Løsningsforslag øving 8

a Utgangsimpedans z_0 kan defineres med formelen

$$z_0 = \frac{de_0}{di_0} \quad (1)$$,

der e_0 er utgangsspenning og i_0 er strømmen som trekkes fra utgangen. Denne likningen er kort og godt Ohms lov på differensiell form. Dersom impedansen ikke er den samme i alle arbeidspunkt, oppgis oftest en maksimalverdi for enhetens utgangsimpedans.

I figur 1 i oppgaveteksten er R_s sensorens utgangsimpedans.

Inngangsimpedans z_i kan tilsvarende defineres ved

$$z_i = \frac{de_i}{di_i} \quad (2)$$,

der e_i er spenningen som påtrykkes enhetens inngangsterminal(er) og i_i er den resulterende strømmen inn på terminalen(e). Oftest oppgis en garantert minimumsverdi for z_i.

b Først en kommentar til oppgaveteksten: Oppgaven setter som krav at feilspenningen på sensorens utgang skal være mindre enn $\frac{1}{2}V_{LSB}$ (halvparten av kvantiserings-spranget) for A/D-omsetteren. Sensor-signalet skal imidlertid skaleres før A/D-omsetting, og det er da mer naturlig å kreve at den *skalerte* feilspenningen ikke skal overstige $\frac{1}{2}V_{LSB}$. Dette er basis for utregningen nedenfor.

Maksimalt tillatte feilspenning på sensorens utgang blir:

$$\delta e_{0,\,max} = \left(\frac{1}{2} \cdot \frac{9-2}{2^8-1}\right)V = 13{,}7mV \quad (3)$$

Den største strømmen en kan tillate på utgangen av sensoren er da

$$i_{0,\,max} = \frac{\delta e_{0,\,max}}{R_{s,\,max}} = \frac{13{,}7mV}{10\Omega} = 1{,}37mA \quad (4)$$.

Inngangsresistansen R_i i påfølgende blokk må dermed oppfylle kravet

$$R_{i,\,min} = \frac{e_{0,\,max}}{i_{0,\,max}} = \frac{9V}{1{,}37mA} = 6{,}56k\Omega \quad (5)$$

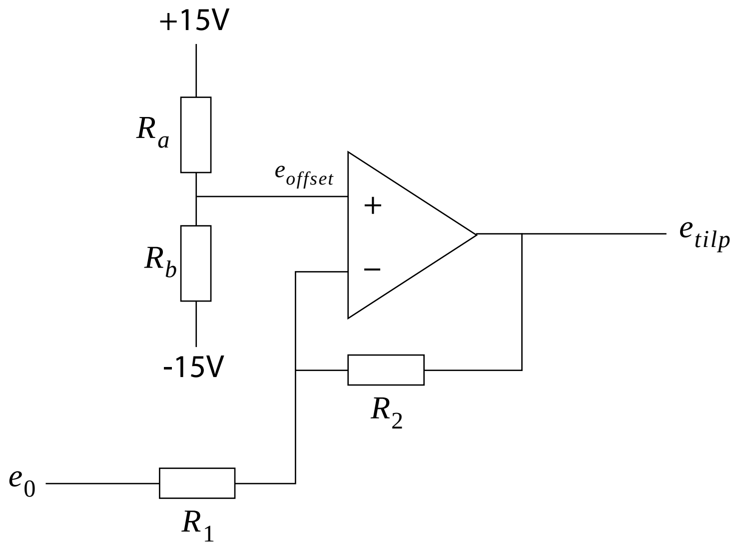
I dette tilfellet antar vi at inngangsresistansen R_i går til jord.

En alternativ utregningsmåte, som medfører samme svar for $R_{i,\,min}$, er bruk av spenningsdeling mellom R_i og R_s. Vi bruker i dette tilfellet samme krav for spenning over R_s (max. 1/2 V_{LSB}).

c Signaltilpasningen kan gjøres på nærmest uendelig mange måter, men et viktig kriterium for valg av løsning er minimalisering av antall komponenter.

Kretsen vi skal konstruere skal skalere ned sensorsignalet og forskyve det (offset-justere) slik at det blir liggende i intervallet $[0, 5]V$. En ikke-inverterende OPA-basert forsterkerkrets kan ha svært stor inngangsimpedans, men den vil ha forsterkning $K \geq 1$ og kan derfor ikke brukes uten et påfølgende trinn med forsterkning mindre enn 1.

Alternativt kan en basere kretsen på et inverterende forsterkertrinn. Dette gir et fortegnsskift i signalet, noe som kan kompenseres for enten ved enda et inverterende trinn eller i programvare. Vi skal her anta at den siste løsningen er akseptabel, slik at vi tillater et netto fortegnsskift i den analoge delen av systemet. Figur 2 viser en mulig implementasjon av signaltilpasningen:



Figur 2: Krets for signaltilpasning

Utgangsspeningen e_{tilp} er gitt ved

$$e_{tilp} = -\frac{R_2}{R_1}e_0 + \frac{R_1 + R_2}{R_1}e_{offset} \quad (6)$$

Nødvendig forsterkning i kretsen er gitt ved

(7)

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{5 - 0}{9 - 2} = 0{,}714 \quad R_2 = 0{,}714R_1 \quad (8)$$

slik at vi får

$$e_{tilp} = -0{,}714e_0 + 1{,}714e_{offset}. \quad (9)$$

e_{offset} skal tilfredsstille likningen

$$e_{tilp}\big|_{e_0 = 2V} = 5V \quad (10)$$

Løser denne mhp. e_{offset} og får

$$e_{offset} = 3{,}75V \quad (11)$$

Det er nå trivielt å finne passende verdier for R_a og R_b.

R_1 og R_2 kan finnes på følgende måte:

Når OPAen ikke er i metning, vil spenningen på den negative inngangen alltid være lik e_{offset}. Maksimal strøm inn gjennom R_1 er da gitt ved

$$i_{0,\,max} = \frac{e_{0,\,max} - e_{offset}}{R_1} \quad (12)$$

Dette gir videre

$$\begin{aligned} R_{1,\,min} &= \frac{e_{0,\,max} - e_{offset}}{i_{0,\,max}} \\ &= \frac{9V - 3{,}75V}{1{,}37mA} \\ &= 3{,}83k\Omega \end{aligned} \quad (13)$$

Legger inn en margin og velger

$$R_1 = 5k\Omega \quad (14)$$

Fra likning 7 har vi nå umiddlebart

$$R_2 = 3{,}57k\Omega \quad (15)$$

Kommentar:

En inverterende forsterkers inngangsimpedans er lik resistansen mellom inngangssignalet og OPAens negative inngang, i vårt tilfelle R_1. Dette gir $R_{1,\,min} = 6{,}56k\Omega$ (likning 5). Utgangspunktet for en slik betraktning er at OPAens positive inngang, og dermed også den negative inngangen, ligger på jordpotensialet ($0V$).

I vår krets ligger imidlertid OPAens innganger på et høyere potensiale, nemlig $3{,}75V$, og vi kan dermed klare oss med en mindre R_1 uten å trekke for mye strøm fra sensorutgangen. Legg likevel merke til at $R_1 = 6{,}56k\Omega$ er et konservativt “standard svar” som også tilfredsstiller de krav vi har satt til kretsen.

d Bias-strømmen i_b på $400nA$ fører til en stasjonær feil i spenningen : e_i

$$\begin{aligned} \delta e_i &= R_f\, i_b \\ &= R_f \cdot 400 \cdot 10^{-9} \end{aligned} \quad (16)$$

Vi har at

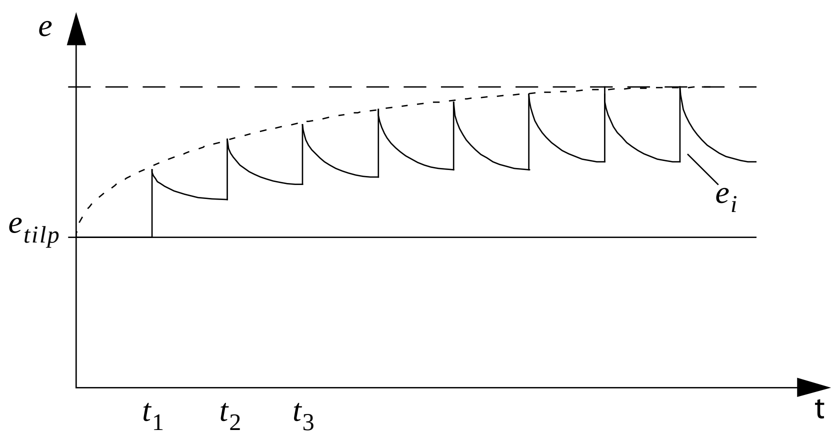
$$\frac{1}{2}V_{LSB} = \frac{1}{2}\cdot\frac{5-0}{2^8-1}$$
$$= 9{,}8mV \qquad (17)$$

Dette gir kravet

$$R_f \le \frac{\frac{1}{2}V_{LSB}}{i_b}$$
$$= 24{,}5k\Omega \qquad (18)$$

e Feil i A/D-omsettingen som følge av filteret:

1. Når R_fC_f er stor sammenlignet med tasteintervallet for hver kanal, vil følgende skje: C_f får overført en ladning fra DAC-kondensatoren ved sampling. Denne ladningen fører til en liten endring av spenningen over C_f (e_i i figuren i oppgaveteksten), slik at utgangen av filteret blir feil. Siden C_f oftest er mye større enn DAC-kondensatoren vil feilen i første omgang være liten. Men pga. filterets store tidskonstant rekker ikke den overførte ladningen å dissipere ut gjennom R_f før neste sampling. Ved starten av neste tasting har derfor filteret fortsatt en feilspenning. Denne blir forsterket ved at en ny porsjon ladning overføres fra DAC-kondensatoren til . C_f På denne måten akkumuleres ladning i filteret helt til det oppstår en likevekt, dvs når total ladningsstrøm gjennom R_f i tiden mellom to samplinger akkurat tilsvarer ladningen overført fra DAC-kondensatoren til C_f ved hver sampling. Resultatet er at A/D-omsetteren analog spenning med en stasjonær feil. Feilen er konstant når det analoge signalet er konstant, og feilen avtar med økene signalspenning.



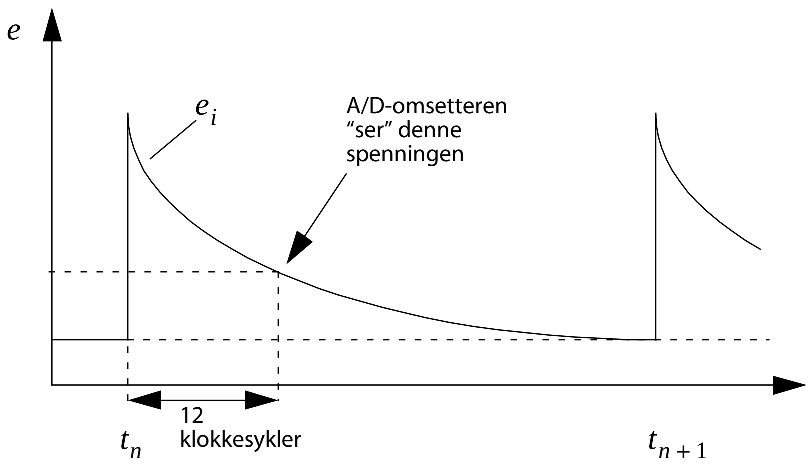
Figur 3: Skisse av spenningen over C_f ved for stor filtertidskonstant.

1. Problemet er illustrert i figur 3, der e_{tilp} er spenningen på filterets inngang, dvs. den spenningen vi ønsker å A/D-omsette, mens e_i er spenningen på A/D-omsetterens inngang, jfr. fig. 1 i oppgaveteksten.

2. Det oppstår en annen, men liknende effekt hvis filterets tidskonstant er stor sammenlignet med samplings*tiden*: Som i punkt 1 får C_f tilført en viss mengde ladning hver gang den koples til DAC-kapasitansen, og denne ladningen rekker ikke å dissipere ut gjennom R_f før "bryteren" i den analoge multiplekseren åpnes igjen (etter 12 klokkesykler iflg. figur 3 i oppgaveteksten). A/D-omsetteren omsetter nå til digital form spenningen over DAC-kapasitansen, som tilsvarer den feilaktige spenningen over C_f ved det tidspunktet da bryteren ble åpnet.

   Når $R_f C_f$ er liten i forhold til tiden mellom påfølgende samplinger, vil effekten beskrevet i punkt 1 bli neglisjerbar fordi filteret rekker å svinge seg inn før neste sampling av denne analoge kanalen finner sted. Feilen i den A/D-omsatte verdien vil derfor være langt mindre i dette tilfellet enn i tilfelle 1, fordi vi ikke har noen *akkumulert* feil.

   Figur 4 illustrerer dette:



Figur 4: Skisse av spenningsforløpene i tilfelle 2.

3. Hvis $R_f C_f$ er liten i forhold til tiden da bryteren i den analoge multiplekseren er koplet inn, vil begge effektene beskrevet ovenfor bli neglisjerbare. Et potensielt problem i dette tilfellet er at et filter med så liten tidskonstant gir svært liten demping av høyfrekvent støy. Det er derfor ikke noe mål å gjøre tidskonstanten "så liten som mulig"; en må finne et kompromiss.

For alle tilfellene beskrevet ovenfor gjelder at C_f bør være mye større enn A/D-omsetterens (holdeelementets) innebygde kapasitans. Dette kommer klart fram av følgende eksempel:

Anta at DAC-kapasitansen C_{DAC} har en spenning V_{DAC} etter å ha samplet forrige kanal. Anta videre at C_f har en initiell spenning V_f før samplingen begynner. I det "bryteren" kopler de to kapasitansene sammen vil ladningen umiddelbart fordeles slik at de to spenningene blir like (vi ser da bort fra A/D-omsetterens interne resistans). Den nye spenningen blir da

$$V = \frac{C_f V_f + C_{DAC} V_{DAC}}{C_f + C_{DAC}} \quad (19)$$

og det er trivielt å se at denne størrelsen går mot den *riktige* spenningen V_f når $\frac{C_f}{C_{DAC}} \to \infty$.

Signalet vårt inneholder interessante frekvenser opp til $150 Hz$. Vi bør derfor ikke legge filterbåndbredden lavere enn denne frekvensen. I henhold til det ovenstående bør heller ikke båndbredden ligge svært mye høyere enn dette, for vi ønsker å dempe (og hindre nedfolding av) støy med høyere frekvens enn $150 Hz$. Vi får defor

$$\frac{1}{R_f C_f} \approx 150 \cdot 2\pi s^{-1}$$

$$R_f C_f \approx 1{,}06 ms \quad (20)$$

Videre skal filterets tidskonstant være *liten* i forhold til både tasteintervallet på $1 ms$ og samplingstiden på 12 klokkesykler, dvs. $6 \mu s$. "Liten" betyr i praksis et størrelsesforhold på *ca. 5* (fem tidskonstanter etter et påtrykt sprang har en førsteordens transferfunksjon svingt seg bra inn mot den nye asymptoten). Dette indikerer at vi bør velge

$$R_f C_f \approx 1 \mu s \quad (21)$$

Vi ser at (20) og (21) gir svært forskjellige resultater, og vi må derfor fine et kompromiss. Vi vil her anta at vi kan eliminere det meste av høyfrekvent støy på det analoge signalet, slik at vi kan velge filterbåndbredden i henhold til (21). Vi har $C_{DAC} = 20 pF$ og velger derfor

$$\begin{aligned} C_f &= 5000 \cdot C_{DAC} \\ &= 100 nF \end{aligned} \quad (22)$$

$$\begin{aligned} R_f &= \frac{1 \mu s}{100 nF} \\ &= 10 \Omega \end{aligned} \quad (23)$$

Dette er også godt under den maksimale verdien vi fant for R_f i oppgave d.

Kommentar:

En filterresistans på 10Ω er egentlig i minste laget. Dette fordi A/D-omsettere svært ofte blir ødelagt av at apenningen på den analoge inngangen blir for stor, og dermed også strømmen inn på A/D-omsetteren (jfr. figur 2 i oppgaveteksten, der det er en zenerdiode mellom den analoge inngangen og jord). Ved valg av R_f bør den derfor også anslå den høyeste spenningen som kan forekomme på filterets inngangsside (dvs. WORST CASE, f.eks. hvis filterets inngang ved en feiltagelse blir kortsluttet mot en +12V-kilde - dersom en slik finnes i den aktuelle kretsen), og så velge filtermotstanden så høy at dette ikke overbelaster A/D-omsetterens inngang (zenerspenningen på 20 V i vårt tilfelle). C_f må da selvsagt velges mindre enn $100nF$ for å oppnå den ønskede tidskonstanten.