

BILAG 6

Design

19. december 2017

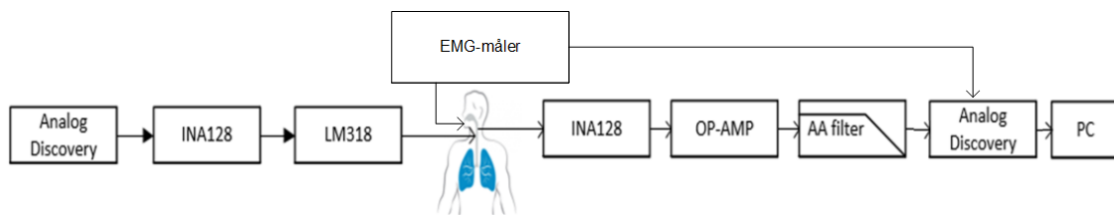
Indholdsfortegnelse

Kapitel 1	Indledning	2
Kapitel 2	Hardware	3
2.0.1	Analog Discovery	3
2.0.2	Instrumentationsforstærker 1 og 2	5
2.0.3	Strømgenerator	8
2.0.4	OP-AMP	8
2.0.5	AA filter	9
Kapitel 3	Software	11
3.0.1	Sekvens Diagram	11
Litteratur		12

Indledning

1

I dette bilag forklares design af hardware og software for synkereflexmonitoren. På baggrund af HW-arkitekturen redegøres der, hvordan HW-blokkene, som indgår i HW-arkitekturen er designet samt deres funktion. Desuden indeholder afsnittet en kort beskrivelse af designovervejelser i forhold til de enkelte hardwareenheder. Figur 1.1 viser de komponenter, som skal anvendes for at synkereflexmonitoren kan blive realiseret. Nogle af disse komponenter skal designes af gruppens medlemmer mens resten er kommercielle komponenter, der anvendes pga. deres specifikation. Disse kommercielle komponenter omfatter en Analog Discovery, en PC og en EMG-måler. Dette afsnit forholder sig ikke til design disse kommercielle komponenter, men om de kan leve op til de krav som er nødvendig for at realisere det ønskede produkt. Desuden indeholder bilaget et sekvens diagram, der giver en detaljeret beskrivelse af udvalgte funktioner/metoder, som styrer synkereflexmonitorens hardware del.

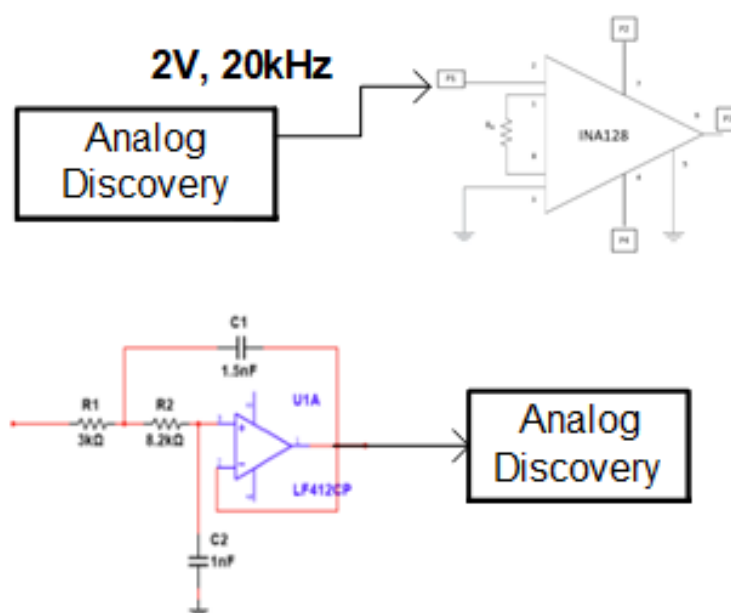


Figur 1.1: Figuren viser de enkelte komponenter, som skal designes for at realisere synkereflexmonitoren.

Hardware 2

2.0.1 Analog Discovery

Analog Discovery (AD) bruges i dette projekt til to formål. Det første er at AD skal fungere som funktionsgenerator og det andet er at den skal også fungere som dataopsamlingsmodul. Figur 2.2 viser et skitse af de to formål som AD bliver brugt til. Her ses det at AD generere et AC signal på 2V, som sendes til indgangen af instrumentationsforstærkeren INA128. Dette signal bliver brugt til at generere en konstant strøm ud af operationsforstærkeren LM318. Det ses også på figuren at AD modtager et signal fra et antialiaseringsfilter. Her fungerer AD en dataopsamlingsmodul, der konverter et analog signal til et digital signal.



Figur 2.1: Figuren viser ADs funktion i det samlede system. AD fungerer som funktionsgenerator og som dataopsamlingsmodul

For at rekonstruere et fysiologisk signal som eksisterer i et analog domæne til et digital domæne kræver det at man opfylder en række krav. Den første krav er at overholde Shannons samplingsteorem som siger at samplingsfrekvensen skal minimum være 2 gange den maksimale frekvenskomponent, Nyquist-frekvensen. I praksis ønsker man en måling, der ikke indeholder frekvenser, som er større end den halve samplingsfrekvens dvs. Nyquist-frekvensen. Frekvenser større end Nyquist-frekvensen giver anledning til

aliasering, der gør det vanskeligt at rekonstruere det oprindelige signal korrekt. For at genskabe et signal bedst muligt anbefales det at man vælger en samplingsfrekvens, der er betydelig højere end den maksimale frekvenskomponent. Valg af dataopsamlingsenhed har også betydning for hvor præcise man kan genskabe et analog signal. Konvertering af analoge værdier til digitale værdier sker ved at dataopsamlingsenheden måler et analog signal værdi, som derefter konverteres til den nærmeste digital værdi. Under konvertering opstår der fejl, da konverteringen ikke er præcis, men approksimation. Denne fejl kaldes kvantiseringsfejl. Konverteringens præcision bestemmes af ADC'ens spændingsområde og opløsning. Forholdet mellem ADC'ens inputområde og dens kvantificeringsniveauer/ADC'ens opløsning kan udtrykkes ved denne formel [1, s. 634-635]:

$$LSB = \frac{Spndingsomrde}{2^{bits}} \quad (2.1)$$

Denne formel udtrykker A/D konverterens mindste detekterbare spændingsændring, Least Significant Bit. I dette projekt benyttes AD, der kan yde 14-bit analog til digital-konvertering og som får en spændingsforsyning på 8 V. Med disse opløsninger kan LSB beregnes som følgende:

$$LSB = \frac{8V}{2^{14}} = 0,48mV \quad (2.2)$$

Dette betyder at det mindste detekterbare spændingsændring som AD kan detektere er 0.48mV. Spændingsændringer over 0,48mV bliver omsat til digitale værdier og værdier under den bliver ikke omsat. AD er valgt ud fra følgende fordele:

- Den kan fungere som funktionsgenerator samtidig med at den læser to signaler ind simultant
- Den kan sample to signaler simultant med en $f_s = 500kHz$
- Den kan fungere som dataopsamlingsenhed

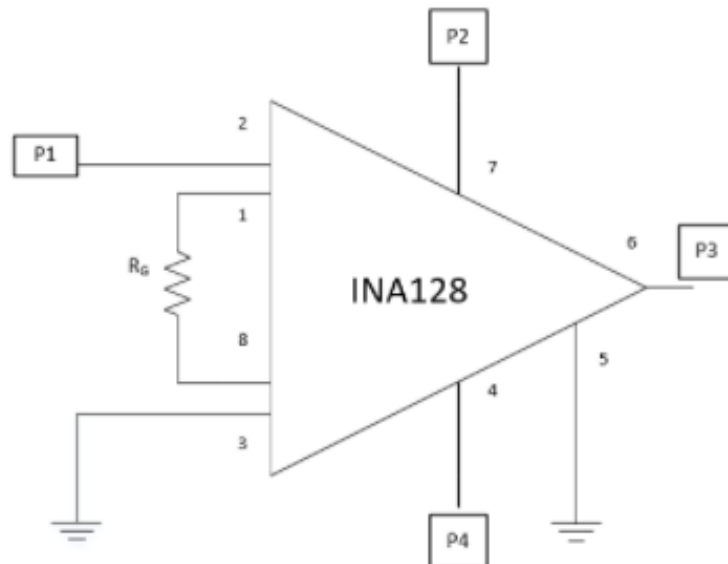
Med disse fordele er det besluttet at benytte AD.

2.0.2 Instrumentationsforstærker 1 og 2

Når man måler fysiologiske signaler har man brug for at forstærke dem, da deres amplituder er små. Disse amplituder skal forstærkes fra millivolt til volt området. Ydermere er disse signaler overlejret med brum støj på 50 Hz, som kommer af de omkringliggende apparater, ved at måleudstyret og måleobjektet har elektromagnetisk kobling imellem hinanden. For at eliminere eller undertrykke denne støj mest muligt anvendes en differensforstærker. Udover at undertrykke denne støj, ønsker man også som omtalt at forstærke indgangssignalet fra funktionsgeneratoren. Derfor anvendes i dette projekt to instrumentationsforstærker af typen INA128P. Med INA128P er det muligt at forstærke et signal ved kun at regulere én modstand. Dette betyder at et ønsket forstærkning kan opnås ved at kun justere den eksterne modstand kaldet (R_G). INA128P har følgende egenskaber som er ønskede, når man måler elektrofysiologiske signaler **Citer peters pdf**.

- Høj indgangsimpedans på ca. $10^{10}\Omega$
- Stor common mode rejection (CMR) på minimum 120dB
- Differentielt input-single ended out (nødvendigt for at mindske CM_{noise})

I dette projekt implementeres to instrumentationsforstærker af typen INA128. Den ene bruges til at forstærke signalet fra funktionsgeneratoren og fjerne brum støj på 50 Hz, og den anden anvendes til både at forstærke elektrofysiologiske signaler fra måleobjektet og undertrykkelse af common mode støj.

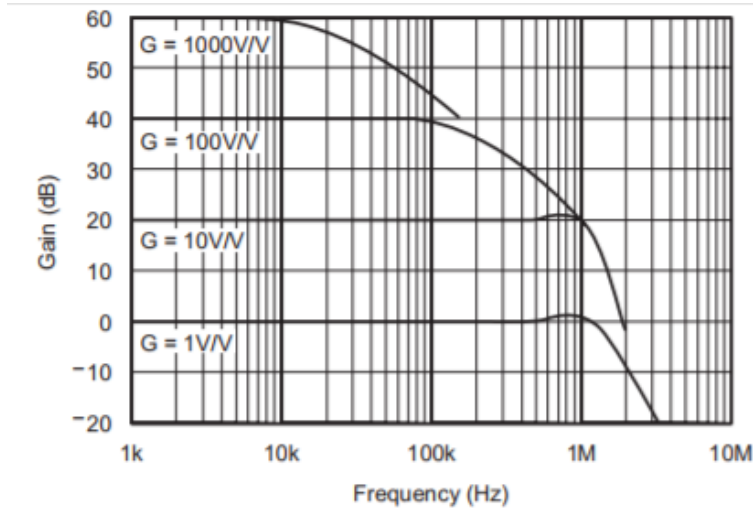


Figur 2.2: Figuren viser en instrumentationsforstærker. Den bruges til undertrykkelse af støj og forstærkning af fysiologiske signaler fra måleobjektet

Den ønskede forstærkning reguleres vha. R_G og det kan udledes af denne formel:

$$Gain = 1 + \frac{50k\Omega}{R_G} \quad (2.3)$$

Ved anvendelse af INA128 kan man forstærke et signal 100 gange og stadig have en tilstrækkelig båndbredde, der ligger over anti-aliaseringsfilterets knækfrekvens på $20kHz$. Dette kan aflæses på figur 2.3.



Figur 2.3: Figuren viser at Gain på 10 V/V bliver ved at være konstant op til ca. 500 kHz. Vælger man derimod gain på 100 V/V så er gain konstant kun op til ca. 100 kHz [2]

Det ses på figur 2.3 at båndbredden BW er større end anti-aliaseringsfilterets knækfrekvens på 20kHz, når gain vælges til 100. Dette betyder at forstærkeren er bred nok til at kunne indeholde frekvenser, der er større og mindre end knækfrekvensen. Med denne aflæsning af BW er det sikrede at INA128 kan benyttes til formålet.

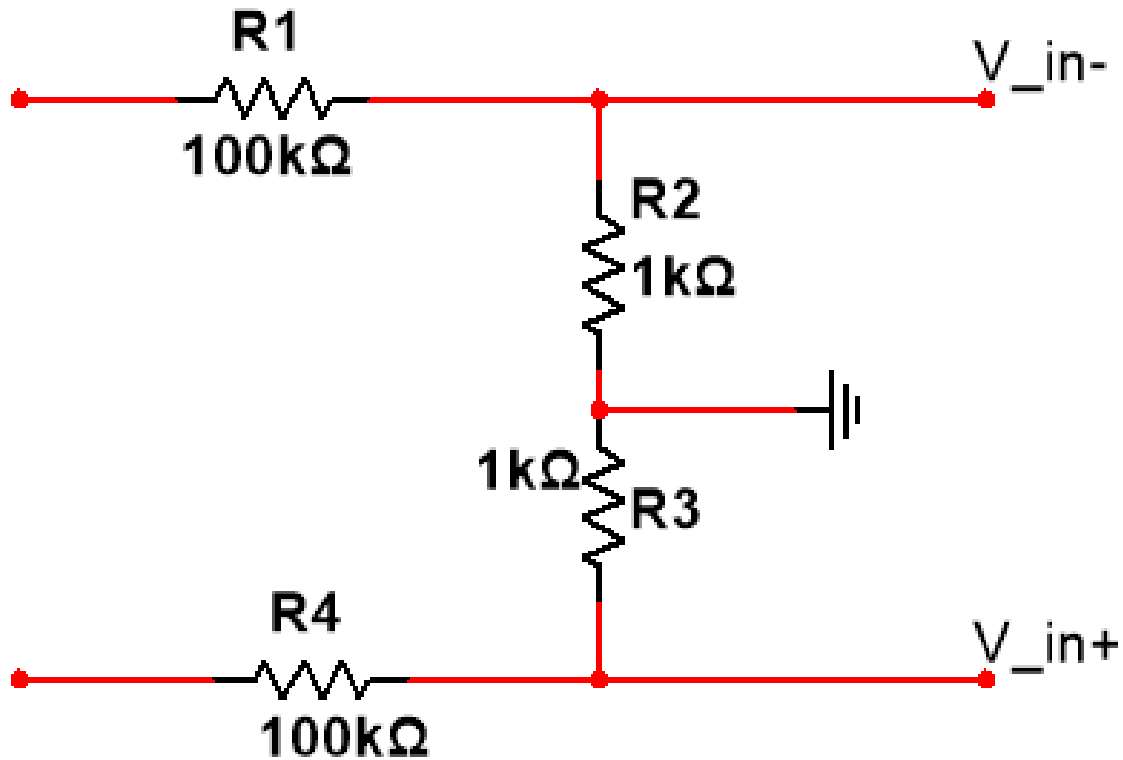
Ved at sætte Gain = 100 kan man beregne R_G :

$$\begin{aligned} Gain &= 100 \\ Gain &= 100 + \frac{50k\Omega}{R_G} \Rightarrow R_G = 505\Omega \end{aligned} \quad (2.4)$$

For at teste om INA128 kan i praksis levere en gain på 100 laves der en spændingsdeler kredsløb, der modtager et signal på 1V, som derefter bliver formindsket til $10mV$. Dette spændingsdeler kredsløb er nødvendig pga:

- at man ikke direkte kan sende små signaler fra AD til INA128 pga. AD har store usikkerheder, når den genererer små signaler
- at man ikke kan sende 1V igennem INA128 med gain på 100. Dette giver en udgangsspænding på 100V, som INA128 ikke kan klare.

Med de to begrundelse designes følgende spændingsdeler kredsløb:



Figur 2.4: Figuren viser kredsløbet til spændingsdeleren

$$\begin{aligned}
 V_{inINA128} &= 10 \times 10^{-3}V \\
 R_1 &= 100k\Omega, R_2 = 1000\Omega \\
 V_{outIna128} &= 100 \times \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 1V
 \end{aligned} \tag{2.5}$$

Det forventes at INA128 forstærker 10mV til 1V, hvilken svar til en gain på 100.

Da INA128 som nævnte også benyttes til at forstærke signalet fra funktionsgeneratoren på 2V, skal den eksterne modstand, R_G , også beregnes for denne. Hvis gain vælges til 2 skal man ifølge databladet sætte $R_G = 50k\Omega$ [2, s.13]. Udgangssignalet for denne instrumentationsforstærker beregnes som den forudgående:

$$\begin{aligned}
 V_{in} &= 2 \\
 Gain &= 2 \\
 V_{outINA128} &= 2V \times 2 = 4V
 \end{aligned} \tag{2.6}$$

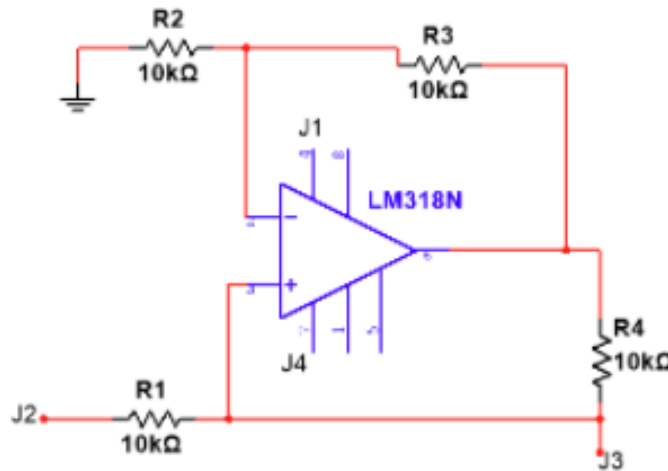
Med en kendt Gain kan der nu beregnes R_G :

$$Gain = 2$$

$$Gain = 2 + \frac{50k\Omega}{R_G} \Rightarrow R_G = 50k\Omega \quad (2.7)$$

2.0.3 Strømgenerator

Da bioimpedans måling kræver at man sender en konstant strøm til måleobjektets væv er det nødvendigt at designe og opbygge en strømgenerator, der kan levere en konstant strøm. Som beskrevet i analyse afsnittet er der testet og sammenlignet to operationsforstærker, som kan anvendes til dette formål. Testen har vist at operationsforstærkeren LM318 er bedre til at levere en konstant strøm, når vævsmodstanden varieres. Derfor vælges LM318 til at levere det ønsket strøm frem for den anden operationsforstærker LF412CN. Det forventet strømoutput som LM318 leverer til vævet, når $R_4 = 10k\Omega$, kan beregnes som følgende:



Figur 2.5: Figuren viser kredsløbet til strømgeneratoren LM318

$$I_{væv} = 2 \times \frac{V_{in}}{R_5}$$

$$I_{væv(p-p)} = 2 \times \frac{4_{vp}}{10k} = 800\mu A \quad (2.8)$$

Dette resultat omregnes til rms:

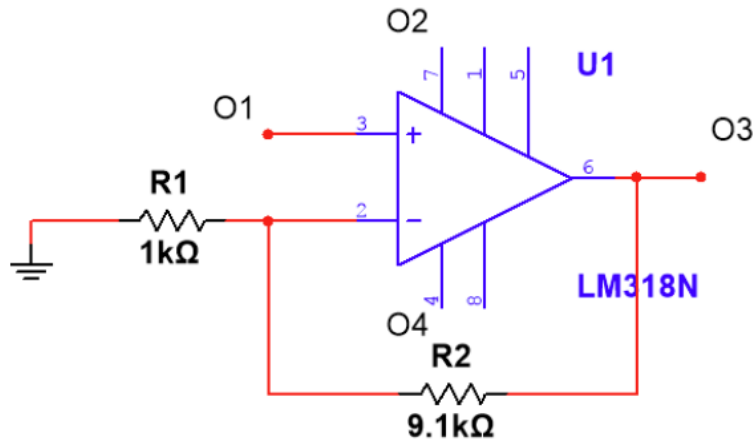
$$I_{(peak)} = \frac{I_{væv(p-p)}}{2} = 400\mu A$$

$$I_{rms} = \frac{I_{(peak)}}{\sqrt{2}} = 283\mu A \quad (2.9)$$

Denne konstant strøm sendes til måleobjektets væv.

2.0.4 OP-AMP

Outputtet af instrumentationsforstærker 2 skal yderligere forstærkes og dette sker ved at benytte en ikke-inverterende operationsforstærker som ser således ud:



Figur 2.6: Figuren viser kredsløbet til den ikke-inverterende operationsforstærker LM318

Det er nødvendigt at forstærke signalet til denne størrelse, da man vil udnytte A/D konverterens inputområde, som ligger mellem ± 25 [3]. Man kunne også vælge at udnytte hele A/D konverterens dynamikområde, men det er valgt at give A/D konverteren en buffer for at imødekomme signaler, der har en markant afvigelsesprocent. Hvis disse type signaler forekommer og man ikke giver A/D konverteren en buffer, så mister man al data, som overskrider de 10V. Der benyttes operationsforstærkeren LM318 til at forstærke signalet op, hvor Gain er bestemt af forholdet mellem to modstande, R_1 og R_2 :

$$Gain = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (2.10)$$

For at forstærke signalet op til 10V kræver det at man gælder $V_{outINA128}$ 10 gange og vælger $R_1 = 1k\Omega$. Hermed isoleres værdien af R_2 :

$$10 = 1 + \frac{R_2}{1k\Omega} \Rightarrow R_2 = 9k\Omega \quad (2.11)$$

Det forventes at operationsforstærkeren forstærker $V_{outINA128}$ til 10V.

2.0.5 AA filter

For at sikre at aliasering ikke opstår, tilføjes et analog anti-aliaseringsfilter i kredsløbet, der tillader passering af frekvenser, der er mindre end Nyquist-frekvensen og dæmper frekvenser, som er højere end Nyquist-frekvensen. I dette projekt realiseres anti-aliaseringsfilteret som 2. ordens butterworth lavpasfilter af typen Sallen-Key, da det har et flat filter respons i passbåndet, med cutoff frekvens på 25 kHz. Filteret har nedenstående overføringsfunktion:

linebreak **Indsæt et billede af filtret man nu vælger**

$$H(s) = \frac{2 \times \pi \times f_c}{s^2 + 2 \times \pi \times f_c s + (2 \times \pi \times f_c)^2} = 0,12mV \quad (2.12)$$

Filtreret knækfrekvens kan bestemmes vha. denne formel:

$$f_c = \frac{1}{2 \times \pi \times \sqrt{R1 \times C1 \times R2 \times C2}} \quad (2.13)$$

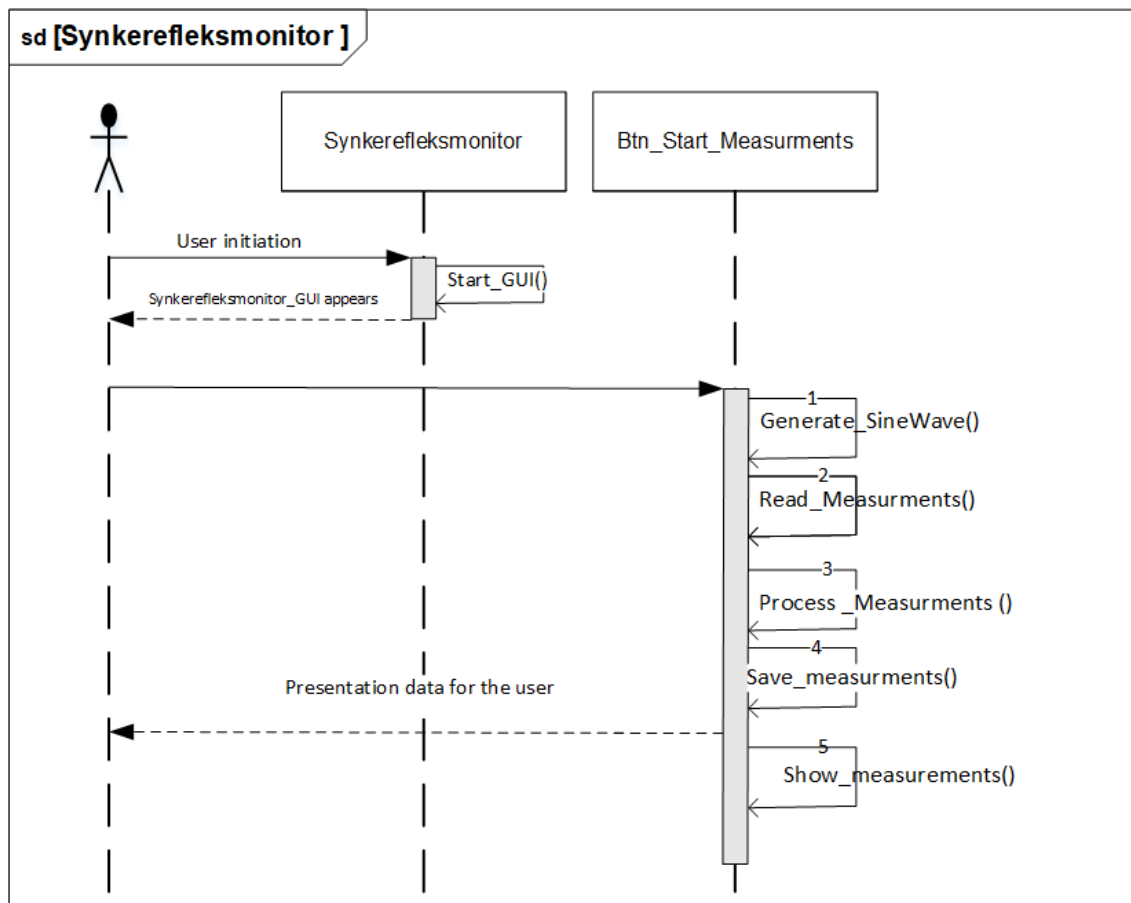
I stedet for at beregne værdierne for komponenterne, anvendes et værktøj til design af filtre, som kan regne disse komponentværdier når man indtaster den ønskede knækfrekvens 5 . Indtastning af cutoff frekvensen giver følgende resultater:

$$\begin{aligned} R1 &= R2 = 33k\Omega \\ C1 &= C2 = 100pF \end{aligned} \quad (2.14)$$

Indsæt podeplot Der mangler to punkter: Hvor meget er signalet dæmpede allerede? Hvor skal vi dæmpe det yderligere for komme ned til 100db? Vi kender vel først den faktiske dæmpning der er behov for ved integrationstesten?

3.0.1 Sekvens Diagram

Sekvensdiagrammet viser rækkefølgen af programmets kodeeksekvering. Programmet igangsættes af brugeren ved at åbne m.filen Synkereflexsmonitor. Her ligger GUI'en til hele programmet. Brugerne kan herfra vælge at igangsætte en måling ved at trykke knappen '*Btn – Start – Measurments*'. Denne knap kører efterfølgende en række funktioner, der tilsammen måler, gemmer og viser en bioimpedans og EMG måling simultant. Hver af disse funktioner eksisterer i sin egen m.fil. Denne opdeling muliggør at man nemt kan udvide programmet uden at have kendskab til alle disse funktioner.



Figur 3.1: Figuren viser sekvensen af programmets kode

Litteratur

- [1] Richard G Lyons. *Understanding Digital Signal Processing*. 2004.
- [2] Texas Instruments, Inputs Protected To, Bridge Amplifier, Thermocouple Amplifier, R T D Sensor Amplifier, Data Acquisition, Dual Operational, and Amplifier Jfet. Precision , Low Power INSTRUMENTATION AMPLIFIER. *Data Sheet*, 6133(800):1–18, 2005.
- [3] NI. NI 6259.