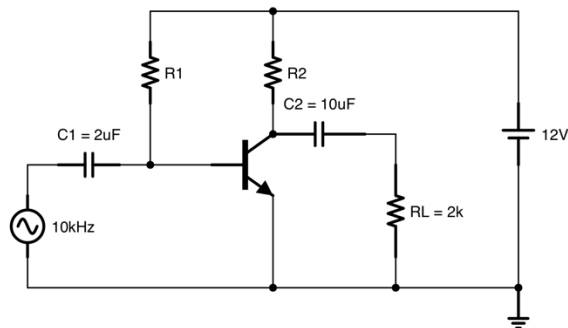


FYS1210 Løsningsforslag

Eksamen V2015

Oppgave 1



1a)

I første del av oppgaven skal vi se bort fra lasten, altså $R_L = 0$.

Vi velger arbeidspunkt til å være 6 Volt, altså halvparten av forskyningsspenningen.

Vi må dermed ha et spenningsfall på 6V over motstanden R_2 gitt en hvilestrøm på 1mA som gir oss:

$$R_2 = \frac{V_{R_2}}{I_c} = \frac{6V}{1mA} = 6k\Omega$$

For å beregne R_1 så finner vi først strømmen inn på basen. Vi vet strømforsterkningen Beta og kollektorstrømmen og beregner så basestrømmen;

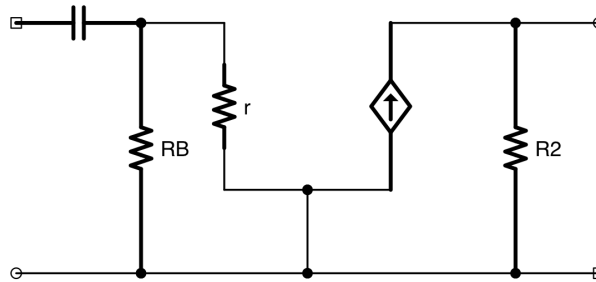
$$I_b = \frac{I_c}{\beta} = \frac{1mA}{100} = 10\mu A$$

Denne strømmen må altså gå gjennom R_1 . Spenningen inn på basen skal være 0,7 Volt, som gir et spenningsfall over R_1 på $V_{R_1} = 12 - 0,7 = 11,3$ Volt. Beregner så R_1 :

$$R_1 = \frac{V_{R_1}}{I_b} = \frac{11,3V}{10\mu A} = 1,13M\Omega$$

1b)

Småsignalekvivalent uten lastmotstanden, som senere i oppgaven kobles i parallell med R2.



1c)

Finner Transkonduktansen g_m :

$$g_m = \frac{I_c}{V_T} = \frac{1mA}{25mV} = 40mS$$

Finner dynamisk inngangsimpedans r_π :

$$r_\pi = \frac{\beta}{g_m} = \frac{100}{40mS} = 2,5k\Omega$$

1d)

Finner spenningsforsterkningen uten lastmotstand:

$$A_v = -g_m R_c = 40ms \cdot 6k\Omega = -240$$

1e)

Spenningsforsterkningen med lasten:

$$A_v = -g_m (R_c \parallel R_L) = -40mS \cdot \frac{6k\Omega \cdot 2k\Omega}{6k\Omega + 2k\Omega} = -60$$

1f)

En kondensator blokkerer DC og slipper AC gjennom. Den fjerner et eventuelt DC offset fra signalkilden og sikrer vi at spenningen slipper igjennom svinger rundt DC spenningen satt inn på basen, som i dette tilfellet er 11,3 Volt.

1g)

Inngangsimpedansen er gitt ved $Z = \sqrt{R^2 + X^2}$ hvor $R = r_\pi \parallel R_1$ Vi ser at $R_1 \gg r_\pi$

Som gir $R \approx r_\pi$

Vi beregner så først reaktansen:

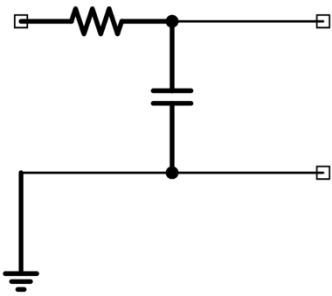
$$X = \frac{1}{2\pi f C} = \frac{1}{2\pi \cdot 10kHz \cdot 2\mu F} = 7,96\Omega$$

Beregner så inngangsimpedansen:

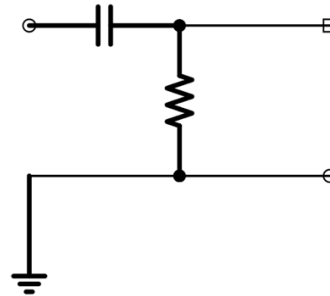
$$Z = \sqrt{R^2 + X^2} = \sqrt{2,5k^2 + 7,96^2} = 2,5k\Omega$$

Oppgave 2

2a)



Passivt lavpass filter



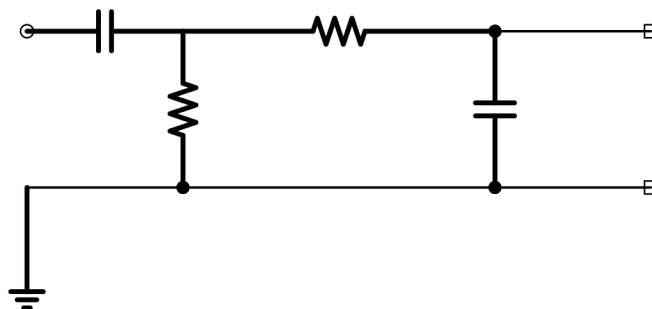
Passivt høypass filter

Knekkfrekvensen finner man i punktet hvor signalets amplitude er redusert med 3dB og er gitt av uttrykket:

$$f_g = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$$

2b)

Dette kan gjøres på mange måter. Veldig enkelt kan dette gjøres ved at man setter samme et lavpass og et høypass filter, men pass på at motstanden er $R_2 \gg R_1$ slik at man kan se bort fra det andre ledde når man beregner første del av filtret.



Passivt båndpass filter

Vi ønsker å beregne komponenter for et filter med nedre knekkfrekvens lik 100Hz og øvre knekkfrekvens lik: 100Hz+200Hz = 300Hz

Her står man relativt fritt til å velge komponentverdier.

Velger R1 til å være 10kΩ R2 til å være 200kΩ

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_1 R_1} = \frac{1}{2\pi 100Hz 10k\Omega} = 160nF$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_2 R_2} = \frac{1}{2\pi 300Hz 200k\Omega} = 2.6nF$$

2c)

Del en er et aktivt lavpass filter av andre orden og del to er et aktivt høypass av andre orden.

Til sammen utgjør dette et aktivt båndpassfilter av andre orden.

2d)

Knekkfrekvensene er gitt ved:

$$f_{g1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{5k\Omega 5k\Omega 20nF 20nF}} = 1592Hz$$

$$f_{g2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_3 R_4 C_3 C_4}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{100k\Omega 50k\Omega 20nF 20nF}} = 113Hz$$

Båndbredden for filtret BW :

$$BW = f_{g1} - f_{g2} = 1.592kHz - 113Hz = 1.48kHz$$

2e)

Geometrisk senterfrekvens er gitt ved:

$$f_0 = \sqrt{f_{g2} f_{g1}} = \sqrt{1.592kHz * 113Hz} = 423kHz$$

Finner Q-faktoren:

$$Q = \frac{f_0}{BW} = \frac{423Hz}{1,48kHz} = 0,29$$

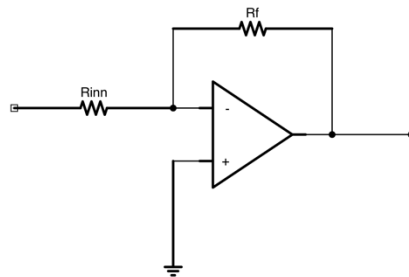
2f)

Det er ingen demping ved den aktuelle frekvensen, men det er en Open loop gain i forsterker.

$$A_{cl} = \frac{R_{f1}}{R_{f2}} + 1 = \frac{20k\Omega}{33k\Omega} + 1 = 1,66$$

Oppgave 3

3a)



Spenningsforsterkningen er gitt ved:

$$A_v = - \frac{R_f}{R_{inn}}$$

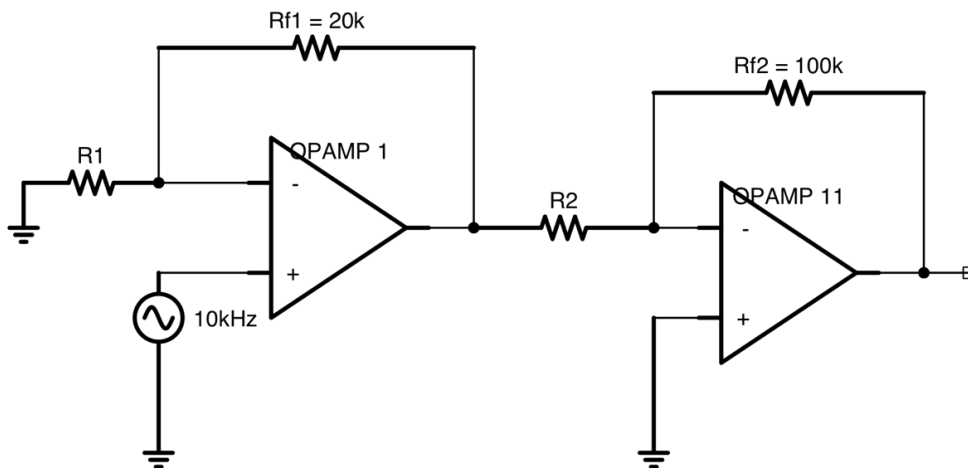
Vi beregner $R_f = R_{inn} \cdot A_v = 5k \cdot 50 = 250k\Omega$

3b) Forsterkningen i dB er gitt ved $20\log(A) = 33,97dB$

3c) Knekkfrekvensen er ved 20kHz

3d) Hifi krever lineær fasegang i frekvensområdet. En forsterker med knekkfrekvens ved 20kHz har fasedreining som starter en dekode før og gir dermed en forvrengning av signalet. Forsterkeren er derfor uegnet til Hifi.

3e)



For å oppfylle kriteriene er det her nødvendig å benytte seg av to seriekoblede operasjonsforsterkere, en inverterende og en ikke-inverterende. Vi ønsker høy inngangsimpedanse så vi velger en ikke inverterende som første opamp.

Vi lar andre trinnet sette knekkfrekvensen på 100kHz og beregner forsterkningen:

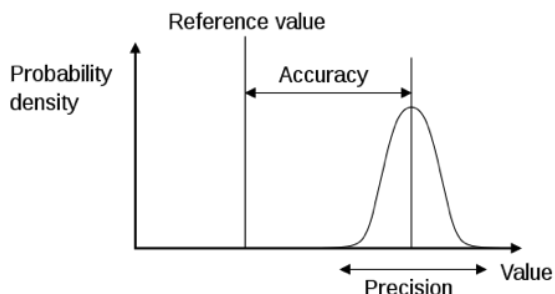
$$A_{v2} = \text{GBW}/\text{BW} = 1\text{MHz}/100\text{kHz} = 10$$

Forsterkningen for andre trinnet bestemmes av R2 og Rf2 $A_v = R_{f2}/R_2 = 10$; Rf2 må altså være 10 ganger R2. Man står fritt til å velge motstander så lenge dette kriteriet oppfylles. F.eks R2 = 10kΩ Rf2= 100kΩ

Man kan så beregne forsterkningen på det første forsterkertrinnet $A_{v1} = A_v/A_{v2} = 30/10 = 3$. Forsterkningen på det første trinnet bestemmes av R1 og Rf1 og er gitt av $A_{v1} = R_{f1}/R_1 + 1 = 3$. Dette krever at Rf1 må være dobbelt så stor som R1.

Oppgave 4

4a)



Presisjon er **tilfeldig feil** og sier noe om samlingen/spredningen – tilfeldigheter med en statistisk distribusjon

Nøyaktighet er **systematiske feil**. Feil med et gjentatt avvik.

4b)

Nevn to av de tre AD konverterne.

Counting AD converter En binærteller er tilkoppelt et R-2R nettverk. Komparatoren sammenlikner spenningen fra R-2R med analogspenningen som skal digitaliseres. Når spenningen fra R-2R nettverket overstiger signalspenningen skifter komparatorens utgang fra "1" til "0". AND-gaten stenger for flere klokkepulser inn til telleren. Telleren stopper - og vi kan avlese en digitalverdi på utgangen. Enkel, men treg. 8 bit krever 256 klokkepulser.

Successive approximation. For hver ny klokkepuls legger vi til – eller trekker fra – halve verdien av foregående verdi (5 + 2,5 – 1,25 + 0,625 -) Raskere og krever antall klokkepulser lik antall bit. Rask og rimelig.

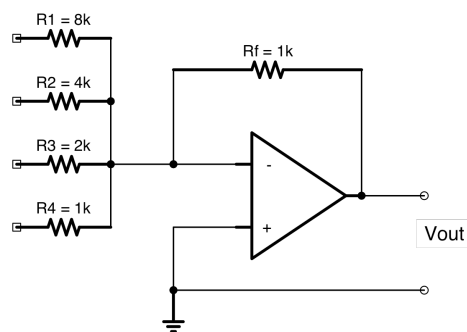
Flash converter. Dønn raskeste AD-konverteren.

Signalet tilføres samtidig en rekke komparatorer med hver sin faste referansespenning. Komparatorene er tilkoppelt en encoder.

Vi får en instantan konvertering fra analog til digital verdi som begrenses kun av forsinkelsen i encoder. 8 bit "Flash" trenger 255 komparatorer. Meget rask, men kostbar .

4c)

Dette kan gjøres ved en addisjonkrets med en opamp. Inngangsmotstanden for hvert bit doubles fra bit til bit, slik at utgangen blir en vektet sum av de digitale inngangene.



Spenningen for en addisjonkrets er gitt av:

$$v_o = -\left(\frac{R_f}{R_1} v_1 + \frac{R_f}{R_2} v_2 + \frac{R_f}{R_3} v_3\right)$$

Man veger så komponenter R_f og R_n slik at hvert ledd R_f/R_n reduseres med en faktor på 2. For en krets på 4 bit kan $R_1= 1k\Omega$, $R_2=2k\Omega$, $R_3= 4k\Omega$, $R_4= 8k\Omega$.

4d)

For å ikke miste noe informasjon må man sample på den doble frekvensen eller høyere av signalet man ønsker å sample. Dette vil si at man må sample på 40kHz eller høyere. Øker man frekvensen får man mer informasjon om signalet og bedre gjengivelse av form og amplitude. En laver sampling kan gi ikke gjengi signalet korrekt og man kan få aliasing.