 7.36) napetost v_{in} zagotovimo z napetostnim delilnikom R_1/R_2 .

Prednost tega pristopa je, da v izrazu za tok i_b , en(7.38), ne nastopajo temperaturno precej odvisne tranzistorske veličine kot npr. v_{BE} , i_C itd. temveč je tok odvisen le od relativno stabilnih elementov V_{CC} , R , v_{in} oz. R_1 , R_2 . Zato je ta tokovni izvor relativno neodvisen od temperature. Nadaljnja prednost tega vezja je tudi ozemljeno breme.

3. Tokovni izvor z operacijskim ojačevalnikom in FET tranzistorjem

Z operacijskim ojačevalnikom in FETom lahko realiziramo tokovni izvor podobno kot v prejšnjem primeru. Položaj je tu se ugodnejši, ker je pri FETu vhodni tok i_G v resnici zanemarljiv: $i_G = 0$ in zato natančno drži $i_R = i_b$. Vezje, v tem primeru z MOS FET tranzistorjem z n-kanalom, prikazuje SI 7.37.



SI 7.37 Tokovni izvor z operacijskim ojačevalnikom in NMOS tranzistorjem

Analiza delovanja

Obravnavanje je podobno kot v prejšnjem primeru. Ob uporabi I. pravila ($v^+ = v^-$) lahko zapišemo za napetost na upor R : $v_R = V_{DD} - v_{in}$. Ker je pri MOS tranzistorju tok vrat zanemarljiv ($i_G = 0$), ob upoštevanju II. pravila ($i^- = 0$) sledi, da je tok skozi breme enak toku skozi upor R in velja

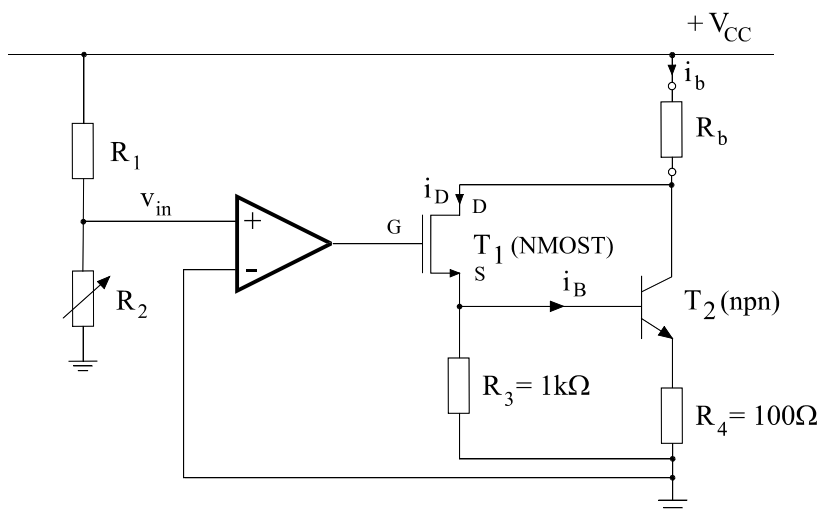
$$i_b = i_R = \frac{V_{DD} - v_{in}}{R} \quad (7.39)$$

Podobno kot v prejšnjem primeru tudi tu tok tokovnega izvora skozi breme nastavljamoz. programiramo z vhodno napetostjo v_{in} , ki jo preskrbimo tu z napetostnim delilnikom R_1/R_2 .

Prednost obravnavanega pristopa je, da v izrazu za tok i_b , en(7.39), nastopajo le temperaturno precej neodvisne veličine V_{DD} , R ter v_{in} oz. R_1 , R_2 . Zato je ta tokovni izvor relativno neodvisen od temperature. Nadaljnja prednost tega vezja je tudi ozemljeno breme.

4. Tokovni izvor z operacijskim ojačevalnikom, FET tranzistorjem in bipolarnim tranzistorjem

Zmogljivejši tokovni izvor za višje toke skozi breme i_b dobimo, če na izhod FETa dodamo bipolarni tranzistor, ki je običajno tokovno bolj zmogljiv od FETa. Vezje, v tem primeru z MOS FET tranzistorjem z n-kanalom in izvorovnim bipolarnim npn tranzistorjem, prikazuje SI 7.38.



SI 7.38 Tokovni izvor z operacijskim ojačevalnikom, NMOS tranzistorjem in bipolarnim npn tranzistorjem

Analiza delovanja

Obravnava je podobna kot v prejšnjem primeru, le da tu izvorovni tranzistor T_2 odpiramo s FET tranzistorjem ($i_D \sim i_B$). Zaradi bipolarnega tranzistorja na izhodu ima ta tokovni izvor dobro tokovno zmogljivost v razredu nekaj [100mA]. Za še višje toke bi bilo primerno bipolarni tranzistor nadomestiti z Darlington parom tranzistorjev.

7.3.3 NAPETOSTNI IZVORI

7.3.3.1 Uvod

Pogosto senzorji potrebujejo za pravilno delovanje konstantno napetost. V sensoriki je napetostni izvor običajno neko relativno enostavno vezje, ki daje na svojem izhodu konstantno napetost, torej neodvisno od raznih sprememb parametrov okolice ali vezja kot npr. od spremembe temperature T , toka skozi izvor oz. breme i_b , velikosti bremena R_b itd.

Za napetostni izvor srečamo še druga imena kot npr. napetostni generator, napetostni regulator ali napetostna referenca.

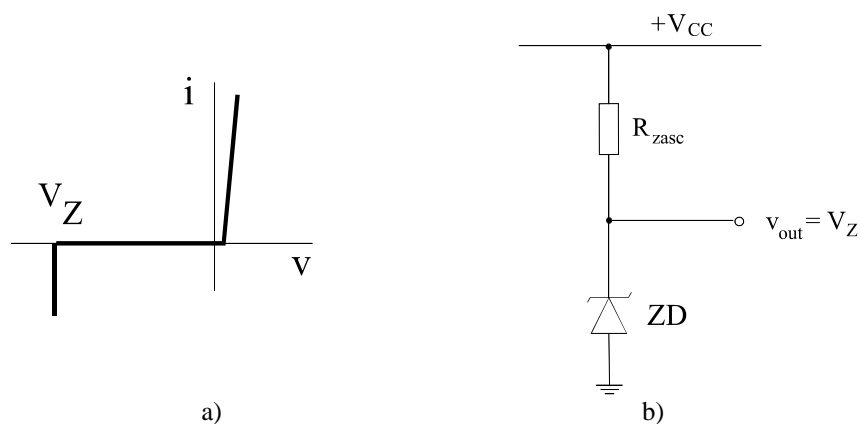
Napetostne izvore delimo običajno v dve skupini, glede na osnovni pojav, ki ga uporabimo pri realizaciji

- Zenerjeve reference
- Bandgap reference

V nadaljevanju si bomo ogledali nekaj tipičnih primerov napetostnih izvorov.

7.3.3.2 Napetostni izvor z Zener diodo

Osnova je v tem primeru Zener dioda v zaporni smeri. Karakteristika Zener diode je prikazana na Sl 7.39a. Napetostni izvor z Zener diodo je prikazan na Sl 7.39b.



Sl 7.39 Karakteristika Zener diode (a) in napetostni izvor z Zener diodo (b)

Analiza delovanja

Iz $i(v)$ karakteristike (SI 7.39a) vidimo, da je Zener dioda v zaporni smeri element, ki ne dopušča na svojih sponkah višje napetosti od Zenerjeve prebojne napetosti V_Z . Pri $v > V_Z$ dioda prebije, tok neomejeno narašča.

Preboj sam po sebi diode ne poškoduje oz. uniči. Do uničenja pride šele pri električni preobremenitvi, če tok oz. napetost preveč zraste, da je moč in s tem segrevanje večje od nazivne (tudi: nominalne ali maksimalne dopustne) moči elementa P_n . Tedaj namreč temperatura v diodi preseže maksimalno dopustno temperaturo T_{max} in zaradi previsokih temperatur sledi uničenje elementa.

Izhodna napetost izvora je torej določena enostavno z Zenerjevo napetostjo dane diode (SI 7.39b). Pri proizvajalcih lahko izbiramo med diodami z različnimi Zenerjevimi napetostmi.

Najmanj se s temperaturo spreminja napetost na diodi z Zenerjevo napetostjo $V_Z = 6.2V$, ki jo zato imenujemo tudi referenčna dioda. Če izberemo torej referenčno Zenerjevo diodo, z Zenerjevo referenčno napetostjo $V_Z = 6.2V$, bo tak napetostni izvor temperaturno stabiliziran.

Zaščitni upor R_{zasc} dodamo zaradi omejitve toka diode, v skladu z enačbo

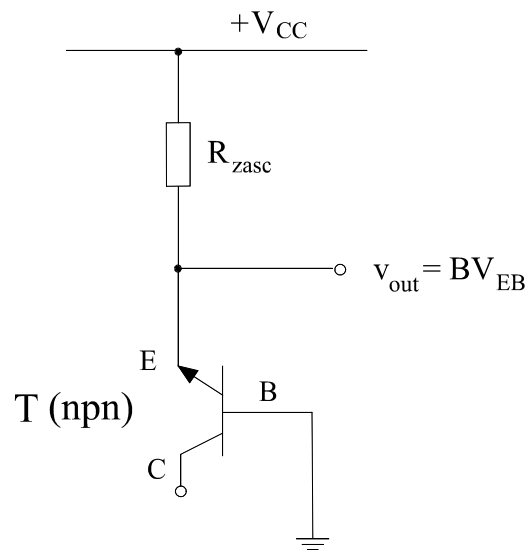
$$i = \frac{V_{CC} - V_Z}{R_{zasc}} \quad (7.40)$$

7.3.3.3 Napetostni izvor z bipolarnim tranzistorjem

Včasih ni na razpolago primerne Zener diode, medtem ko so bipolarni tranzistorji praktično vedno pri roki, tako v diskretni obliki (čip) za tiskana vezja ali v integrirani obliki v nekem integriranem vezju. Tedaj pogosto Zener diodo iz prejšnjega primera nadomestimo s podobnim emitorskim spojem bipolarnega tranzistorja, s tipično prebojno napetostjo (Breakdown Voltage) BV_{EB} okrog 6-8 V in zato s podobnim temperaturno stabiliziranim delovanjem kot referenčna Zener dioda. Na SI 7.40 je prikazan napetostni izvor z bipolarnim npn tranzistorjem, kjer je uporabljen namesto Zener diode emitorski spoj, kolektor pa je v tem primeru v zraku.

Analiza delovanja

Razlaga je enaka kot v prejšnjem primeru, le da je tu izhodna napetost izvora določena s prebojno napetostjo emitorskega spoja, ki znaša tipično $BV_{EB} \sim 6-8V$, odvisno od strukture emitorskega spoja oz. tipa tranzistorja.



SI 7.40 Napetostni izvor z bipolarnim npn tranzistorjem

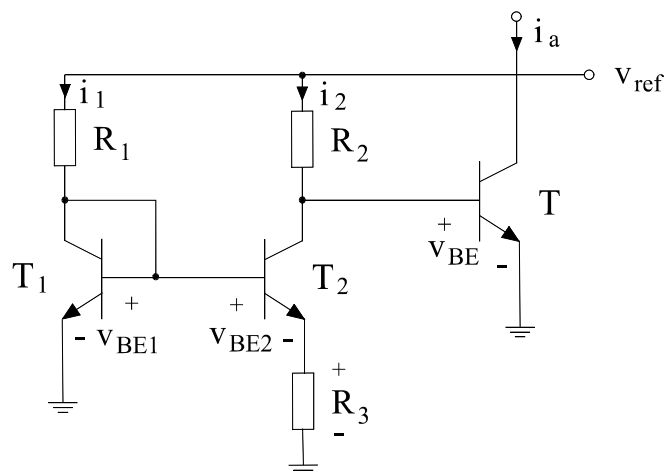
Komentar: Prednost tega kot tudi predhodnega vezja je enostavnost. Slabost obeh vezij je v nizki izhodni napetosti temperaturno stabiliziranih (referenčnih) izvorov, ki je omejena na okrog 6V ter relativno visoka odstopanja lastnosti (tolerance) Zenerjevih in emitorskih diod in relativno visok šum. Zato se običajno raje odločimo za bandgap reference.

7.3.3.4 Bandgap reference

1. Uvod

Temperaturno stabilizacijo oz. kompenzacijo dosežemo v tem primeru s kombinacijo dveh nasprotno delujočih temperaturnih efektov: temperaturna odvisnost napetosti na emitorskem spoju bipolarnega tranzistorja $v_{EB}(T)$, ki znaša $-2\text{mV}/^\circ\text{C}$ in razlike napetosti emitorskih spojev dveh bipolarnih tranzistorjev Δv_{EB} , ki linearno raste z absolutno temperaturo oz. kratko PTAT (Proportional-To-Absolute-Temperature) izhod. Omenjeni efekti kot tudi njihova uporaba za izvedbo napetostnih izvorov (bandgap reference) so podrobno obdelani v poglavju o silicijevih senzorjih temperature.

Osnovni primer vezja bandgap reference prikazuje SI 7.41. Kot omenjeno, je vezje sestavljeno iz dveh delov: PTAT del vezja, ki ga sestavljata tranzistorja T_1 in T_2 , ter v_{BE} del vezja, ki ga tvori izhodni tranzistor T .



SI 7.41 Bandgap referenca

Analiza delovanja

V skladu s SI 7.41 je referenčna napetost v_{ref} podana z izrazom

$$v_{ref} = i_2 R_2 + v_{BE} \quad (7.41)$$

Tok i_2 je enak toku i_3 , ob zanemaritvi baznih tokov (kar je običajno dobro izpolnjeno, saj je tipično $\beta \sim 100$ ali več). Tok i_3 določimo z Ohmovim zakonom na upor R_3 , pri čemer je na upor R_3 napetost Δv_{BE} določena po KTZ z izrazom $\Delta v_{BE} = v_{BE1} - v_{BE2}$. Tako je torej tok i_2 določen z izrazom $i_2 = i_3 = \Delta v_{BE}/R_3$. Če to upoštevamo v en(7.41), dobimo za referenčno napetost izvora izraz

$$v_{ref} = v_{BE} + \frac{R_2}{R_3} \Delta v_{BE} \quad (7.42)$$

En(7.42) podaja osnovo za temperaturno kompenzacijo tega izvora: če npr. temperatura zraste, se prvi člen, napetost v_{BE} , zmanjša ($\sim -2\text{mV}/^\circ\text{C}$), medtem ko se drugi člen, PTAT napetost Δv_{BE} , poveča uteženo z razmerjem uporov R_2/R_3 . S primernim izborom tega razmerja lahko dosežemo, da sta omenjeni spremembi napetosti nasprotno enaki. Spremembe referenčne napetosti tedaj ne bo, izvor je torej temperaturno kompenziran.

2. Analiza temperaturne odvisnosti $v_{ref}(T)$

Podrobnejša obravnava omenjenih temperaturnih pojavov in PTAT vezij je podana v poglavju o silicijevih senzorjih temperature. V nadaljevanju bomo tu podali le kratko analizo temperaturne odvisnosti referenčne (izhodne) napetosti v_{ref} obravnavanega izvora.

Kot je bilo omenjeno, se pri spremembi temperature spremeni napetost na emitorskem spoju, tipično za $\sim -2\text{mV}/^\circ\text{C}$. Točneje to podaja enačba

$$v_{BE}(T) = V_{g0} \left(1 - \frac{T}{T_0}\right) + v_{BE0} \frac{T}{T_0} + n \frac{kT}{q} \ln \frac{T}{T_0} + \frac{kT}{q} \ln \frac{i_C}{i_{C0}} \quad (7.43)$$

kjer je $V_{g0} = 1.22\text{eV}$... širina energijske reže (bandgap) v siliciju pri $T = 0^\circ\text{K}$

T ... absolutna temperatura [K]

n ... faktor idealnosti (ideality factor) spoja, tipična vrednost okrog 1.5

i_C, i_{C0} ... tok kolektorskega spoja in njegov tok nasičenja

v_{BE0} ... napetost na spoju pri neki izhodiščni temperaturi T_0 (običajno 25°C)

Po drugi strani PTAT člen Δv_{BE} v en(7.42) kaže linearno odvisnost od absolutne temperature. Kot je pokazano pri obravnavi silicijevih senzorjev temperature, to opišemo z izrazom

$$\Delta v_{BE}(T) = \frac{kT}{q} \ln \frac{i_{C1}}{i_{C2}} \quad (7.44)$$

kjer sta i_{C1}, i_{C2} ... kolektorska toka obeh tranzistorjev PTAT celice, T_1, T_2 (SI 7.41). V tem primeru enakih tranzistorjev se morata torej za dobro PTAT delovanje kolektorska toka razlikovati, tipično izberemo $i_{C1}/i_{C2} = 10$ oz. $R_2/R_1 = 10$.

Temperaturna kompenzacija napetostnega izvora pomeni, da se pri spremembi temperature napetost izvora v_{ref} ne spremeni. Pogoji za temperaturno kompenzacijo se torej ob upoštevanju en(7.42) glasi

$$\frac{\partial v_{ref}}{\partial T} = 0 = \frac{\partial v_{BE}}{\partial T} + \frac{R_2}{R_3} \frac{\partial \Delta v_{BE}}{\partial T} \quad (7.45)$$

Pri odvajanju se izkaže, da sta v izrazu za $v_{BE}(T)$ tretji in četrti člen zanemarljiva in sledi dalje

$$= -\frac{V_{g0}}{T_0} + \frac{v_{BE0}}{T_0} + \frac{R_2}{R_3} \frac{k}{q} \ln \frac{i_{C1}}{i_{C2}} \quad (7.46)$$

Pogoj za temperaturno kompenzacijo obravnavanega izvora tako lahko zapišemo v končni obliki

$$V_{g0} = 1.22eV = v_{BE0} + \frac{R_2}{R_3} \frac{kT_0}{q} \ln \frac{i_{C1}}{i_{C2}} \quad (7.47)$$

Oglejmo si to na preprostem primeru !

Primer: Določi vrednosti uporov za temperaturno kompenzacijo izvora na SI 7.41 ! Izhodiščna temperatura naj bo sobna temperatura (20°C), razmerje kolektorskih tokov v PTAT celici naj bo 10.

Reševanje: V pogoj za temperaturno kompenzacijo (7.47) vstavimo tipične podatke pri sobni temperaturi (20°C oz. $T_0 = 293^\circ\text{K}$): $v_{BE0} = 620\text{mV}$, $kT_0/q = 26\text{mV}$ in dobimo

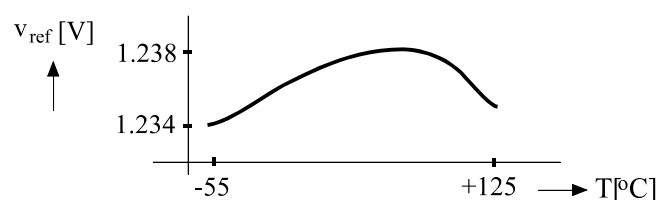
$$1.22eV = 0.62V + \frac{R_2}{R_3} 26\text{mV} \ln 10 \quad \text{oz.} \quad \frac{R_2}{R_3} = \underline{10}$$

Ker je zahtevano razmerje kolektorskih tokov $i_{C1}/i_{C2} = 10$, mora biti razmerje kolektorskih uporov $R_2/R_1 = 10$ (SI 7.41). Med upori torej veljajo relacije, kar je obenem tudi pogoj za temperaturno kompenzacijo izvora

$$R_2 = 10 R_1 = 10 R_3 \quad \text{oz.} \quad R_1 = R_3 = R_2 / 10$$

Tipične vrednosti uporov bi torej lahko izbrali npr. $R_1 = R_3 = 600\Omega$, $R_2 = 6\text{k}\Omega$.

Tipičen izmerjen potek spreminjanja napetosti bandgap napetostnega izvora v_{ref} s temperaturo prikazuje SI 7.42 (pozor na skalo na ordinati !). V širokem področju temperatur okrog sobne temperature lahko torej pričakujemo spremembo izvora v razredu le nekaj [mV], kar je glede na relativno enostavnost obravnavanega vezja odličen rezultat.



SI 7.42 Tipična temperaturna odvisnost referenčne napetosti bandgap izvora

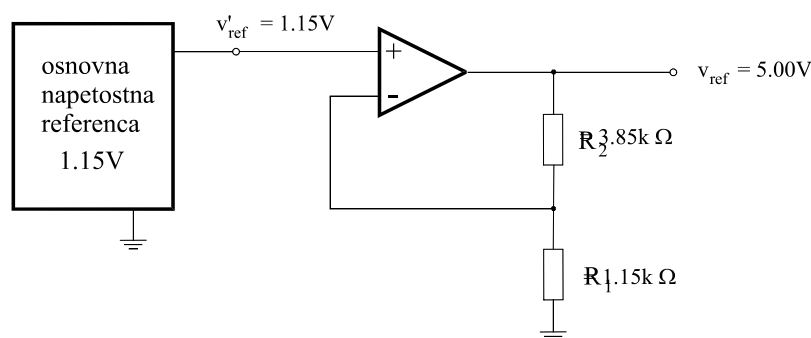
Za zaključek omenimo še, da imajo bandgap reference poleg dobre temperaturne stabilnosti tudi nizek šum. Slabost teh vezij je predvsem v omejitvi na nizke izhodne referenčne napetosti okrog 1V. Za višje referenčne napetosti dodajamo ustrezne dodatne elemente. V nadaljevanju si bomo ogledali nekaj primerov.

3. Bandgap referenca z več tranzistorji

Referenčno napetost lahko povečamo z dodatkom zaporedno vezanih tranzistorjev k osnovnemu izvorovnemu (izhodnemu) T tranzistorju na SI 7.41. Pri tem se napetosti na EB spojih seštevajo in rezultat je višja referenčna napetost v_{ref} . Analiza je podobna kot v prejšnjem primeru.

4. Bandgap referenca z neinvertirajočim ojačevalnikom

Izhodno referenčno napetost lahko povečamo tudi z dodatkom primerne ojačevalne stopnje na izhod osnovnega bandgap vezja na SI 7.41. Na SI 7.43 je prikazana bandgap referenca z neinvertirajočim ojačevalnikom, ki dvigne osnovno referenčno napetost, npr. 1.15V, na izhodno vrednost 5.00V.



SI 7.43 Bandgap referenca z neinvertirajočim ojačevalnikom

Analiza delovanja

V skladu z ugotovljenimi lastnostmi neinvertirajočega ojačevalnika je izhodna referenčna napetost v_{ref} vezja na SI 7.43 podana z izrazom

$$\begin{aligned} v_{ref} &= \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) v'_{ref} = \left(1 + \frac{3.85k\Omega}{1.15k\Omega}\right) 1.15V \\ &= (1.15 + 3.85)V = \underline{5.00V} \end{aligned} \quad (7.48)$$

Do istega rezultata pridemo lahko tudi z enostavnim premislekom: ob upoštevanju pravila I ($v^+ = v^-$) je na upor $R_1 = 1.15\text{k}\Omega$ napetost 1.15V in torej teče tok 1mA . Ob upoštevanju pravila II ($i^- = 0$) je tudi tok na R_2 enak 1mA in zato napetost 3.85V . Napetost na obeh uporih in s tem napetost izvora je torej 5.00V .

Za zaključek poglavja še omenimo, da bo podrobnejša obravnava bandgap vezij podana v poglavju o silicijevih senzorjih temperature.

Literatura

- R.B.Northrop, "Instrumentation and Measurements", CRC Taylor&Francis, 2005
C.D.Johnson, "Process Control Instrumentation Technology", Prentice-Hall, 1997
S.M.Sze, "Semiconductor Sensors", J.Wiley&Sons, 1994
J.W.Gardner, "Microsensors", J.Wiley&Sons, 1994
W.Goepel, J.Hesse, J.N.Zemel, "Sensors, Vol.1-Fundamentals and General Aspects", VCH, 1989
P.Horowitz, W.Hill, "The Art of Electronics", Cambridge University Press, 1997
M.B.Histand, D.G.Alciatore, "Introduction to Mechatronics and Measurement Systems", McGraw-Hill, 1999
G.Clayton, S.Winder, "Operational Amplifiers", Newnes, 2000
J.Fraden, "Handbook of Modern Sensors", American Institute of Physics-AIP, 1997
J.P.Bentley, "Principles of Measurement Systems", Pearson PrenticeHall, 2005