



3. SEMESTER PROJEKT  
DOKUMENTATION

---

# UDVIKLING AF ET BLODTRYKMÅLESYSTEM

## Dokumentation

---

Navn	AU ID	Studienummer
Caroline Kaagaard Dahl Laursen	<i>AU572444</i>	<i>201611025</i>
Nicolai Bæch	<i>AU580049</i>	<i>201704646</i>
Mathias Egsgaard	<i>AU590400</i>	<i>201705031</i>
Thea Plenus Kjeldahl Kristensen	<i>AU577124</i>	<i>201707180</i>
Sarah Krohn Fenger	<i>AU577425</i>	<i>201707931</i>
Mikkel Rugholm Boisen	<i>AU578833</i>	<i>201708119</i>
Kajene Elankanathan	<i>AU594051</i>	<i>201710472</i>

VEJLEDER: SAMUEL ALBERG THRYSØE

DATO: 19/12-2018

ANTAL SIDER: XX

# Indholdsfortegnelse

	Side
<b>Kapitel 1 Indledning</b>	<b>3</b>
<b>Kapitel 2 Hardwaredesign</b>	<b>4</b>
2.1 Forstærker . . . . .	5
2.1.1 Beregninger . . . . .	5
2.1.2 Test af forstærker med spændingsdeler . . . . .	5
2.1.3 Test af forstærker med vandsøjle . . . . .	6
2.2 Subtractor . . . . .	10
2.2.1 Beregninger . . . . .	10
2.2.2 Test af subtractor . . . . .	11
2.3 Filter . . . . .	13
2.3.1 Valg af filtertype . . . . .	13
2.3.2 Beregninger: RC-filter . . . . .	14
2.3.3 Beregninger: Sallen Key filter . . . . .	16
2.3.4 Test af filter . . . . .	18
2.4 Integrationstest . . . . .	22
2.4.1 Test med spændingsdeler . . . . .	22
2.4.2 Test med vandsøjle . . . . .	22
2.5 Printplade . . . . .	23
2.5.1 Design af printplade . . . . .	23
2.5.2 Test af printplade . . . . .	25
2.5.3 EuroCircuits . . . . .	26

# 1 Indledning

# 2 Hardware design

## 2.1 Forstærker

Beskrivelse af forstærker

Fra INA114 databladet ses en formel til udregning af komponentværdier for at skabe den ønskede gain. Da vi ønsker en gain på 640 udregnes komponentværdierne til følgende:

### 2.1.1 Beregninger

$$\begin{aligned}
 sensitivity &= 5 \cdot \frac{\mu V}{V \cdot mmHg} \\
 powersupply &= 5V \\
 maximumPressure &= 250mmHg \\
 V_{out} &= 5 \cdot \frac{\mu V}{V \cdot mmHg} \cdot 5V \cdot 250mmHg = 6250\mu V \\
 V_{out} &= 6,25mV \\
 gain &= \frac{4V}{V_{out}} = 640 \\
 G &= 1 + \frac{50k\Omega}{R_G} \\
 640 &= 1 + \frac{50k\Omega}{R_G} \rightarrow R_G = \frac{5000}{639} \\
 R_G &= 78,247\Omega
 \end{aligned}$$

Med ovenstående beregninger vurderes det, at vi skal bruge en modstand på ca.  $78\Omega$  for at forstærke signalet 640 gange.

### 2.1.2 Test af forstærker med spændingsdeler

For at teste forstærkerens virkning bruges en spændingsdeler til at gøre en spænding fra Analog Discovery mindre. Vi ønsker at teste, om forstærkeren forstærker signalet 640 gange. Komponenterne til spændingsdeleren udregnes til følgende:

Tilfældig modstand vælges

$$R2 = 100k\Omega$$

Tilfældig spænding vælges

$$V1 = 4V$$

Ønsket nedforstærkning

$$V2 = 0,00625V$$

R1 bestemmes:

$$0,00625V = 4V \cdot \frac{R1}{R1 + R2} \rightarrow R1 = 156,4945\Omega$$

Spændingsdeleren blev tilsluttet systemet, og vi sendte 4 V igennem. Der blev målt på udgangen af forstærkeren, hvilket vi forventede at være 640 gange større end spænding efter spændingsdeleren.

### 2.1.3 Test af forstærker med vandsøjle

For at kunne teste forstærkeren på vandsøjlen måtte vi tage tryktransduceren i brug. Transduceren blev erstattet med spændingsdeleren, samt tilsluttet vandsøjlen. Der blev udført en række tests med tryk på henholdsvis:

0 mmHg 10 mmHg 50 mmHg 100 mmHg



*Figur 2.1.* Spændning ved atmosfærisk tryk

De målte spændinger er blevet plottet, som funktion af tryk.

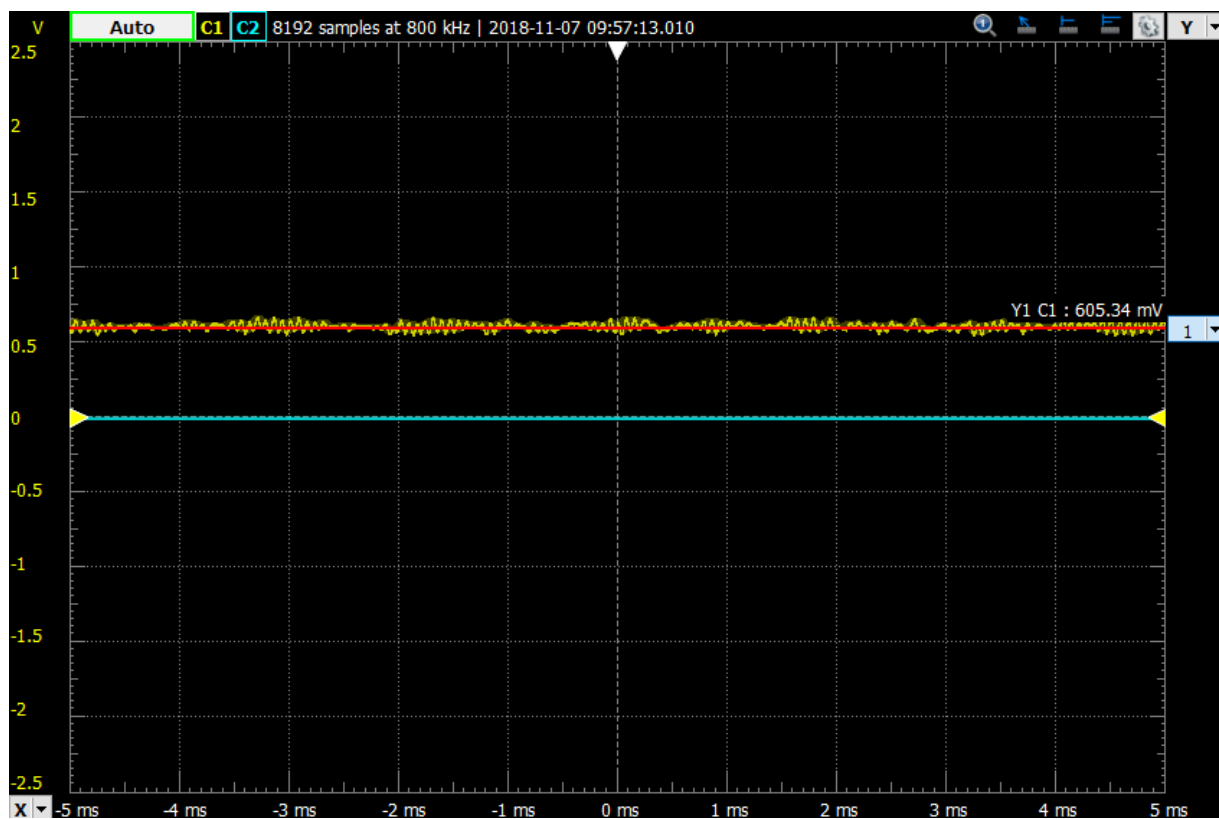
Der ses en tydelig sammenhæng mellem spænding og tryk, og antager vi at denne sammenhæng forsætter kan vi opsætte regnestykket:

$$250 \text{ mmHg} / 100 \text{ mmHg} = 2,5 \quad 1,972 \text{ V} * 2,5 = 4,93 \text{ V} \quad 4,93 \text{ V} - 0,781 \text{ V} = 4,149 \text{ V}$$

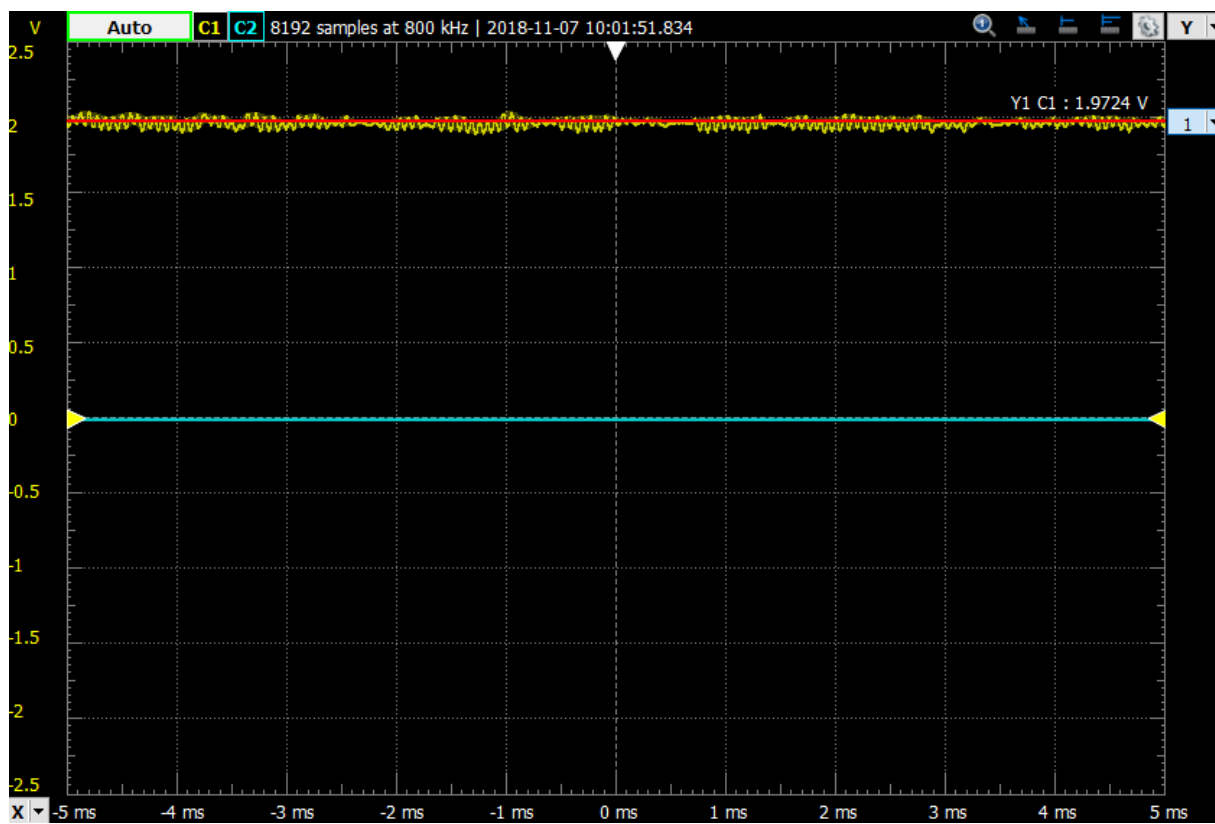
Vi ved udfra tidligere beregninger at vi forventer at vi ved et tryk på 250 mmHg vil opnå en spænding på 4 V, hvilket stemmer godt overens med vores test.



*Figur 2.2.* Spændning ved 10 mmHg

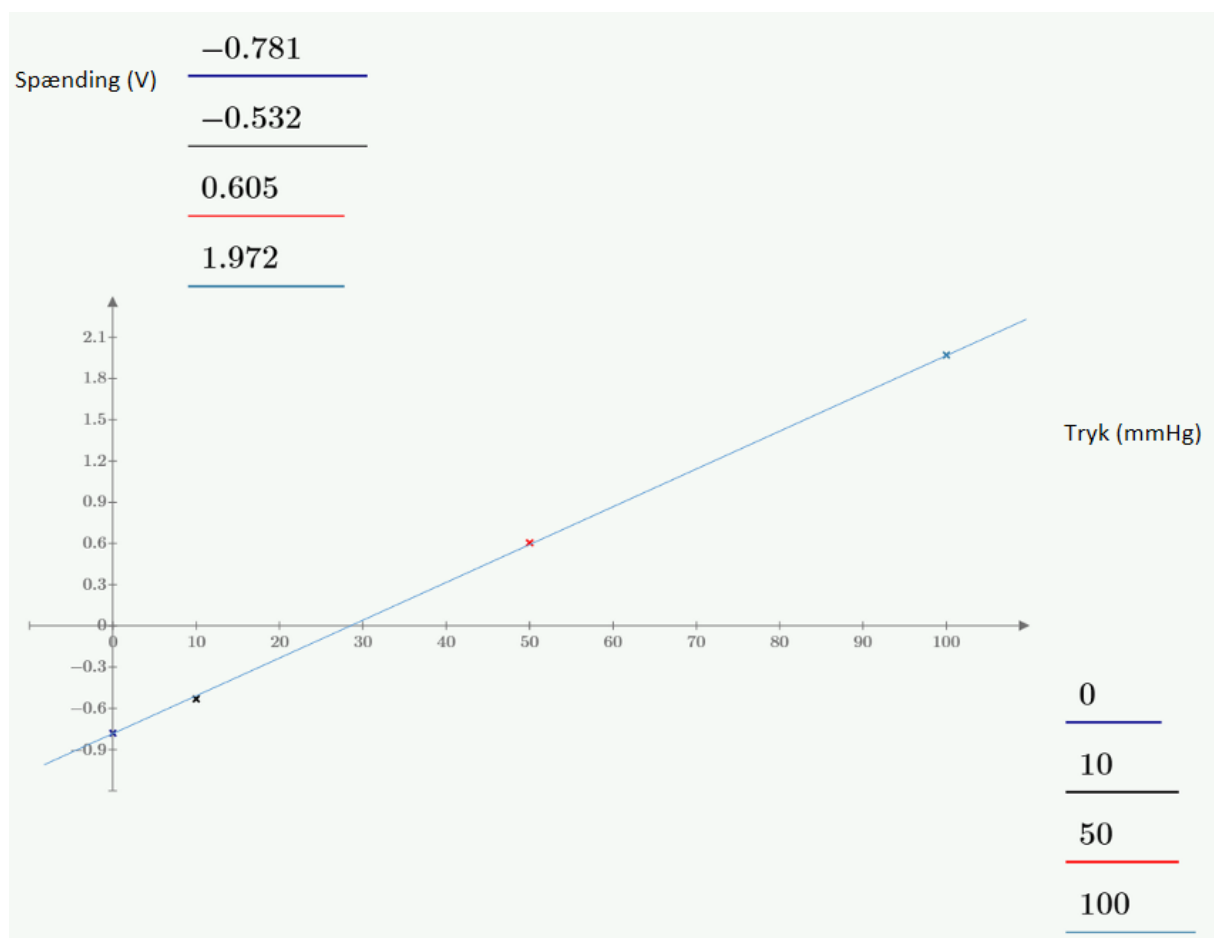


*Figur 2.3.* Spændning ved 50 mmHg



*Figur 2.4.* Spændning ved 100 mmHg





**Figur 2.5.** Spænding som funktion af tryk

## 2.2 Subtractor

Før brugen af subtractoren har vi et signal, der er forstærket op til 4V. Med dette signal bruges indgangen -4V til 4V på AD-Converteren. Ved kun at bruge 0-4V gør det, at vi kommer til at miste én af NI-DAQ 6009's 14 bit. For at forhindre dette bruges en subtractor til at trække signalet ned, så det i stedet for at gå fra 0-4V går fra -2-2V. Dette giver os muligheden for at bruge indgangen -2,5-2,5V på AD-Converteren. Vi kan med dette forhindre, at vi kommer til at miste en bit. Til subtractoren benytter vi operationsforstærkeren OP27GH.

### 2.2.1 Beregninger

På vores kredsløb for subtractoren kan vi først slukke for  $v_2$ , så vi får et udtryk for  $v_{O1}$ .

$$V_{O1} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot V_1$$

Nu slukker vi for  $v_1$  og får dermed et udtryk for  $v_{O2}$ .

$$V_{O1} = \left[\frac{R_4}{R_3 + R_4}\right] \cdot \left[\frac{R_1 + R_2}{R_1}\right] \cdot V_2$$

Ved brug af superposition tilføjer vi vores ønskede outputs på vores to kilder

$$V_O = V_{O1} + V_{O2}$$

Vi kan nu indsætte værdierne for  $V_{O1}$  og  $V_{O2}$ .

$$V_O = -\frac{R_2}{R_1} \cdot V_1 + \left[\frac{R_4}{R_3 + R_4}\right] \cdot \left[\frac{R_1 + R_2}{R_1}\right] \cdot V_2$$

De fire modstande bestemmes med samme værdier. Værdien vælges til  $10k\Omega$

$$R_1 = 1000k\Omega$$

$$R_2 = 1000k\Omega$$

$$R_3 = 1000k\Omega$$

$$R_4 = 1000k\Omega$$

Dette gør, at de fire modstande divideret med hinanden giver 1.

$$\frac{R_3}{R_1} = \frac{R_4}{R_2} = 1$$

Dette kan vi benytte i funktionen for  $V_O$ .

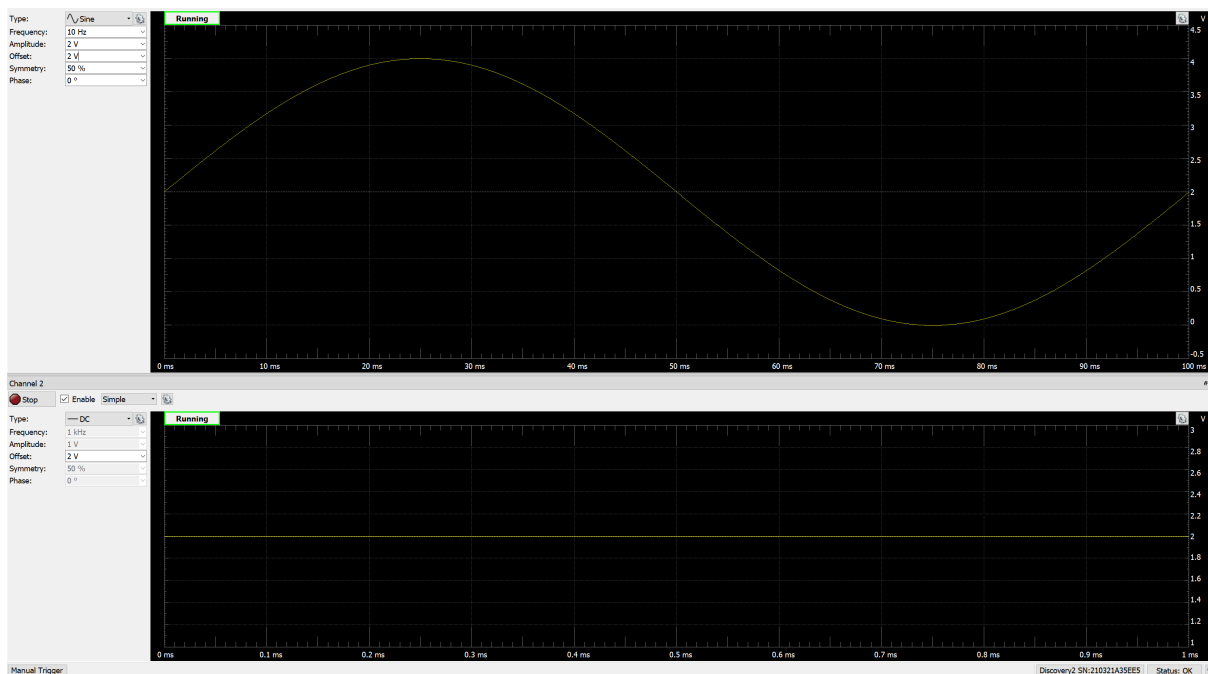
$$V_O = V_2 - V_1$$

$V_2$  er input i subtractoren og  $V_1$  er spændingen vi ønsker at nedjustere vores signal med.

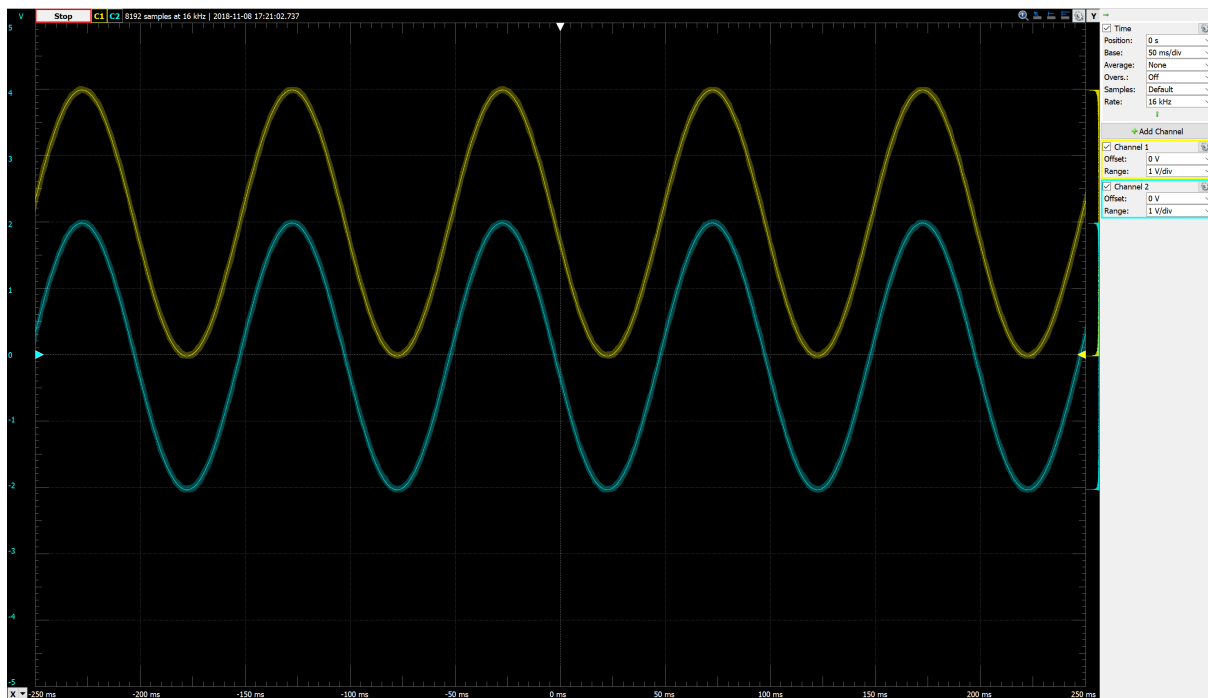
$$V_O = 4V - 2V = 2V$$

### 2.2.2 Test af subtractor

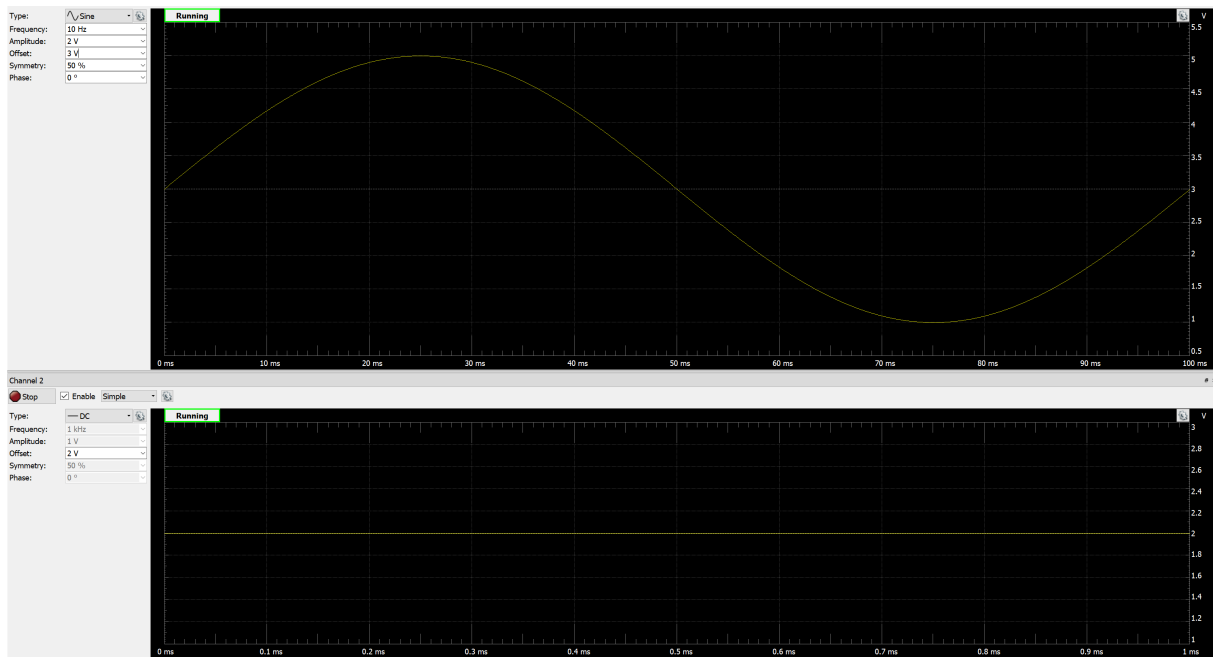
Til at teste subtractoren på fumlebræt bruges waveforms til at generere to signaler - et DC signal med 2V, der her fungerer som subtractorens  $V_1$  samt et sinus signal. Signaler med henholdsvis 2V amplitude og offset 2V til at vise 0-4V og et med amplitude 2V og offset 3V til at vise 1-5V. På figurerne neden for ses det, at subtractoren trækker begge signaler ned med 2V, så det første signal viser -2-2V og det andet signal viser -1-3V.



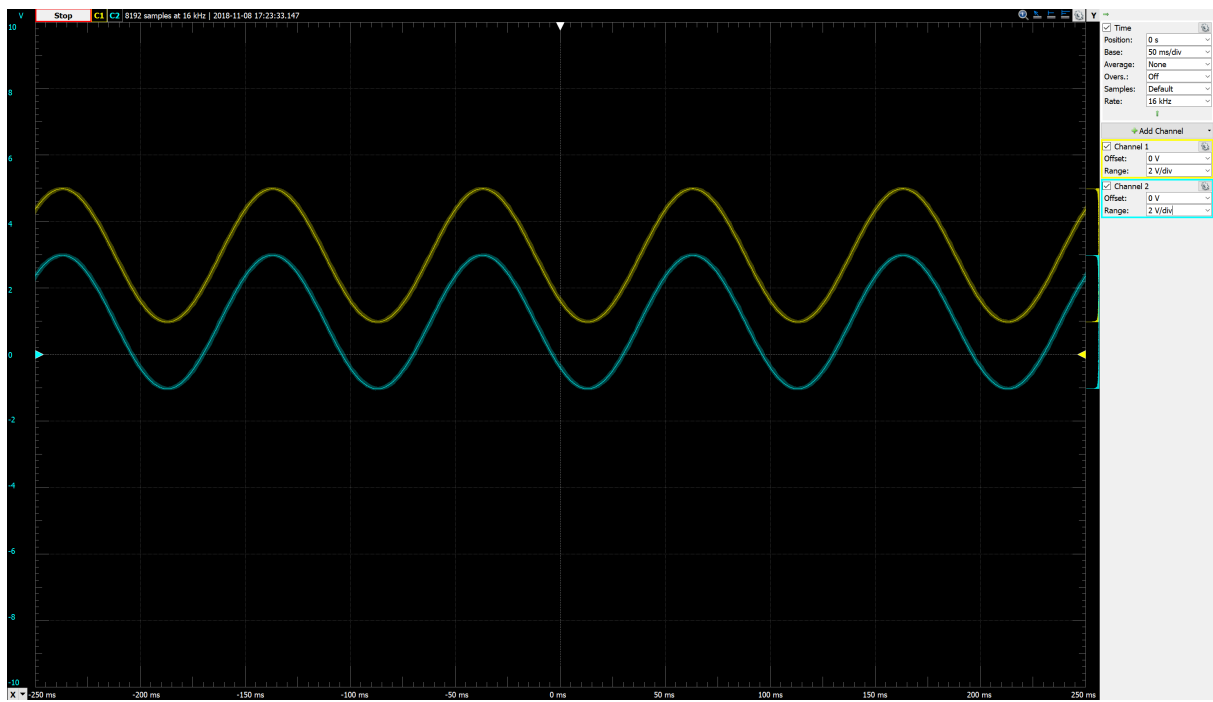
Figur 2.6. Test af subtractor - offset 2V



Figur 2.7. Test af subtractor - offset 2V



*Figur 2.8.* Test af subtractor - offset 3V



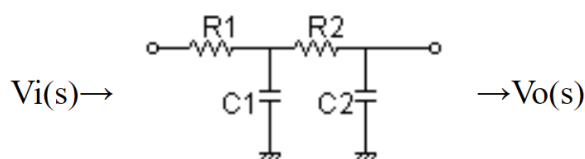
*Figur 2.9.* Test af subtractor - offset 3V

## 2.3 Filter

### 2.3.1 Valg af filtertype

Vi har brug for at dæmpe signalet med i alt 90 dB, men da systemet allerede dæmpes 70 dB er der kun yderligere brug for en dæmpning på 20 dB. Denne dæmpning kan klares med et 1. ordens filter, der netop dæmper 20 dB pr. dekade. For at være på den sikre side og have en tilstrækkelig dæmpning af signalet vælges et 2. ordens filter, der dæmper 40 dB pr. dekade. Da vi ikke har brug for ekstra forstærkning i vores filter har vi derfor valgt et passivt 2. ordens lavpasfilter til at skære de høje frekvenser væk.

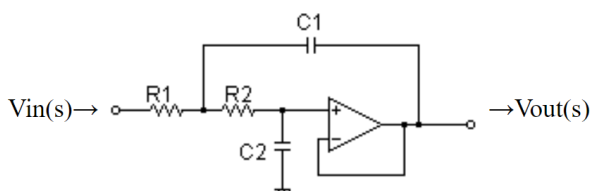
**RC-filter:**



**Figur 2.10.** Passivt 2. Ordens lavpasfilter - RC

Efter beregninger på RC-filteret, se afsnit [2.3.2 på den følgende side](#), vurderes det, at det er bedre for systemet med et aktivt filter. Vores endelige beslutning omkring filtertype falder derfor på et aktivt 2. ordens lavpasfilter af typen Sallen Key.

**Sallen Key filter:**



**Figur 2.11.** Aktivt 2. Ordens lavpasfilter - Sallen Key

**2.3.2 Beregninger: RC-filter**

Overføringsfunktion:

$$T(s) = K \cdot \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2 \cdot \zeta \cdot \omega_0 \cdot s + \omega_0^2}$$

Gain:

$$K = 1$$

Da vi ikke forstærker signalet yderligere med dette filter sættes  $K = 1$ .

$$V_{in} = 4V$$

$$V_{out} = 4V$$

Frekvens:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2}}$$

Dæmpningsfaktor:

$$\zeta = \frac{R_1 \cdot C_1 + R_1 \cdot C_2 + R_2 \cdot C_2}{2 \cdot \sqrt{R_1 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2}}$$

Frekvens og dæmpningsfaktor indsættes nu i overføringsfunktionen:

$$T(s) = \frac{\frac{1}{R_1 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2}}{s^2 + 2 \cdot \left( \frac{R_1 \cdot C_1 + R_1 \cdot C_2 + R_2 \cdot C_2}{2 \cdot \sqrt{R_1 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2}} \right) \cdot \left( \frac{1}{\sqrt{R_1 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2}} \right) \cdot s + \left( \frac{1}{R_1 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2} \right)}$$

$T(s)$  simplificeres:

$$T(s) = \frac{1}{s \cdot C_1 \cdot R_1 + s \cdot C_2 \cdot R_1 + s \cdot C_2 \cdot R_2 + s^2 \cdot C_1 \cdot C_2 \cdot R_1 \cdot R_2 + 1}$$

$T(s)$  simplificeres yderligere:

$$T(s) = \frac{1}{(R_1 \cdot C_1 \cdot s + 1) \cdot (R_2 \cdot C_2 \cdot s + 1) \cdot R_1 \cdot C_2 \cdot s}$$

For at gøre beregningen af komponenterne mulig bestemmes  $C_1$  og  $C_2$  med samme værdi. Værdien er valgt tilfældigt ud fra hvilke komponenter, der findes i laboratoriet:

$$C_1 = 220 \cdot 10^{-9}$$

$$C_2 = 220 \cdot 10^{-9}$$

Da vi nu har to ligninger med to ubekendte kan vi beregne vores to modstande. Vi ved, at en værdi for dæmpningsfaktoren  $\zeta$  på 1.5 vil give os reelle tal, så derfor starter vi med at definere  $\zeta$  med denne værdi.

$$\zeta = 1.5$$

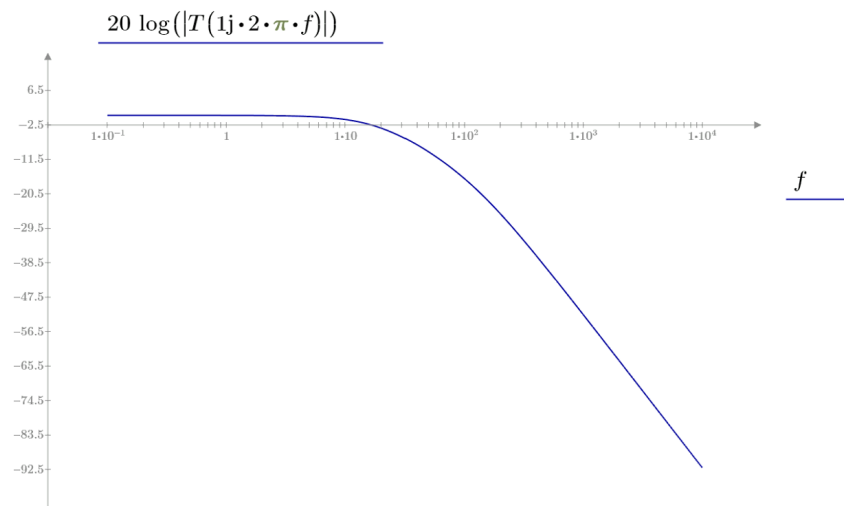
$$f_0 = 50$$

$$\omega_0 = 2 \cdot \pi \cdot f_0$$

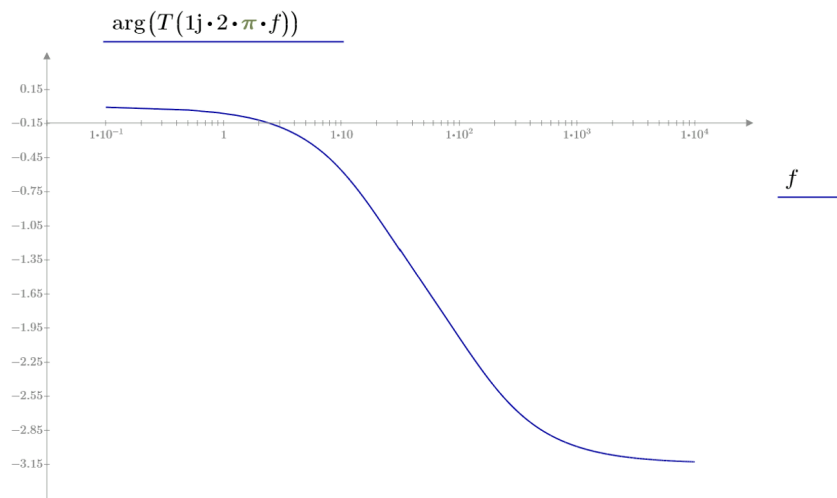
Med formlerne for  $\omega_0$  og  $\zeta$  på forrige side kan vi nu opstille de to ligninger med to ubekendte som følgende:

$$\begin{bmatrix} R_1 & R_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2}} \\ \zeta = \frac{R_1 \cdot C_1 + R_1 \cdot C_2 + R_2 \cdot C_2}{2 \cdot \sqrt{R_1 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2}} \end{bmatrix} \rightarrow \begin{bmatrix} 14468,63 & 14468,63 \\ 7234,32 & 28937,26 \end{bmatrix}$$

Alle beregninger er udregnet i Mathcad Prime 4.0 og der er her solvet for  $R_1$  og  $R_2$ .



**Figur 2.12.** Bodeplot af RCRC-filter



**Figur 2.13.** Plot af RCRC-filter

For at få en lavere dæmpningsfaktor  $\zeta$  og dermed et fladere bodeplot har vi været nødsaget til at vælge et andet filter. Ændrer vi på værdien på RCRC-filteret vil beregningen af de to modstande ende i komplekse tal, og det er vi ikke interesseret i. Grundet disse overvejelser er vi kommet frem til, at vælge et aktivt lavpasfilter af typen Sallen Key. Valget er faldet på et aktivt filter frem for et passivt, da vi med et aktivt filter kan stole på en lav udgangsimpedans, der ikke påvirker indgangsimpedansen på AD-converteren. Vi kan med et passivt filter ikke være sikre på en lav udgangsimpedans og ville derfor være nødsaget til at regne på de forskellige komponenter for at få den lavest mulige, der skal være minimum 10 gange mindre end indgangsimpedansen på AD-converteren.

### 2.3.3 Beregninger: Sallen Key filter

$$C_1 = 680 \cdot 10^{-9}$$

$$C_2 = 330 \cdot 10^{-9}$$

Grundet Unity Gain Method kan vi vælge vores to modstande  $R_1$  og  $R_2$  til at være ens.

$$R_1 = 6,71k\Omega$$

$$R_2 = 6,71k\Omega$$

De valgte komponenter indsættes i nedenstående udtryk for  $\omega_0$ , så vi derefter kan bestemme vores knæfrekvens  $f_0$ .

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2}} = 314,605$$

Vi solver for knæfrekvensen  $f_0$  på baggrund af de valgte komponenter:

$$f_0 := \omega_0 = 2 \cdot \pi \cdot f_0 \rightarrow 50,07$$

Vi kan endvidere udregne vores dæmpningsfaktor  $\zeta$ , der bestemmes via denne simple formel:

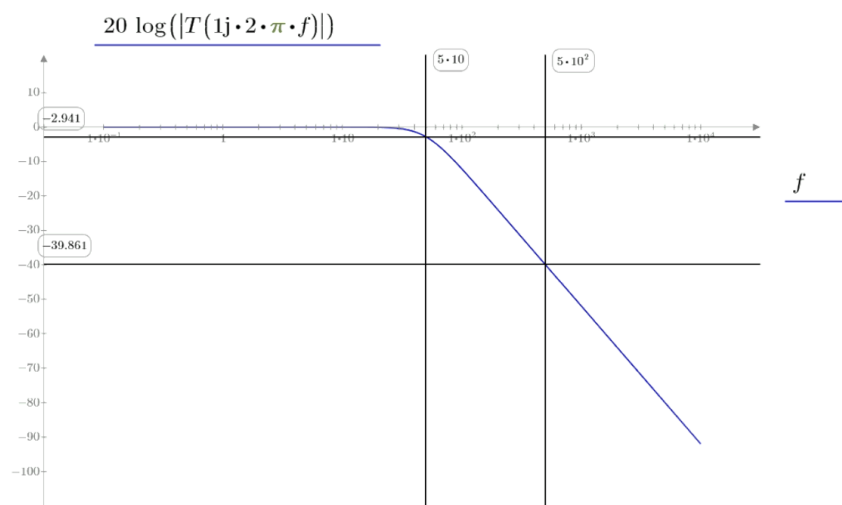
$$\zeta = \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} = 0,697$$

Vi er meget tilfredse med denne dæmpningsfaktor, der er noget lavere end den før beregnede dæmpningsfaktor på RC-filteret, der blev beregnet til at skulle være  $\zeta = 1,5$ . Vi plotter filteret i MathCad Prime for at se resultatet af vores dæmpning. Vi får følgende resultat:

$$T(s) = \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2 \cdot \zeta \cdot \omega_0 \cdot s + \omega_0^2}$$

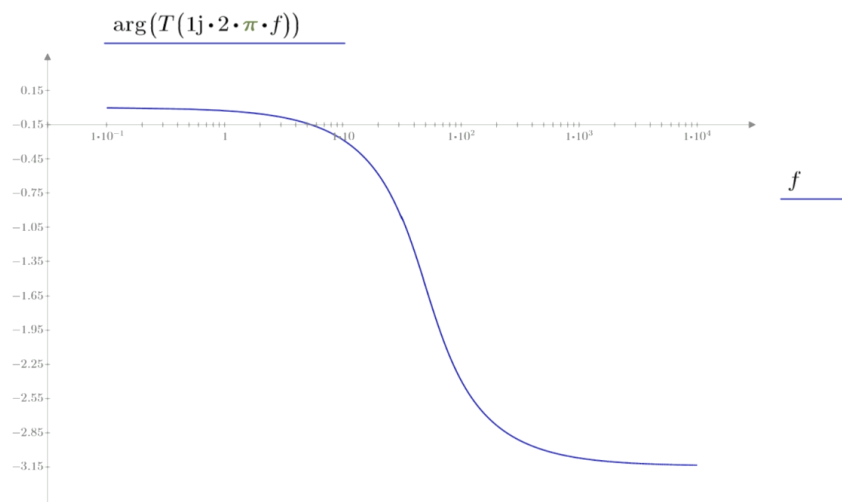


$$f := 0.1, 0.5 \dots 10^4$$



**Figur 2.14.** Bodeplot af Sallen Key filteret

Vi kan på plottet se, at filteret dæmper med ca 40 *dB* pr. dekade, som et 2. ordens filter skal. Vi kan dog samtidig se, at filteret allerede er dæmpet med 3 *dB* ved begyndelsen. Dette er konsekvensen af dæmpningsfaktoren, som dog opfører sig noget pænere, end RC-filteret gjorde.



**Figur 2.15.** Plot af Sallen Key filteret

### 2.3.4 Test af filter

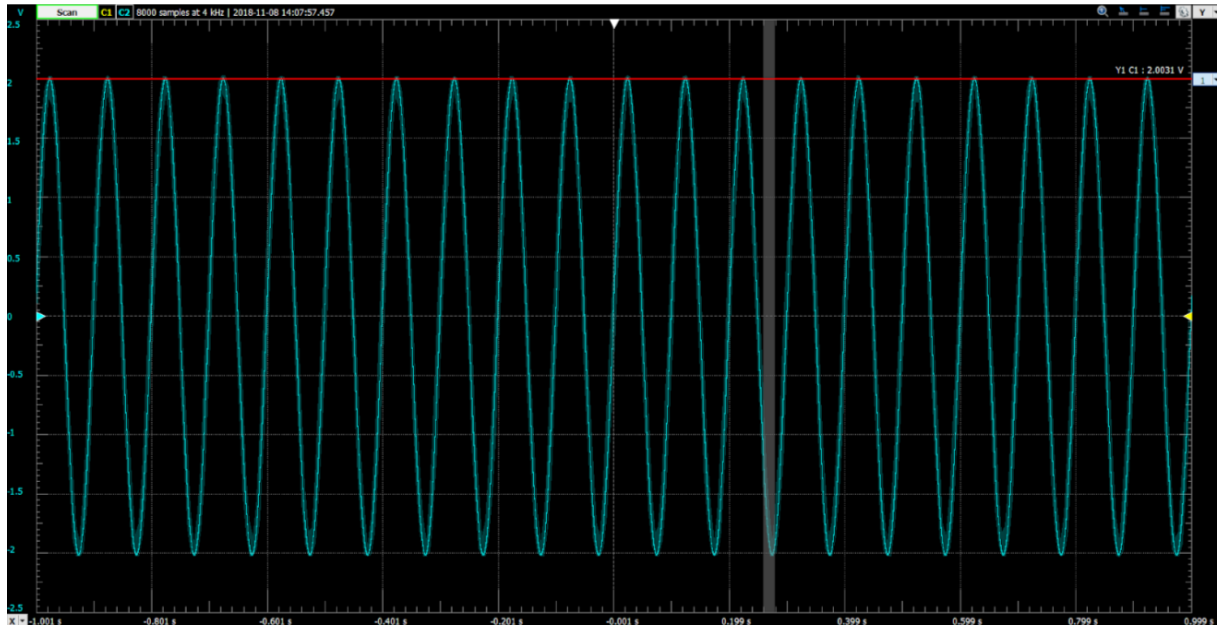
For at teste filteret har vi brugt Waveforms til at generere et sinussignal med en masse forskellige frekvenser. Vi kan her igen konstatere, at signalet er dæmpes lidt før knækfrekvensen på 50 Hz, ca. med 3 dB som forventet ud fra figur 2.14 på foregående side. Vi har indsendt signaler med frekvenser mellem 10 Hz og 500 Hz og kan ud fra den udregnede dB se, at signalet dæmpes med de ca 40 dB pr. Dekade som forventes af et 2. ordens filter. I nedenstående tabel 2.1 ses resultatet af testen af filteret.

Test af filter				
Frekvens (Hz)	Amplitude (V) Input	Offset	Amplitude (V) Output	dB ( $20 \cdot \log(V_{out}/V_{in})$ )
10	2	0	2	0
30	2	0	1,905	-0,422700313
40	2	0	1,7164	-1,328229796
50	2	0	1,4416	-2,843704441
60	2	0	1,1668	-4,680671504
70	2	0	0,9577	-6,396010165
80	2	0	0,7546	-8,466263896
90	2	0	0,6172	-10,21208157
100	2	0	0,5037	-11,9771609
110	2	0	0,432	-13,31092498
120	2	0	0,3603	-14,88731467
130	2	0	0,3066	-16,2891569
140	2	0	0,2707	-17,3708348
150	2	0	0,2286	-18,83907539
170	2	0	0,1772	-21,05132556
190	2	0	0,1438	-22,86542219
210	2	0	0,1163	-24,70900562
250	2	0	0,084	-27,53501419
290	2	0	0,0613	-30,27139042
330	2	0	0,0467	-32,6342623
370	2	0	0,0374	-34,56316787
410	2	0	0,0299	-36,50717615
450	2	0	0,0247	-38,16666085
500	2	0	0,0201	-39,95667876

**Tabel 2.1.** Test af Sallen Key filter

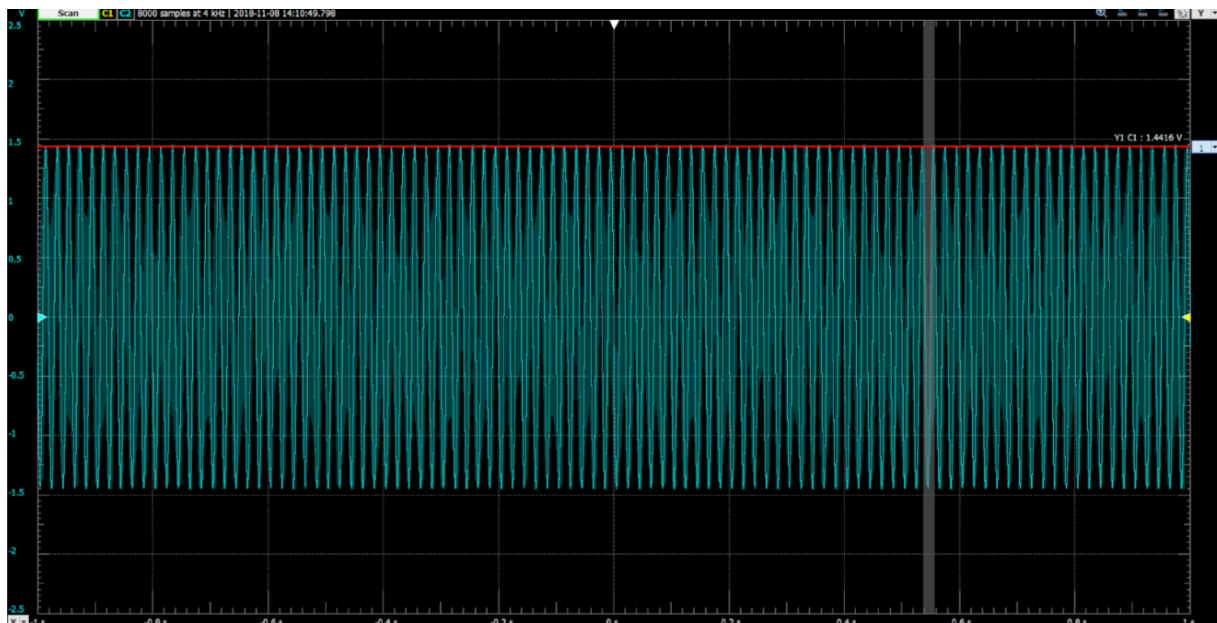
Her ses et par eksempler på nogle af de sinussignaler, der blev sendt ind vha. Waveforms. Hér ses det hvordan signalet er dæmpet mere og mere ved højere frekvenser og derfor får en lavere amplitude.

10 Hz:



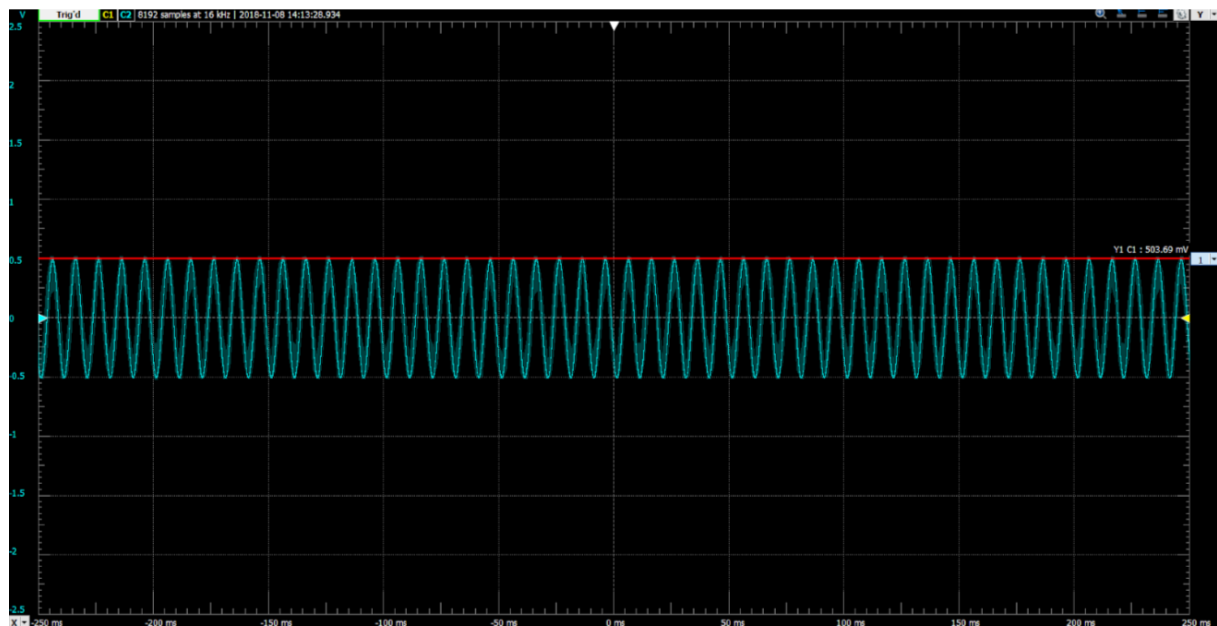
*Figur 2.16.* Test af filter: 10 Hz

50 Hz:



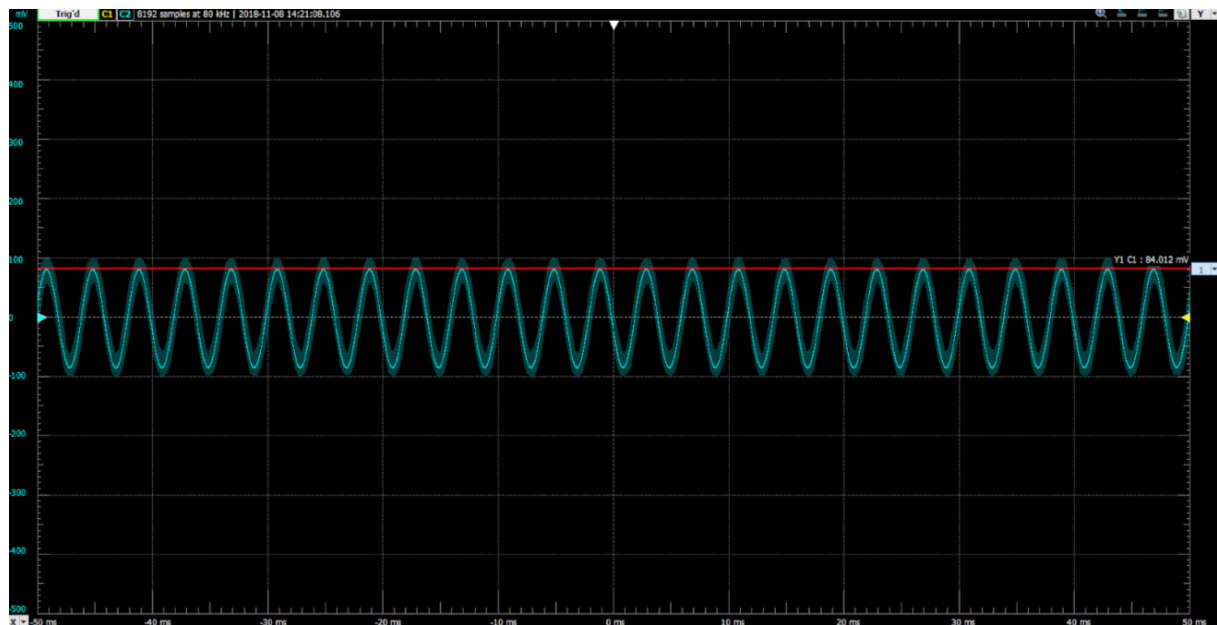
*Figur 2.17.* Test af filter: 50 Hz

100 Hz:



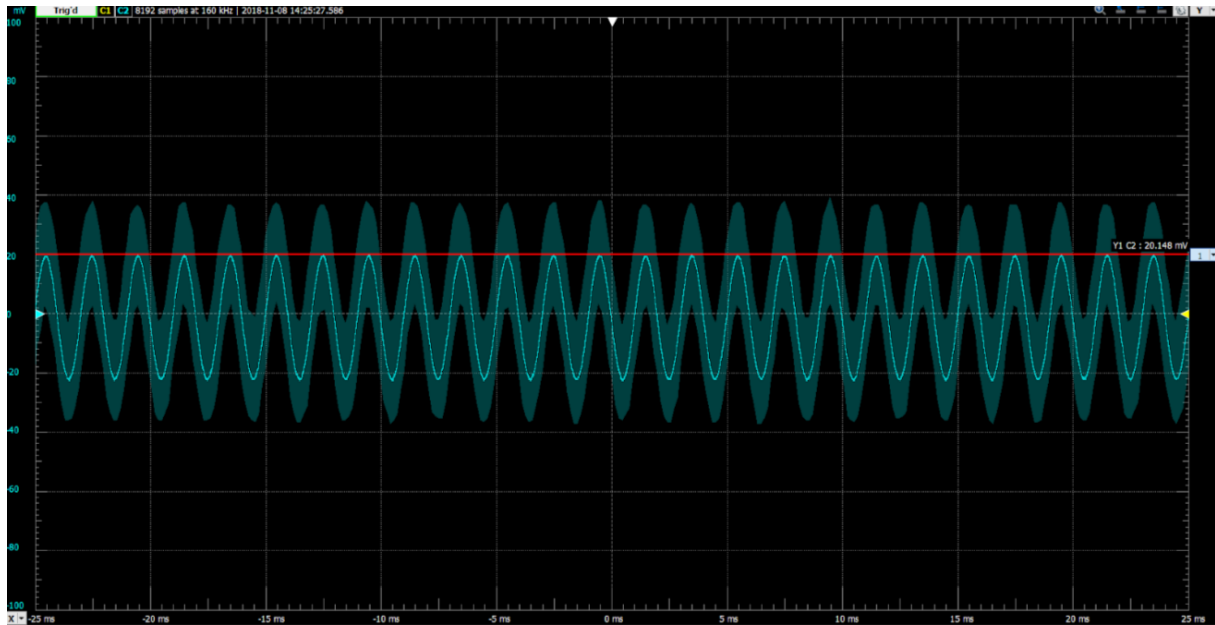
*Figur 2.18.* Test af filter: 100 Hz

250 Hz:



*Figur 2.19.* Test af filter: 250 Hz

500 Hz:



*Figur 2.20.* Test af filter: 500 Hz

## **2.4 Integrationstest**

### **2.4.1 Test med spændingsdeler**

### **2.4.2 Test med vandsøjle**

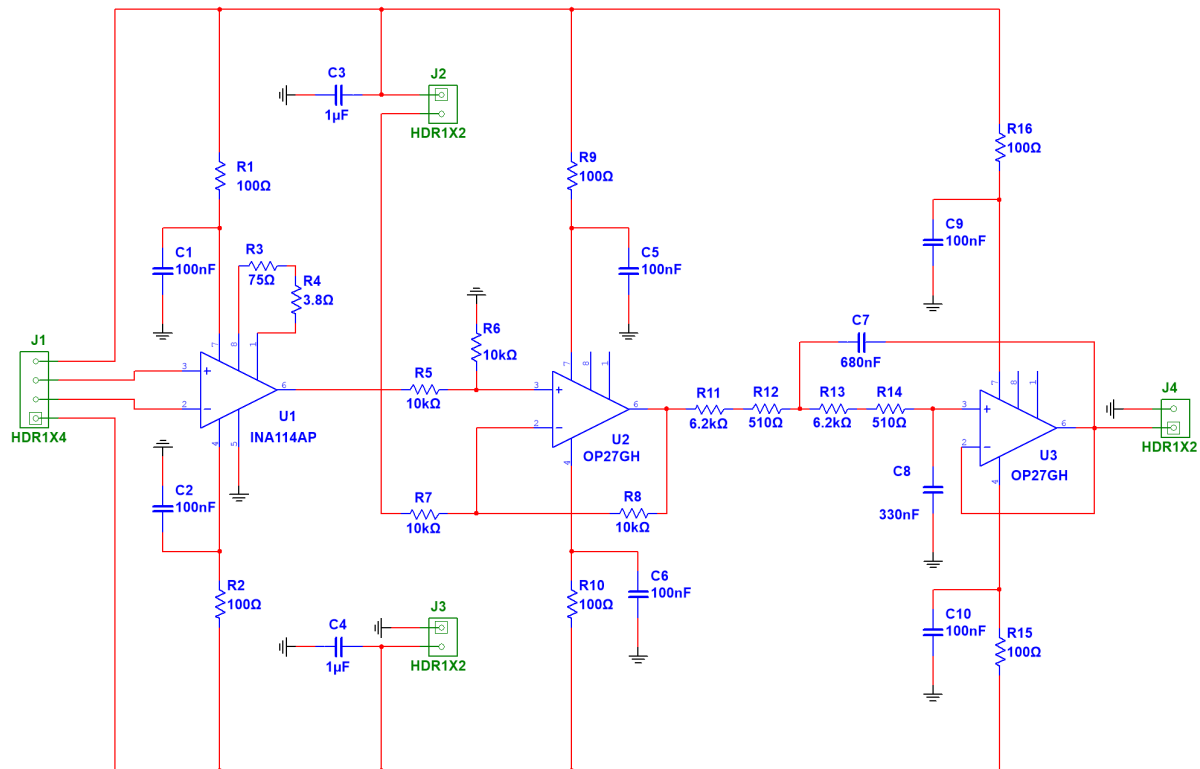
## 2.5 Printplade

### 2.5.1 Design af printplade

For at kunne designe et printudlæg skal kredsløbet realiseres i Multisim. Kredsløbet opbygges derfor med de beregnede komponentværdier til henholdsvis forstærker, subtractor og filter.

Når kredsløbet er realiseret i multisim kan diagrammet overføres til Ultiboard hvor printpladen kan opstilles med korrekte forbindelser mellem komponenterne.

#### 2.5.1.1 Multisim

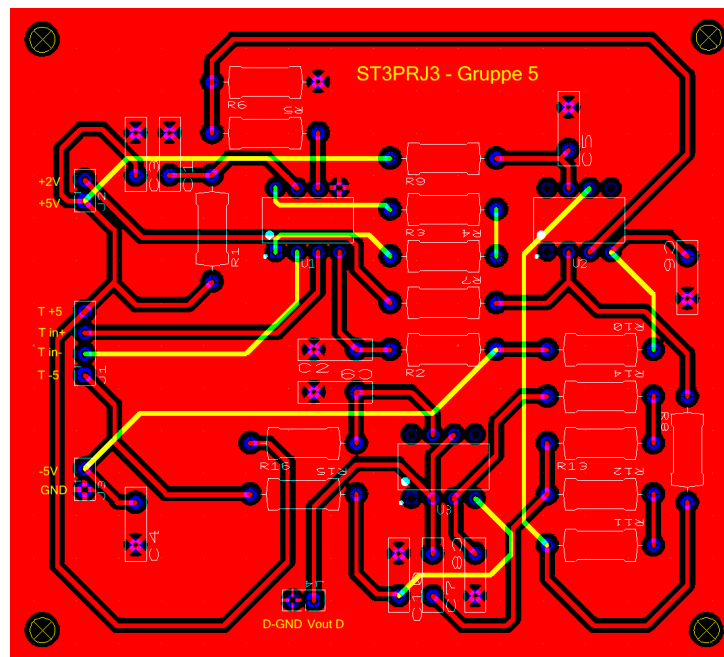


**Figur 2.21.** Kredsløbets opbygning i Multisim

På figur 2.21 ses kredsløbet opbygget med korrekte komponentværdier. Til venstre i diagrammet ses en header J1, der på den designede printplade skal udgøre de fire forbindelser til tryktransducere. Øverst ses en header J2, der skal udgøre strømforsyningen - henholdsvis 5V til transducer, forstærker og filter samt en 2V strømforsyning til subtractoren. Nederst i diagrammet ses en header J3, der skal udgøre -5V og stelforbindelse. Til højre i diagrammet ses en header J4, der skal bruges til at forbinde printpladen til AD-Converteren.

For at sikre systemet mest muligt mod støj stabiliseres signalet med afkoblingskondensatorer. De ses henholdsvis på strømforsyning, 5V og -5V samt på forstærker, subtractor og filter. Afkoblingskondensatorer er placeret så tæt på som muligt.

## 2.5.1.2 Ultiboard



**Figur 2.22.** Design af printplade i Ultiboard

På 2.22 ses kredsløbet fra Multisim overført til Ultiboard. Forstærker og subtractor er placeret øverst på pladen hvorimod filteret er placeret nederst på pladen. Mocstande og kondensatorer er placeret så tæt som muligt for at gøre det mere organiseret og overskueligt at kigge på. Strømforsyning, stelforbindelse og indgang til transducer er placeret til venstre på pladen. Udgangen til AD-Converteren ses nederst på pladen.



## 2.5.2 Test af printplade

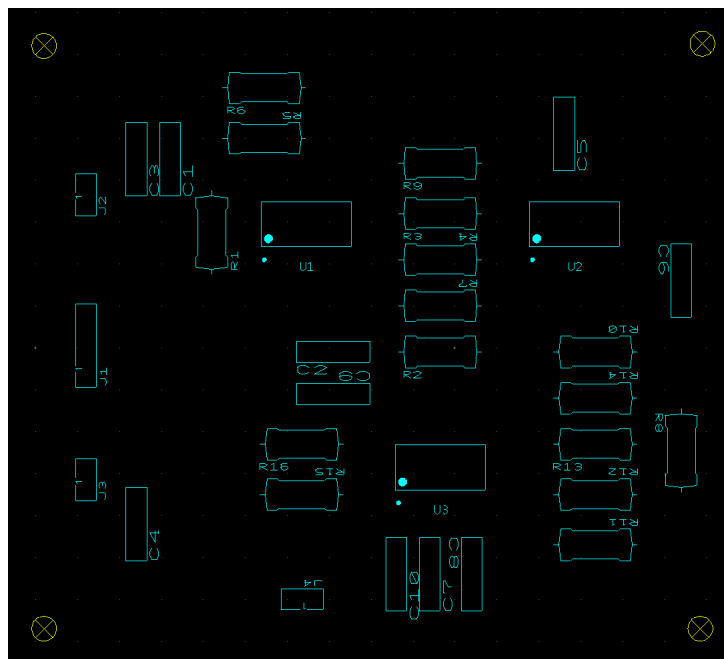
### 2.5.2.1 Multisim

Til at teste kredsløbet for eventuelle fejl i opbygningen realiseres diagrammet i Multisim.

INDSÆT TEKST OG BILLEDE HÉR

### 2.5.2.2 Ultiboard

For at være sikker på, at printpladen er opbygget i Ultiboard uden fejl kan der udføres forskellige tests inde i programmet. Det tjekkes visuelt, at forbindelser mellem komponenterne er lavet og der derfor ikke er nogle overskydende ratsnest tilbage. Disse ratsnests er de gule linjer, der viser forbindelserne mellem komponenterne før forbindelserne er tegnet.



**Figur 2.23.** Test af printplade: Ratsnests

Ud over at teste for manglende forbindelser mellem komponenter kan man lave lignende tests, der henholdsvis tester nets for fejl og mangler samt en overordnet test, der tester for fejl. Disse tests ses på figurerne nedenfor.

Net name	Locked	Trace width
0	No	0.600000
1	No	0.600000
2	No	0.600000
3	No	0.600000
4	No	0.600000
5	No	0.600000
6	No	0.600000
7	No	0.600000
8	No	0.600000
9	No	0.600000
10	No	0.600000
11	No	0.600000
12	No	0.600000
13	No	0.600000
14	No	0.600000
15	No	0.600000
16	No	0.600000
17	No	0.600000
18	No	0.600000
19	No	0.600000
20	No	0.600000
21	No	0.600000
22	No	0.600000
23	No	0.600000

**Figur 2.24.** Test af printplade: Nets

Ultiboard - 20. november 2018, 12:39:49

DRC and netlist check [Blodtrykmålesystem1] - 20. november 2018, 13:03:19  
Completed; 0 error(s), 0 warning(s), 0 filtered error(s); Time: 0:00.50

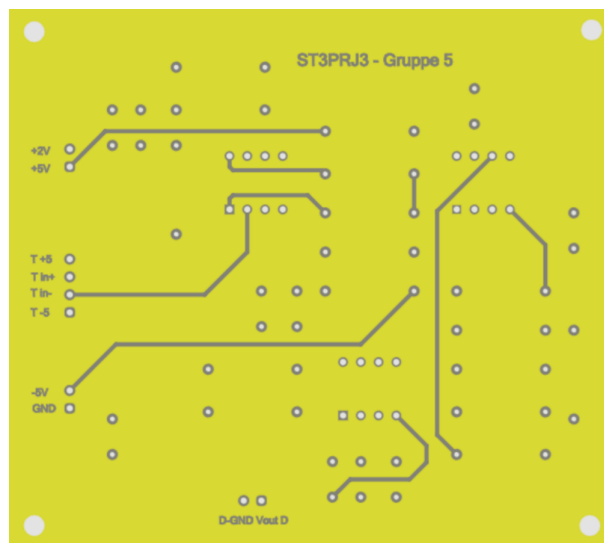
**Figur 2.25.** Test af printplade: Fejl

### 2.5.3 EuroCircuits

Før printpladen bestilles laves en sidste test, der tester for, om printpladen kan laves. Denne test er udført på EuroCircuits hjemmeside.

PCB Visualizer®	Assembly Visualizer	Offer	Basket number	Type	Status	Item name	Service	Quantity	Delivery days
✓ PCB Visualizer®	Analyse BOM & CPL		B1679372	PCB	Ready to checkout	Printplade3	NAKED proto	1	7 Working days

**Figur 2.26.** Test af printplade: Nets



**Figur 2.27.** Test af printplade: Fejl