

BILAG 6

Design

19. december 2017

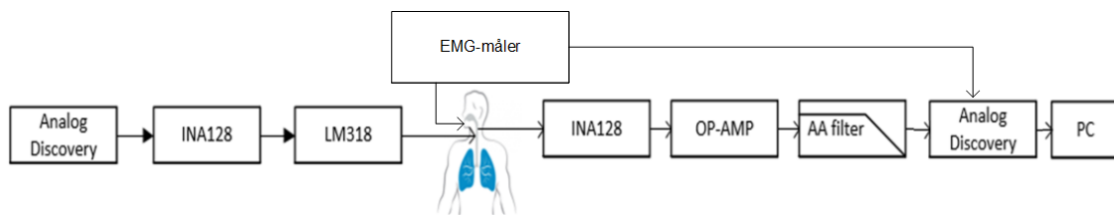
Indholdsfortegnelse

Kapitel 1	Indledning	2
Kapitel 2	Hardware	3
2.0.1	Analog Discovery	3
2.0.2	Forstærker 1 og 2	4
2.0.3	Strømgenerator	7
2.0.4	OP-AMP	8
2.0.5	AA filter	8
Kapitel 3	Software	10
3.0.1	Sekvens Diagram	10
Litteratur		11

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.

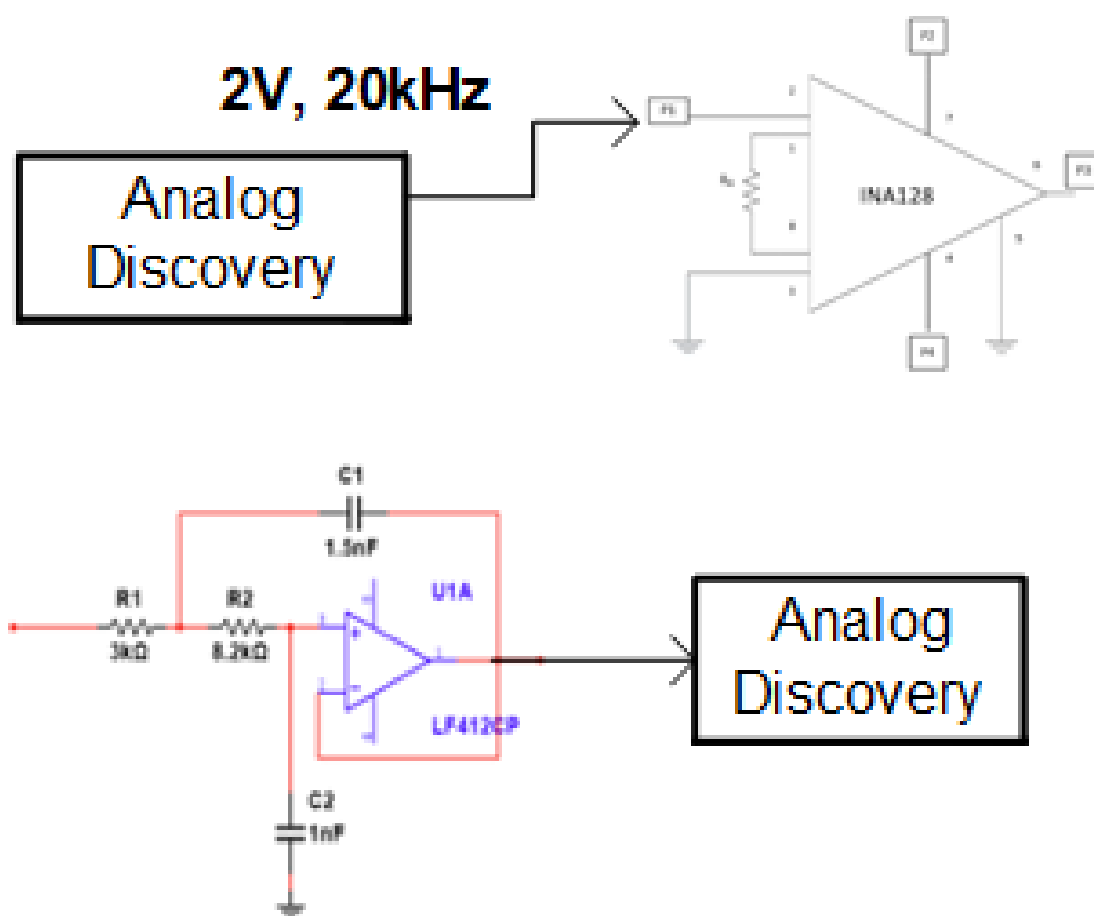


Figur 1.1: Figuren viser de enkelte komponenter, som skal designes for at realisere synkereflexmonitoren.

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 2.3 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.

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

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 8V. Med disse opløsninger kan LSB beregnes som følgende:

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

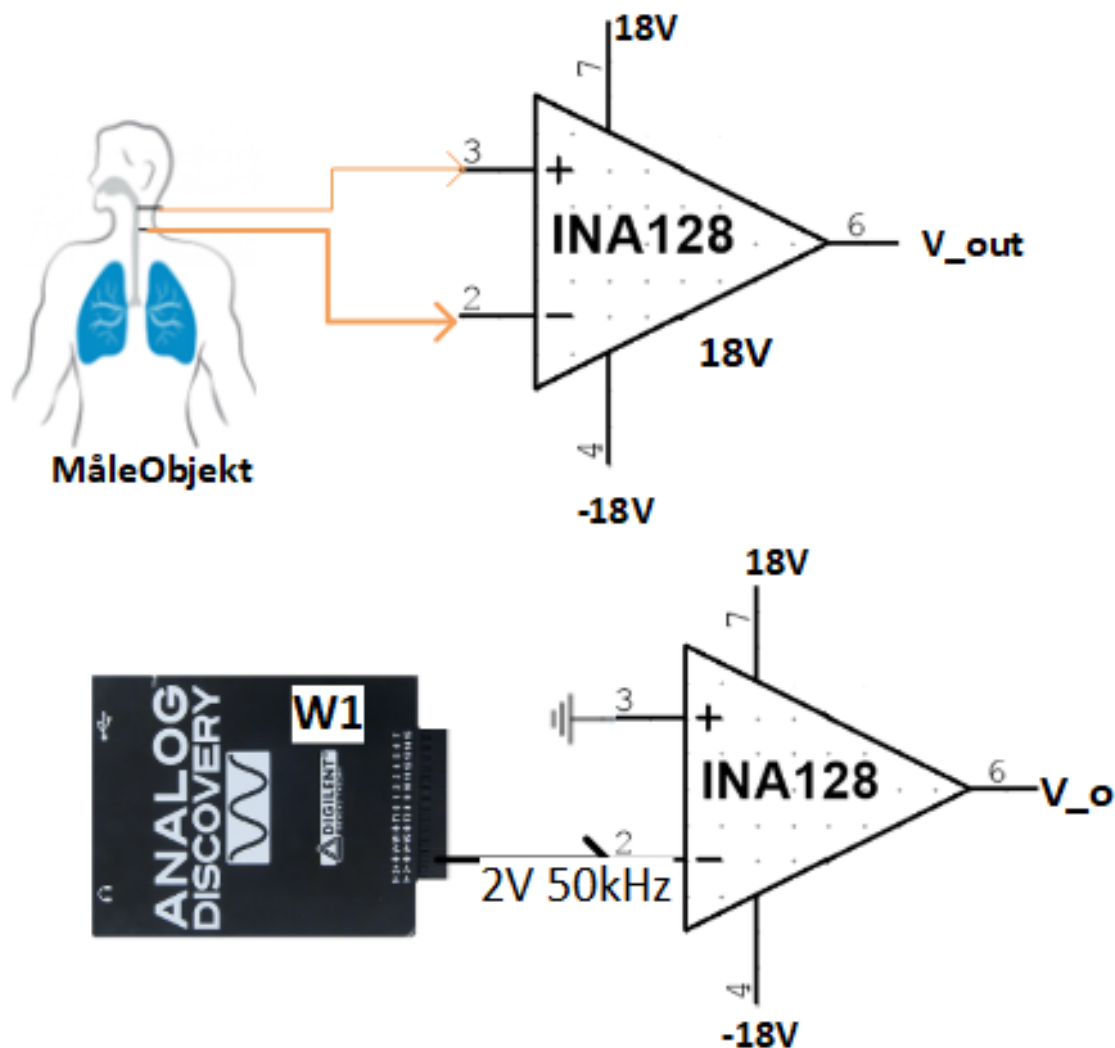
Dette betyder at det mindste detekterbare spændingsændring som AD kan detektere er 0.48mV. Spændingsændringer over 0,48mV bliver omsat til digitale værdier og værdier under den bliver ikke omsat.

2.0.2 Forstærker 1 og 2

Når man måler fysiologiske signaler har man bruge for at forstærke dem, da deres amplituder er meget små. Disse amplituder skal forstærkes op til volt området. Ydermere er disse signaler overlejret med brum støj på 50 Hz, da omkring liggende apparater, måleudstyret og måleobjektet har elektromagnetisk kobling imellem hinanden. For at eliminere eller undertrykke denne støj mindst muligt anvendes en differensforstærker. Udover at undertrykke denne støj, ønsker man også som beskrevet at forstærke indgangssignalet fra funktionsgeneratoren. Derfor anvendes i dette projekt to instrumentationsforstærkere af typen INA128P2. INA128P har det egenskab at den kan forstærke et signal ved at man kun regulere én modstand. Dette betyder at et ønsket forstærkning kan opnås ved at regulere en eksterne modstand kaldet (R_G). INA128P har følgende egenskaber som er ønskeværdige når man måler elektrofysiologiske signaler 2:

- 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 50Hz, hvorimod den anden anvendes til både at forstærke elektrofysiologiske signaler fra måleobjektet og undertrykkelse af common mode støj.



Figur 2.2: Figuren viser to instrumentationsforstærker. Den ene bruges til at forstærke signalet fra funktionsgeneratoren, hvorimod den anden anvendes til at forstærke fysiologiske signaler fra måleobjektet

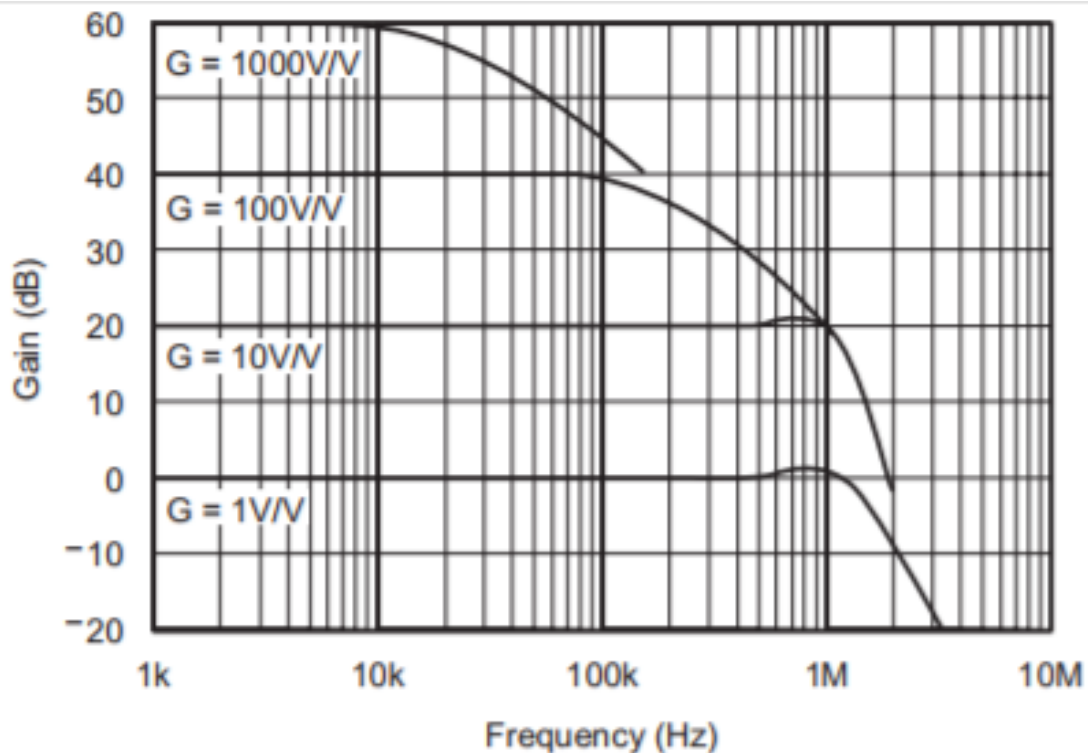
Den ønskede forstærkning reguleres vha. R_G og det kan udledes af formel **2.0.2**, men første skal signalet fra funktionsgeneratoren skal have en passende gain. Dette kan beregnes ved at kende to parametre, nemlig det maksimale output-spænding, som måleobjektet

kan levere og den konstante strøm som går igennem måleobjektets strubevæv. Da den maksimale output-spænding fra måleobjektet ikke kan findes i et datablade ligesom en transducer kan man enten simulere dette vha. en variabel modstand, der har en maks. modstands værdi på $10k\Omega$ eller direkte måle impedansen på strubeområdet vha. en kommerciel bioimpedansmåler. Når man måler impedansen over struben med en kommerciel bioimpedansmåler så måles impedansen til $30k\Omega$. Det betyder at den maksimale output-spænding, som ligger over struben kan nu beregnes vha. Ohms lov:

$$V_{maxStrube} = I_{Strube} \times R_{Strube}$$

$$V_{maxStrube} = (0.5 \times 10^{-3}A) \times 30\Omega = 15mV \quad (2.3)$$

Ifølge databladet for INA128 kan man forstærke overstående $15mV$ 10 gange og stadig have en tilstrækkelig båndbredde, der ligger over anti-aliaseringsfilterets knækfrekvens på $50kHz$.



Figur 2.3: Figuren viser at Gain på $10V/V$ bliver ved at være konstant op til ca. $500kHz$. Vælger man derimod gain på $100V/V$ så er gain konstant kun op til ca. $100kHz$ [1]

Ved gain på 1 kan INA128 give $1,3MHz$ båndbredde (BW) og ved gain på 10 kan man beregne om båndbredden er tilstrækkelig når gain vælges til 10:

$$1,3MHz = 10 \times BW \quad (2.4)$$

$$BW = \frac{1,3MHz}{10} = 130kHz \quad (2.5)$$

Det ses at den beregnede BW er større end anti-aliaseringsfilterets knækfrekvens og det betyder at forstærkeren er bred nok til at kunne indeholde frekvenser, der er større og mindre end knækfrekvensen. Med den beregnede BW er det sikrede at INA128 kan benyttes til formålet. Der skal også beregnes værdien af den eksterne modstand, R_G , som bestemmer, hvor stor den ønskede forstærkning skal være. Denne forstærkning kan udregnes ved formelen:

$$Gain = 1 + \frac{50k\Omega}{R_G} \quad (2.6)$$

$$Gain = 10 + \frac{50k\Omega}{R_G} \Rightarrow R_G = 5,56 \times 10^3 \Omega \quad (2.7)$$

Udgangssignalet for denne instrumentationsforstærker kan nu beregnes:

$$\begin{aligned} V_{outINA128} &= V_{maxStrube} \times 10 \\ V_{outINA128} &= 15mV \times 10 = 150mV \end{aligned} \quad (2.8)$$

Da INA128 som nævnte også benyttes til at forstærke indgangssignalet fra funktionsgeneratoren på 2V skal den eksterne modstand, R_G , også beregnes for denne. Gain vælges til 2 og ifølge databladet kan dette gain opnås ved at sætte $R_G = 50k\Omega$ [1]. Udgangssignalet for denne instrumentationsforstærker beregnes som den forudgående:

$$\begin{aligned} V_{in} &= 2 \\ Gain &= 2 \\ V_{outINA128} &= 2V \times 2 = 4V \end{aligned} \quad (2.9)$$

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 operationsforstærkere, som kan anvendes til dette formål. Testen har vist at operationsforstærkeren LM118 er bedre til at levere en konstant strøm, når vævsmodstanden varierer. Derfor vælges LM118 til at levere det ønskede strøm frem for den anden operationsforstærker LF412N. Det forventede strømoutput til vævet kan beregnes som følgende:

$$I_{væv} = 2 \times \frac{V_{in}}{R_5} \quad (2.10)$$

Størrelsen af R_5 og V_{in} styrer, hvor meget strøm operationsforstærkeren kan producere. Det anbefales af de fremfundne litteratur, at strømmen som sendes til vævet ligger ca. 0,5mA [2]. For at få genereret dette strømstørrelse, isoleres R_5 i den overstående ligning:

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

$$R_5 = 2 \times \frac{4V}{0,5 \times 10^{-3}A} = 16k\Omega \quad (2.11)$$

2.0.4 OP-AMP

Forstærkning af de 15mV fra instrumentationsforstærkeren sker ved at benytte en ikke-inverterende operationsforstærker, som skal forstærke dette signal til 8V. Det er nødvendigt at forstærke signalet til denne størrelse, da man vil udnytte A/D konverterens inputområde, som ligger mellem $\pm 10V$ [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 TL084 til at forstærke signalet op, hvor Gain er bestemt af forholdet mellem to modstande, R_1 og R_2 :

$$Gain = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (2.12)$$

For at forstærke signalet op til 8V kræver det at man gælder $V_{outINA128}$ 54 gange og vælger $R_1 = 1k\Omega$. Hermed isoleres værdien af R_2 :

$$54 = 1 + \frac{R_2}{1k\Omega} \Rightarrow R_2 = 53k\Omega \quad (2.13)$$

Det forventes at operationsforstærkeren forstærker $V_{outINA128}$ til 8,1V. Indsæt et billede af TL048 hvis det vælges. Husk datasheet

Indsæt et billede af TL048 hvis det vælges. Husk datasheet

2.0.5 AA filter

or 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 lavpasfilter af typen Sallen-Key med cutoff frekvens på 50kHz. Filteret har nedenstående overføringsfunktion:

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

$$H(s) = \frac{2 \times \pi \times f_c}{s^2 + 2 \times \pi \times f_c \times s + (2 \times \pi \times f_c)^2} = 0,12mV \quad (2.14)$$

Filtreret knæffrekvens kan bestemmes vha. denne formel:

$$f_c = \frac{1}{2 \times \pi \times \sqrt{R1 \times C1 \times R2 \times C2}} \quad (2.15)$$

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:

$$\begin{aligned} R1 &= R2 = 33k\Omega \\ C1 &= C2 = 100pF \end{aligned} \tag{2.16}$$

Indsæt podeplot Der mangler to punkter: Hvor meget er signalet dæmpede allerede? Hvor skal vi dæmpe det yderligere for komme ned til 100db?

Software 3

3.0.1 Sekvens Diagram

Litteratur

- [1] 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.
- [2] T Kusuhara, T Nakamura, Y Shirakawa, K Mori, Y Naomoto, and Y Yamamoto. Impedance pharyngography to assess swallowing function. *The Journal of international medical research*, 32(6):608–16, 2004.
- [3] NI. NI 6259.