

Laboratoriearbeid

PHYS220

Lab 2: **OpAmp-koblinger**

Våren 2006

Rapport fra:
Erik Grindheim

På gruppen:

Bjørnar Jensen
Erik Grindheim

OpAmp-koblinger

Laboratoriearbeid i Analog elektronikk, PHYS220 – Lab 2

Rapport fra: **Erik Grindheim**
Gruppe: **Bjørnar J. & Erik G.**
Dato ferdig: **24. april 2006**

–1 Ikke-inverterende forsterker

$$V_{CC} = 10V, V_{EE} = -10V$$

Teori:

For både inverterende og ikke-inverterende koblinger er båndbredden $f_B \approx \beta \times f_t$, der β er tilbakekoblingsfaktoren gitt ved $R_1/(R_1+R_2)$ og f_t er transittfrekvensen (unity-gain frekvensen). Unity-gain frekvensen er for LF412A minst 3MHz, vanligvis ca 4MHz.

I denne oppgaven har vi en ikke-inverterende forsterker, og gainet skal da være gitt ved:
 $G = 1 + R_2/R_1$.

Gain-Bandwidth Product, GBP blir dermed:

$$GBP = G \times f_B = (1 + R_2/R_1) \times f_t \times R_1/(R_1 + R_2) = f_t \approx 4\text{MHz}$$

Tabellen nedenfor viser de teoretisk beregnede verdiene, simuleringsresultatet (fra Multisim 2001) og måleresultatene fra kretsen vi koblet opp.

		Gain	f_B	GBP
$R_2 = 22k\Omega$	Teoretisk	3,20	1250 kHz	4 MHz
	Simulert	3,20	2920 kHz	9,34 MHz
	Målt	3,27	1545 kHz	5,05 MHz
$R_2 = 100k\Omega$	Teoretisk	11,0	364 kHz	4 MHz
	Simulert	11,0	661 kHz	7,27 MHz
	Målt	11,1	246kHz	2,73MHz

Her skulle teoretisk sett GBP vært det samme for begge tilfellene (22k Ω og 100k Ω for R_2), nemlig omtrent lik $f_t \approx 4\text{MHz}$. Avvikene til de simulerte og målte verdiene er store, men jeg har ingen god forklaring på dette.

–2 Inverterende forsterker

$$V_{CC} = 10V, V_{EE} = -10V$$

Teori:

Også her er båndbredden $f_B \approx \beta \times f_t$, der β er tilbakekoblingsfaktoren gitt ved $R_1/(R_1+R_2)$.

Forsterkeren er i denne oppgaven inverterende, og gainet skal da være gitt ved:
 $G = -R_2/R_1$.

Gain-Bandwidth Product, GBP blir dermed:

$$GBP = |G| \times f_B = (R_2/R_1) \times f_t \times R_1/(R_1+R_2) = f_t \times R_2/(R_1+R_2) = (1-\beta) \times f_t \approx 4\text{MHz}$$

Tabellen nedenfor viser de teoretisk beregnede verdiene, simuleringsresultatet (fra Multisim 2001) og måleresultatene fra kretsen vi koblet opp.

		Gain	f_B	GBP
$R_2 = 10\text{k}\Omega$	Teoretisk	-1,00	2,00 MHz	2,00 MHz
	Simulert	-1,00	4,52 MHz	4,52 MHz
	Målt	-1,00	2,42 MHz	2,42 MHz
$R_2 = 47\text{k}\Omega$	Teoretisk	-4,70	702 kHz	3,30 MHz
	Simulert	-4,70	1,54 MHz	7,24 MHz
	Målt	-4,64	596 kHz	2,77 MHz

Det er bare for små verdier av β (dvs. stort gain) at vi kan si at GBP i denne koblingen er uavhengig av R_2 . Ettersom β her er $\frac{1}{2}$ (når $R_2 = 10\text{k}\Omega$) eller $\frac{10}{57}$ (når $R_2 = 47\text{k}\Omega$) vil GBP være lavere enn f_t , avhengig av forsterkningen (eller β). Også her er avvikene fra de beregnede verdier betydelige uten at jeg kan forklare dette.

-3 Summasjonsforsterker

$$V_{CC} = 10\text{V} (12\text{V}), \quad V_{EE} = -10\text{V}$$

Vi skapte ulike likespenninger vha. en ekstra spenningskilde, samt flere ulike motstander koblet opp i et lite spenningsdelernetverk.

Utspenningen skal være lik den negative summen av de tre inngangsspenningene. Tabellen nedenfor viser de teoretiske verdiene, og måleresultatene:

	A	B
V_1	-9,00V	5,25V
V_2	-4,12V	-4,26V
V_3	4,00V	3,18V
V_u (teoretisk)	9,12V	-4,17V
V_u (målt)	9,06V	-4,20V

Som vi ser er avvikene relativt små, og på grunn av den høye råforsterkningen er det trolig motstandenes nøyaktighet som avgjør hvor stor feilen blir.

I tilfelle A var utgangsspenningen over 9 volt, og dette er så høyt oppunder V_{CC} at vi risikerte at utgangen gikk i metning. For å sjekke dette økte vi midlertidig V_{CC} til 12V, men dette påvirket ikke utgangsspenningen. Databladet sier at rail-spenningene (V_{CC} og V_{EE}) bør ligge minst 1,5V utenfor utgangsspenningen, aller helst 3V.

-4 Subtraksjonsforsterker

$$V_{CC} = 10\text{V}, \quad V_{EE} = -10\text{V}$$

Vi skapte inngangsspenninger på samme måte som i forrige oppgave.

Utspenningen skal være lik differansen $V_1 - V_2$. Tabellen nedenfor viser de teoretiske verdiene, og måleresultatene:

	A	B
V_1	-5,56V	1,29V
V_2	2,41V	-1,58V
V_u (teoretisk)	-7,97V	2,87V
V_u (målt)	-7,99V	2,87V

Også her er avvikene relativt små, og den høye råforsterkningen gjør at det er motstandenes nøyaktighet som avgjør hvor stor feilen blir.

I tilfelle A var utgangsspenningen kun 2V over V_{EE} , og dette er litt ”på kanten”. Når vi designer kretser bør vi alltid respektere databladets ”Output Voltage Swing” spesifikasjon, og bruke strømforsyning med høye nok driftspenninger. Dette ble imidlertid ikke noe problem her, ettersom utgangen gikk så lavt som det skulle.

-5 Komparator

$$V_{CC} = 10V, V_{EE} = -10V$$

Ved å justere potensiometeret til å gi ulike V_{ref} -spenninger samtidig som vi sendte inn ulike likespenninger på inngangen (V_i) fant vi at utgangen gikk i positiv metning når $V_i > V_{ref}$ og at utgangen gikk i negativ metning når $V_i < V_{ref}$.

Når utgangen er i metning prøver den å komme helt opp til V_{CC} eller helt ned til V_{EE} , og dette er grensene for hvor store spenningsutslag vi kan ha på utgangen. I vårt tilfelle målte vi disse spenningene når utgangen var i metning:

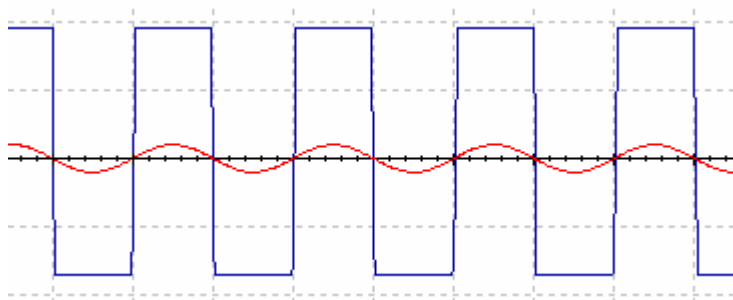
$$V_{u_{max}} = 9,6V$$

$$V_{u_{min}} = -8,5V$$

Dette er like bra, eller bedre enn hva databladet antyder i ”Output Voltage Swing” – spesifikasjonen, der det sies at metningsspenningen vanligvis ligger 1,5V fra rail-spenningen (V_{CC} eller V_{EE}).

Vi satte V_{ref} til 0V (jord) og sendte inn et sinussignal på inngangen (rød kurve, V_i).

Vi fikk da ut et signal (blå kurve) som så omtrent slik ut (vertikal skala: 5 V/div):



Vi ser at når innsignalet er positivt får vi ut $V_{u_{max}}$, når det er negativt får vi $V_{u_{min}}$.

-7 Astabil multivibrator

$$V_{CC} = 10V, V_{EE} = -10V$$

Teori:

Ettersom tilbakekoblingen er positiv og råforsterkningen er tilnærmet uendelig vil alltid utgangen være i metning og ligge på enten $V_{u\max}$ eller $V_{u\min}$. Denne spenningen vil lade opp kondensatoren i RC-leddet med en positiv eller negativ spenning inntil det punktet der absoluttverdien av spenningen overstiger absoluttverdien av terskelspenningen $V_t = V_u \times R_1/(R_1+R_2)$. Når dette skjer vil utgangen gå i metning med motsatt polaritet. På denne måten vil utgangssignalet kontinuerlig veksle mellom negative og positive metningsspenninger, vi får altså ut en bipolar firkantbølge. Frekvensen bestemmes av tilbakekoblingsfaktoren (gitt av R_1 og R_2) og RC-leddets tidskonstant.

Punkt 1)

Summen av spenninger rundt en lukket sløyfe i en krets er lik null (KVL). Jeg velger meg en sløyfe fra jord, gjennom kondensatoren C, gjennom motstanden R, og gjennom opamp'ens utgang tilbake til jord:

$$\begin{aligned} V_C + V_R - V_u &= 0, \\ V_C + R \times I_R - V_u &= 0, & I_R = I_C = C \times dV_C/dt \\ V_u &= R \times C \times dV_C/dt + V_C & (\text{Dette er ligning 7.1, Q.E.D.}) \end{aligned}$$

Målinger har vist at i denne koblingen er $V_{u\max} = 9,4V$ og $V_{u\min} = -8,6V$. Med $R_1 = 10k\Omega$ og $R_2 = 100k\Omega$ blir $V_{nt} = -^{43}/_{55}V \approx -782mV$ og $V_{\text{øt}} = ^{47}/_{55}V \approx 855mV$.

Generell løsning av differensiallikningen:

$$V_{C\text{-homogen}} = k_1 \times \exp(-t/RC)$$

$$V_{C\text{-partikulær}} = k_2$$

$$V_C = k_2 + k_1 \times \exp(-t/RC)$$

Hvis kondensatoren får lades opp i uendelig tid vil siste ledd dø ut, og vi står igjen med at kondensatorspenningen er lik V_u som igjen er lik k_2 . Dette gir:

$$V_C = V_u + k_1 \times \exp(-t/RC)$$

Med initialbetingelsen $V_C(0) = V_C(0^+) = V_{nt} \Rightarrow V_u(0^+) = V_{u\max} = ^{47}/_5V$ får vi:

$$V_C(0) = V_{nt} = V_{u\max} + k_1 \times \exp(0) = ^{47}/_5V + k_1 = -^{43}/_{55}V \Rightarrow k_1 = -^{112}/_{11}V$$

$$V_C(T_n) = V_{\text{øt}} = V_{u\max} + k_1 \times \exp(-T_n/RC)$$

$$^{47}/_{55}V = ^{47}/_5V - ^{112}/_{11}V \times \exp(-100 \times T_n) \Rightarrow T_n = 0,01 \times \ln(^{56}/_{47}) \text{ sec} \approx 1752\mu s$$

På tilsvarende måte finner vi T_θ med nye initialbetingelser:

$$V_C(0) = V_C(0^+) = V_{\text{øt}} \Rightarrow V_u(0^+) = V_{u\min} = -^{43}/_5V \text{ får vi:}$$

$$V_C(0) = V_{\text{øt}} = V_{u\min} + k_1 \times \exp(0) = -^{43}/_5V + k_1 = ^{47}/_{55}V \Rightarrow k_1 = ^{104}/_{11}V$$

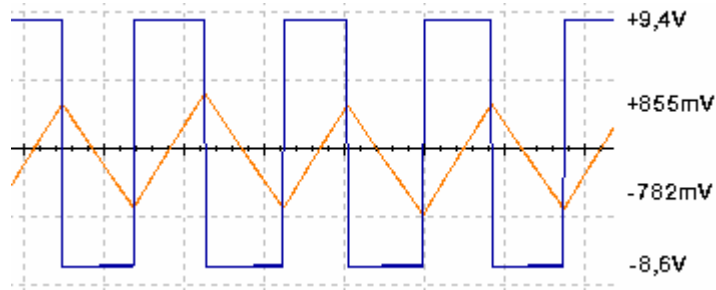
$$V_C(T_\theta) = V_{nt} = V_{u\min} + k_1 \times \exp(-T_\theta/RC)$$

$$-^{43}/_{55}V = -^{43}/_5V + ^{104}/_{11}V \times \exp(-100 \times T_\theta) \Rightarrow T_\theta = 0,01 \times \ln(^{52}/_{43}) \text{ sec} \approx 1900\mu s$$

$$\text{Svingefrekvensen blir: } f = T^{-1} = (T_\theta + T_n)^{-1} \approx \underline{274Hz}$$

Punkt 2)

Vi koblet opp kretsen og fikk ut denne frekvensen, målt med frekvensteller: 275Hz. Avviket fra den beregnede frekvensen er godt under en prosent, og skriver seg nok hovedsaklig fra toleransegrensene til de passive komponentene. Den største usikkerheten kommer fra kondensatoren som har en toleranse på 5 eller 10 prosent.



Skissen ovenfor viser V_C (rød kurve) og V_u (blå kurve). Den vertikale skalaen til V_C er 10 ganger oppskalert i forhold til V_u .

Erik Grindheim