

HTX, ZBC-SLAGELSE

DESIGN OG PRODUKTION A
EKSAMENSPROJEKT

Signalkassen

Forfattere
HECHT-NIELSEN, E.F.
ØSTERGAARD, E.
VALSTED, N.

Vejledere
POULSEN, H.N.
CHRISTIANSEN, J.F.
HOLT, M.

16. maj, 2019

Abstract

A lot of oscilloscopes are bulky and heavy, which is partly due to power-hungry electronics including big displays. Therefore, a modern approach to the design of an oscilloscope is presented in this project, where the users' mobile devices, e.g. cellphones or laptops, are used to display the data that the oscilloscope gathers. This, as well as a couple of other compromises with regards to sampling rate and voltage range, has made the creation of a small and lightweight oscilloscope possible. Further details about the technical design and quality assessment of the produkt are described in the following report.

Indhold

1 Indledning	4
2 Projekt	4
2.1 Problemformulering	4
3 Problemanalyse	4
3.1 El- og programmeringstekniske krav	4
3.2 Maskintekniske krav	5
4 Løsningsprincipper	5
4.1 El-tekniske løsningsforslag	5
4.1.1 Input-stadie	5
4.1.2 Forstærkning	7
4.1.3 A/D-konvertering	7
4.1.4 Online tilgængelighed	8
4.1.5 Strømforsyning	8
4.1.6 De valgte løsningsforslag	8
4.2 Maskintekniske løsningsprincipper	9
4.2.1 Grundudformning	9
4.2.2 Brugerinput	10
4.2.3 Det valgte løsningsforslag	10
5 El- og programmeringsteknisk design	11
5.1 Input-stadiet	12
5.1.1 Indledende analyse af filteret	13
5.1.2 Filterets frekvensrespons	14
5.1.3 Dimensionering og afsluttende overblik af filteret	16
5.2 Forstærkning	17
5.3 ADC	23
5.3.1 Successiv approksimation	23
5.3.2 Lidt om den praktiske implementering	24
5.4 SPI - Kommunikation	25
5.5 Brugergrænseflade	25
5.5.1 Valg af teknologier	27
5.6 Fourier transformation	27
5.6.1 Eulers formel og komplekse tal	28
5.6.2 Fourier transformation	28
5.7 Batterihåndtering	30

5.8	Spændingsregulering	31
5.8.1	Switch-mode regulator	31
5.8.2	Buffer- og afkoblingskondensatorer	32
5.8.3	Diodebaseret negativ ladningspumpe	35
6	Maskinteknisk design	36
6.1	Designvalg	36
6.2	Værkstedsarbejde	37
6.3	Spændingsberegninger	39
6.3.1	Case 1	39
6.3.2	Case 2	40
6.3.3	Case 3	41
6.3.4	Case 4	42
6.3.5	Case 5	43
6.3.6	Case 6	44
6.3.7	Case 7	45
6.3.8	Case 8	46
6.3.9	Case 9	47
6.3.10	Case 10	48
7	Produkttest	49
7.1	El- og programmeringstekniske test	49
7.1.1	Krav nr. 1	50
7.1.2	Krav nr. 2 og nr. 3	50
7.1.3	Krav nr. 4 og nr. 5	51
7.1.4	Krav nr. 6, nr. 7 og nr. 8	51
7.2	Maskintekniske test	52
8	Produktionsomkostninger	53
8.1	Aluminium	53
8.2	PLA-plast og gummifødder	53
8.3	Elektroniske komponenter	54
8.4	Samlet pris	54
9	Konklusion	55

1 Indledning

I den følgende rapport vil et projekt, som omhandler designet og produktionen af et bærbart og trådløst oscilloskop, blive beskrevet. I rapporten beskrives det, hvordan oscilloskopet udvikles på baggrund af en problemformulering, hvortil der er opsat en række krav. Foruden dette indeholder rapporten en detaljeret beskrivelse af, hvordan oscilloskopet overordnet fungerer, og derudover også en gennemgang af, hvordan de enkelte komponenter fungerer. Ydermere præsenteres der i rapporten en økonomisk oversigt, og derudover også en række tests, som validerer kvaliteten af det udviklede oscilloskop. Til sidst er rapporten afrundet med en konklusion, hvor der konkluderes på oscilloskopets egenskaber og overholdelse af krav.

2 Projekt

Der vælges i projektet at arbejde med teknisk udstyr til undervisningen. Mere specifikt vælges det at arbejde indenfor det fysikfaglige, hvor det er nødvendigt med diverse udstyr til at give elever mulighed for pragmatisk læring igennem eksperimenter. Et sted, hvor sådant udstyr er nødvendigt, er til måling af elektriske signaler, og der tages her normalt brug af relativt store og svært håndterbare oscilloskoper. Det vælges derfor, at projektet skal omhandle udviklingen af et mobilt oscilloskop, som trådløst kan kobles op med en computer eller telefon, hvilket også giver mulighed for at følge målingerne fra et forsøg stillet op på skolen; f.eks. inden for hjemmets 4 vægge. En tidsplan for projektets forløb kan ses i bilag 6.

2.1 Problemformulering

Der skal fremstilles et oscilloskop, hvis afsøgningshastighed faciliterer detaljeret måling af vekselspændingssignaler. Målingerne skal kunne tilgås trådløst, og derudover skal disse trådløst tilgængelige data også kunne tilgås fra ethvert netværk i verden. For at oscilloskopet kan være 100% trådløst, således at det er nemt medbringeligt, skal det kunne drives af et batteri og veje mindre end 5 kg.

3 Problemanalyse

Som det nævnes i problemformuleringen, ønskes det at lave et trådløst oscilloskop. Til dette hører der dog en række både el-tekniske og maskintekniske problematikker. Der er altså en række tekniske krav, som produktet skal overholde for, at det kan betragtes som brugbart og funktionelt, og disse ses illustreret i de to følgende afsnit.

3.1 El- og programmeringstekniske krav

På tabel 1 ses en uddybning af de krav, der kort blev berørt i problemformuleringen. Hi-Fi audio interfaces sampler typisk lyd op til 192 kHz, og dermed skal ADC'en i oscilloskopet kunne facilitere dette. Typiske funktionsgeneratorer i et billigt prisleje kan maksimalt generere signaler med en frekvens på omkring 2 MHz, så dette kan bruges som testudstyr. Idet kassen skal være bærbart, skal batteriet kunne drive oscilloskopet i en time uden opladning, og derefter oplades til mindst 80% af batterisystemets kapacitet i løbet af 8 timer. Spændingen af uforstærkede lydsignaler afviger maksimalt med ca. 0.477 V fra 0 V. Det er dog også ønskværdigt at måle både posi-

tive og negative PWM-signaler med en peak-to-peakspænding på hhv. 3.3 V og 5 V, eftersom logikspænding typisk ligger i disse intervaller. Derudover skal også høj opløsning, mindre end 1 mV trin, faciliteres.

3.2 Maskintekniske krav

Den maskintekniske del består af en beskyttende skal til elektronikken, som er hovedkomponenten af oscilloskopet. Mere specifikt skal den maskintekniske del kunne holde til kraftpåvirkninger, som forårsages ved almindelig brug, og udgangspunktet er her, at produktet skal bruges af elever, som kan finde ud af at begå sig omkring teknisk udstyr. Den maskintekniske del skal ligeledes indeholde mulighed for brugerinteraktion med det el-tekniske indhold. De specifikke krav, som oscilloskopets maskintekniske del skal overholde, er angivet i tabel 2.

løsningsforslagene til selve funktionaliteten af produktet.

Fælles for alle løsningsforslagene er 4 trin, der skal laves. Det første er et input-stadie, hvor frekvenser, der alligevel ikke kan måles, frafiltreres. Det næste er et forstærkningsstadie. Her forstærkes (eller dæmpes) signalet til at passe ind i ADC'ens måleområde, da den har en begrænset opløsning, og det ønskes at udnytte denne opløsning fuldt ud. Dernæst kommer så selve A/D-konverteringsprocessen, hvor det analoge signal konverteres til en digital repræsentation, der så kan sendes videre til det 4. trin, nemlig enheden, som sørger for online tilgængelighed. De valgte blokke ses forbundet med pile. Begrundelser og nærmere beskrivelse følger i de næste afsnit.

4 Løsningsprincipper

Det er, som sagt, bestemt, at der skal kreeres et trådløst oscilloskop. Der er dog forskellige måder dette kan gøres på, og der vil i de følgende to afsnit derfor blive redegjort for forskellige el- og maskintekniske løsningsprincipper, som udformningen af produktet er baseret på.

4.1 El-tekniske løsningsforslag

At bygge ethvert trådløst apparat kan opdeles i to primære el-tekniske problemer, der skal løses. Det ene problem kaldes her funktionaliteten, og det andet er strømforsyningen, der skal drive apparatet. Der ses blokdiagrammer for løsningsforslag til hver af de to problemer på hhv. figur 1 og figur 2. Først betragtes

4.1.1 Input-stadie

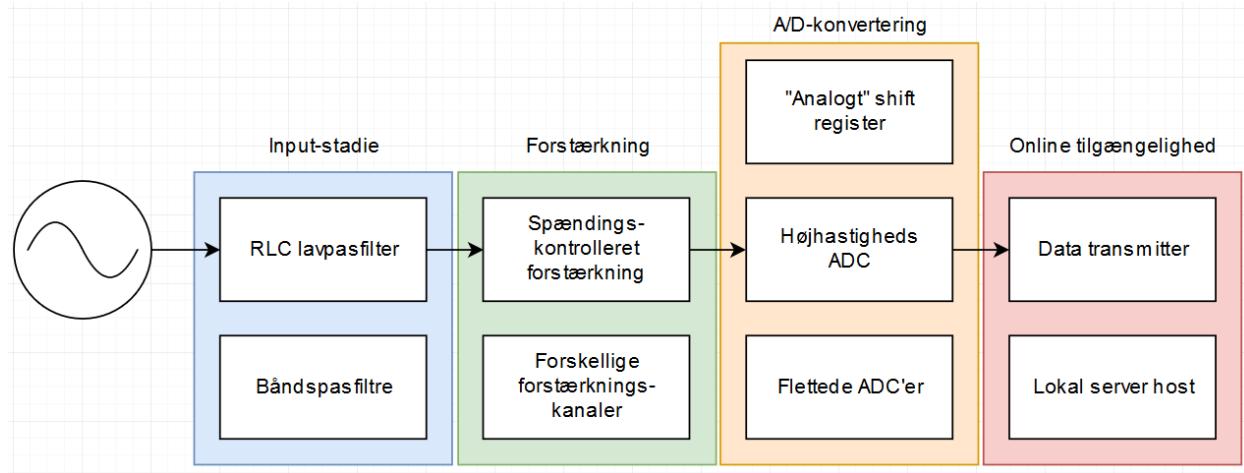
Der er to løsningsforslag til inputstadiet. Det ene er et RLC lavpasfilter, hvilket er sammensat af en resistor, en induktor og en kondensator, som navnet antyder. Dette filter har en udmærket evne til at frafiltrere højfrekvente komponenter fra uden at påvirke signalkomponenterne inden for det målbare interval; ift. f.eks. et simplere RC lavpasfilter. Alternativt kunne en række båndpasfiltre med gode karakteristikker inden for et begrænset interval flettes sammen. F.eks. kunne et filter være ansvarlig for området 0 til 1 kHz, mens et andet var ansvarligt for området 1kHz til 100 kHz. Dette kræver dog både mere fysisk plads i kassen, som er begrænset, men det vil også resultere i en ujævn frekvensrespons omkring punkterne, hvor filtrene krydser hinanden. Derfor er RLC lavpasfilteret valgt.

Område	Krav
Afsøgningshastighed	Oscilloskopet skal have en båndbredde på mindst 192 kHz
Batteri	Oscilloskopet skal kunne køre kontinuert i 1 time
Batteri	Batteriet skal kunne oplades ”over natten”, ergo opladning fra ca. 20% til 80% på under 8 timer
Spændingsområde	Skal kunne måle spændinger ned til 1 mV
Spændingsområde	Skal kunne måle spændinger op til 5 V peak-to-peak
Latens	Der skal højest være 5 sekunders latenstid fra måling til webserveren
Adgang	Dataene skal kunne tilgås fra et andet netværk
Analyse	Systemet skal kunne bestemme signalers fundamentalfrekvens

Tabel 1: Oversigt over el- og programmeringstekniske krav

Område	Krav
Generelt	Input skal nemt kunne tilgås af brugeren
Generelt	Det skal være muligt at udskifte elektroniske dele
Generelt	Alle udvendige punkter skal kunne holde til en kraftpåvirkning på 300 N
Vægt	Kassen skal veje mindre end 5 kg
Størrelse	Kassens ydre volumen skal være mindre end 1 dm ³
Størrelse	Ingen sidelængde må være længere en 200 mm

Tabel 2: Oversigt over el- og programmeringstekniske krav



Figur 1: Løsningsforslag til funktionaliteten af oscilloskopet. Der er fire trin: input-stadie, forstærkning, A/D-konvertering og online tilgængelighed. For hver kasse er der lavet en blok for de forskellige løsningsforslag til det korresponderende trin. De valgte forslag er boksene, som er forbundet med pile.

4.1.2 Forstærkning

Ligesom med input-stadiet er der her to løsningsforslag. Det første er baseret på en operationsforstærker i en ikke-inverterende forstærkerkonfiguration, hvor transistorer kan bruges som kontakter til at justere modstanden mellem det inverterende ben og nulvoltspotalet.

Dermed kan forstærkningsgraden justeres med spændingsbaserede kontrolsignaler. Det andet er baseret på en række operationsforstærkere med hver sin forstærkningsgrad. En håndfuld kontakter kan dermed bruges til at lede signalet ned ad den korresponderende forstærkningskanal. Der er dog et par problemer med sidestnævnte løsningsforslag. Der er nemlig primært to forskellige typer spændingskontrollerbare kontakter, der kan bruges. Den ene er et relæ, men problemet med at bruge relæer er deres ofte store størrelse og strømforbrug, når formålet tages i betragtning. Derudover introducerer

disse også betydelig elektromagnetisk støj, som ikke er ønskværdig, når der måles på analoge signaler. Den anden mulighed er bilaterale kontakter som en CD4066 chip, der overkommer mange af relæets problemer, men det er stadig ikke nok til at overkomme de pladsmæssige og strømforbrugsmæssige fordele ved det første løsningsforslag.

4.1.3 A/D-konvertering

Processen, at konvertere et analogt signal til en digital repræsentation, er relativt set temmelig langsom. Derfor er der 3 forskellige forslag til at få en høj tidsmæssig opløsning. Den ene er en form for analogt shift register. I stedet for at skifte digitale bits gennem registret laves en serie af kondensatorer og spændingsbuffere til at lagre en analog spænding kortvarigt, indtil ADC'en har mulighed for at konvertere dem. Når ADC'en har læst de lagrede værdier, skiftes

en ny rækker værdier ind, således at signalet måles i intervaller, og der går dermed information om signalet tabt mellem måleintervallerne. Derudover kunne ADC'er flettes sammen, så de skiftevis måler på signalet, mens de resterende er i gang med en konvertering. Dette er dog ganske vanskeligt pga. det tilhørende timingkredsløb, der kræves. Dette resulterer samlet set i et stort plads- og strømforbrug. Den sidste og valgte mulighed er bare en enkelt højhastigheds ADC. Valget falder igen tilbage på fysisk plads- og strømforbrug.

4.1.4 Online tilgængelighed

Til sidst skal de opsamlede data gøres tilgængelig for brugeren gennem en internetforbindelse. Det ene forslag er at hoste en server på en fjern computer og bruge en ESP32-microcontroller til at transmittere data til denne. Det andet forslag er at hoste serveren lokalt på ESP32-microcontrolleren, hvor brugeren så kan forbinde til denne. Dette forslag begrænser dog muligheden for at tilgå dataene ”overalt i verden”, som der er stillet krav til i afsnittet 3.1, El- og programmeringstekniske krav. Derfor er ESP32'eren bare konfigureret som en enhed, der sender data til en fjern server. Dette har også den fordel, at det gør fremtidig opdatering af systemet mht. den digitale signalbehandling gevældigt nemmere.

4.1.5 Strømforsyning

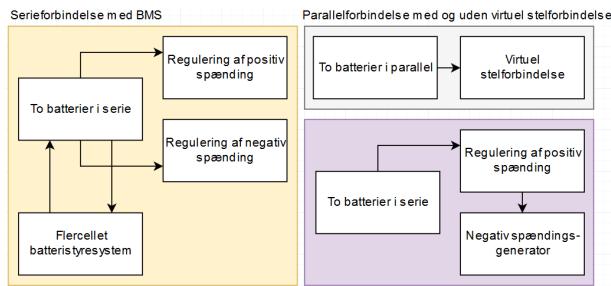
Kredsløbet forsynes af to 18650 Li-ion batterier, der begge har en nominel spænding på 3.7 V. Da der benyttes microcontrollere, som forsynes af 5 V, er der brug for et 5 V rail. Derudover er der brug for et -5 V rail, da der benyttes rail-to-rail operationsforstærkere, og der skal faciliteres

signaler uden en jævnspændingsforskydning. Det ene forslag til at løse dette problem er at sætte de to batterier i serie, som vises i den orange kasse på figur 2. Lader man knudepunktet mellem deres poler være nulvoltspotentialet, haves nu en positiv og en negativ 3.7 V spænding på hver sin side. Herefter kan disse spændingsniveauer reguleres til ± 5 V med hhv. en positiv og en negativ spændingsregulator. Da de to batterier sidder i serie, vil de aflades ujævt. Derfor er der behov for et batteristyresystem, der monitorerer begge celler.

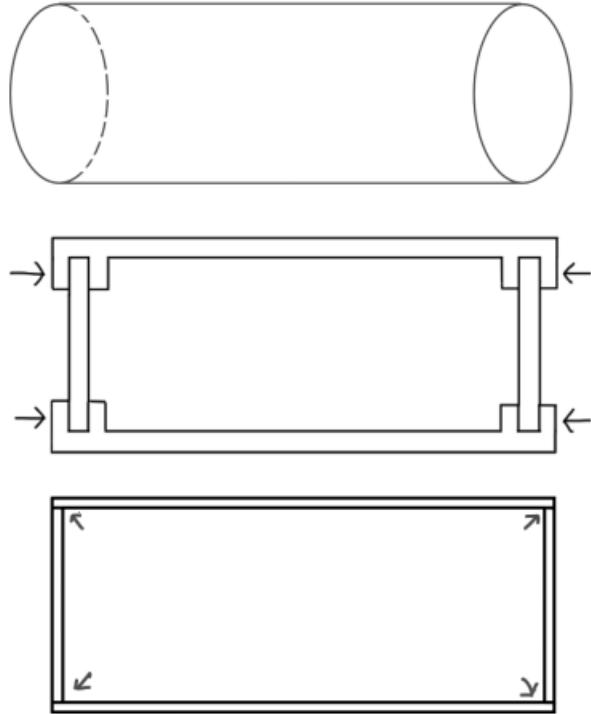
Batterierne kan i stedet forbindes parallelt for at undgå et batteristyresystem og asymmetrisk belastning af batterierne. Det ene forslag inden for denne konfiguration er at regulere spændingen til 10 V og lave en virtuel stelforbindelse ved 5 V. Dermed fås -5 V fra denne virtuelle stelforbindelse til batteriernes nulvoltspotentiale. Det sidste forslag er at opnå den negative spænding ved hjælp af en negativ spændingsgenerator; f.eks. en diodebaseret negativ ladningspumpe. Det er denne løsning, som er valgt, da det hovedsageligt er 5 V rail'et, der skal forsyne flest komponenter, så en negativ ladningspumpe er rigeligt til at forsyne de komponenter, der har behov for en negativ spænding. Det er dermed den løsning, der er billigst samt mest plads- og energieffektiv.

4.1.6 De valgte løsningsforslag

Som berørt i ovenstående afsnit, er det endelige valg illustreret med de blokke, der er forbundet med pile på figur 1. Mht. strømforsyningen er løsningsforslaget i nederste højre hjørne af figur 2 valgt. Den efterfølgende konkrete udformning af disse forslag fortsætter i afsnittet 5, El- og programmeringsteknisk design.



Figur 2: Løsningsforslag til systemets strømforsyning.



Figur 3: Øverst ses løsningsprincip 1 til grundudformningen illustreret. Imens løsningsprincip 2 ses illustreret i midten, og løsningsprincip 3 ses illustreret nederst.

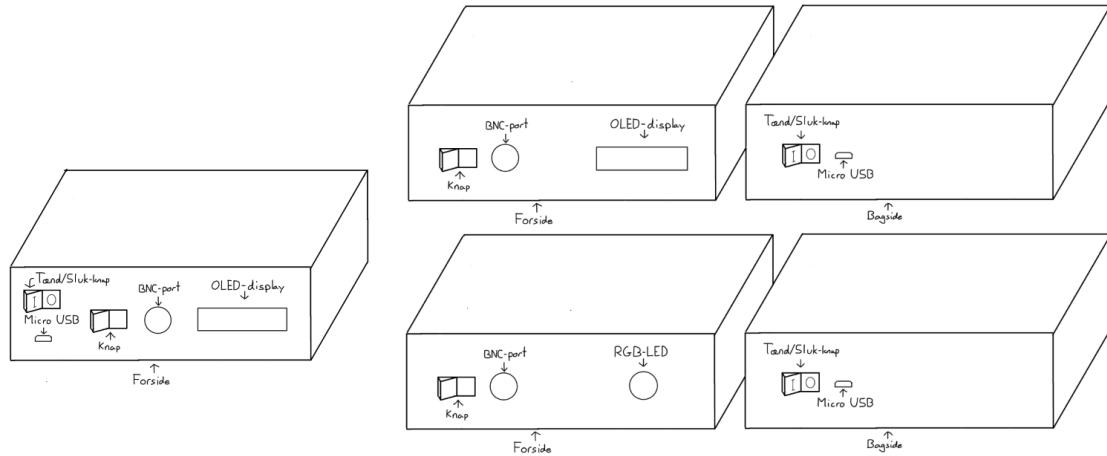
4.2 Maskintekniske løsningsprincipper

Selvom oscilloskopets elektronik er det, som giver det dens funktionalitet, er det også nødvendigt at lave en ydre skal, som elektronikken kan placeres i. Der skal i udformningen af denne tages højde for både form og brugerinput, og løsningsprincipper for disse præsenteres af de følgende to afsnit.

4.2.1 Grundudformning

Ideer til grundudformningen af denne ses illustreret på figur 3. Som det ses illustreret på figuren, er der udarbejdet tre løsningsprincipper til dette, og her er den første en cylinderformet udformning. De to næste er dog derimod rektangulære udformninger, hvor den ene sammensættes med skruer og den anden med svejsninger - her illustrerer pilene placeringen af hhv. skruer og svejsninger. Omkring løsningsprincip 2 kan det desuden nævnes, at rillerne i top- og bundpladen giver mulighed for solid fastspænding de tværgående plader.

Af de forskellige udformningsmuligheder må det først og fremmest konstateres, at den rektangulære udformning er den bedste løsning, da denne giver mulighed for bedre pladsudnyttelse, og da den samtidig er nemmere at placere brugerinputs i. Med henhold til de to samlingstyper giver skruesamlingen med dens I-profil, modsat svejsesamlingen, mulighed for at skille oscilloskopet ad og udskifte dele, men derudover også mulighed for at lave produktet i aluminium i stedet for i stål. Altså arbejdes der videre med løsningsforslag 2, da denne giver mulighed for at lave en let og adskillelig boks.



Figur 4: Øverst ses løsningsprincip 1 vedrørende placering af brugerinput illustreret. Imens løsningsprincip 2 ses illustreret i midten, og løsningsprincip 3 ses illustreret nederst.

4.2.2 Brugerinput

På figur 4 ses de forskellige løsningsprincipper til brugerinput illustreret. Som det kan ses af figuren, skal oscilloskopet indeholde en række forskellige brugerinput, og disse er mere præcist en micro-USB port til opladning af batterier, en tænd/sluk-knap, en BNC-port, en knap, som tænder og slukker for RLC lavpasfilteret, og en visuel indikator, som kan indikere, hvorvidt oscilloskopet er tilsluttet. I forhold til indikatoren angiver løsningsforslag 1 og 2, at denne er et OLED-display, imens løsningsforslag 3 angiver denne som en RGB-LED. Foruden dette er micro-USB porten og den tilhørende knap placeret på oscilloskopets bagside ved løsningsforslag 2 og 3, imens disse er placeret på forsiden i løsningsforslag 1.

Ved observation af de forskellige løsningsprincipper udvælges det først og fremmest at benytte OLED-displayet som

visuel indikator, da dette giver mulighed for mere specifik kommunikation til brugeren end RGB-LED'en. Derudover vælges det at placere micro-USB porten med tilhørende tænd/sluk-knap på bagsiden af oscilloskopet, da det er uhensigtsmæssigt at have et ladekabel tilsluttet til oscilloskopets forside, da brugeren skal interagere med denne.

4.2.3 Det valgte løsningsforslag

Som det fremkommer af de ovenstående to afsnit, er løsningsforslaget, som der arbejdes videre med, at oscilloskopets ydre skal bestå af en let adskillelig boks, hvor OLED-displayet benyttes som visuel indikator, og hvor ladekabel og resterende brugerinteraktion er placeret på hver sin side af oscilloskopet.

5 El- og programmeringsteknisk design

Løsningsforslagene, der blev beskrevet i afsnittet El-tekniske løsningsforslag, kan ses udformet i virkeligheden på figur 5. Billedet viser kredsløbet og de forskellige dele, det består af. Indgangen til oscilloskopet er BNC-porten, der ses nederst til venstre. Det første stadie, signalet derefter passerer igennem, er input-stadiet, der består af et aktivt RLC-lavpasfilter. SPDT-kontakten til venstre for BNC-porten giver mulighed for at springe dette input-stadie over, hvis det er ønsket. Derefter løber signalet videre til forstærkningsstadiet, der består af en operationsforstærker i en ikke-inverterende forstærkerkonfiguration med spændingskontrolleret variabel forstærkningsgrad. Efter dette bruges to modstande til at tilføje en jævnspændingsforskydning til signalet, så signalet udelukkende består af positive spændingsniveauer. Disse er placeret under det blå STM32F103C8T6 development board til venstre, der også udgør ADC'en i kredsen.

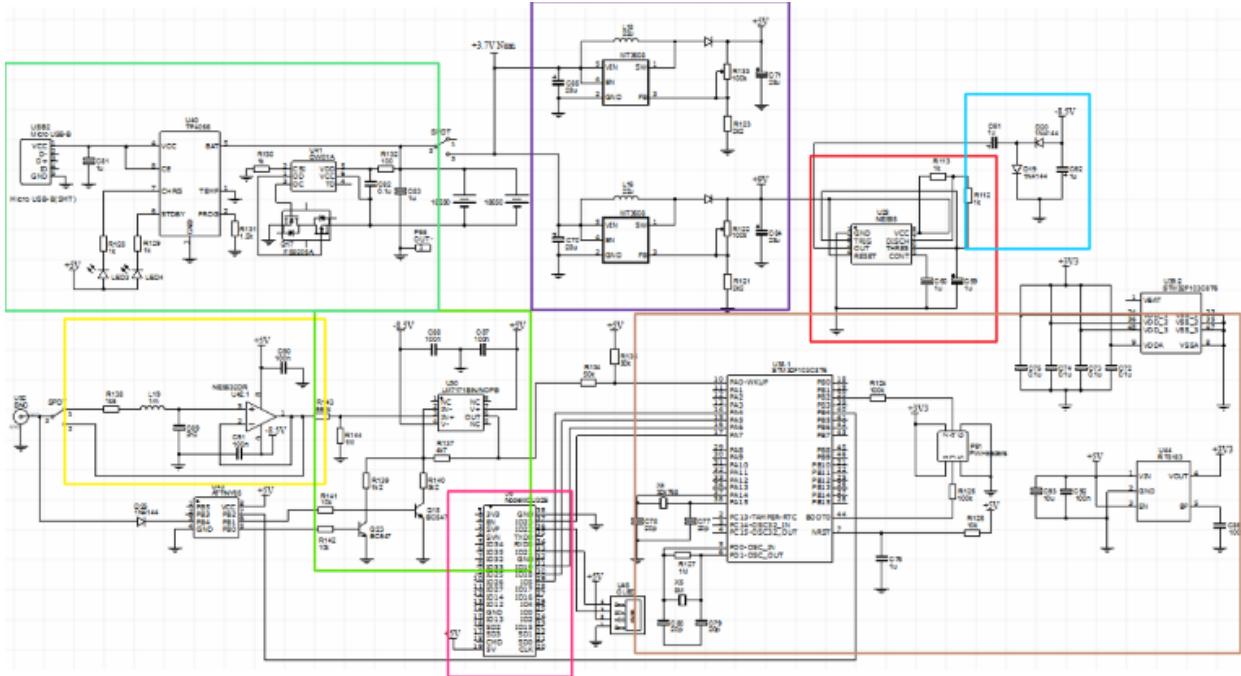
En cirkulær buffer i STM32F103-chippen fyldes og ryddes kontinuerligt med målepunkter fra signalet, og venter på et signal fra ESP32-chippen, der udgør master-IC'en i en master-slave konfiguration. Når ESP32-chippen er klar til at modtage data fra STM32F103-chippen, initieres en dataoverførsel ud fra SPI-kommunikationsprotokollen. Bemærk her, at kablerne er snoet for at mindske indvirken fra elektromagnetisk interferens i kredsen. Det samme gør sig gældende med kablerne fra SPDT-kontakten. Når ESP32-chippen har modtaget datapakken, sørger den for at sende dataene videre til en server, der hoster en



- Input-stadiet
- Forstærkning
- ADC (STM32F103)
- ESP32
- Batteribeskyttelse- og opladningsenhed
- Spændingsregulatorer
- Oscillator
- Diodebaseret negativ ladningspumpe

Figur 5: Det endelige kredsløb. Hver boks viser en bestemt del af kredsløbet, og den korresponderende farvekode ses beskrevet til højre for

webapplikation, hvorpå dataene præsenteres. ESP32-chippen sørger løbende for at opdatere OLED-displayet på oscilloskopets front vedrørende batterispændingen og kommunikationsstatus med serveren. Strømforsyningen, der driver kredsløbet, er de to 18650 Li-ion batterier, som kan ses i toppen af figur 5. Regulering og konditionering af denne strømforsyning til kredsen indebærer en batteribeskyttelse- og opladningsenhed, to spændingsregulatorer og en oscillator med tilhørende diodebaseret negativ ladningspumpe til at generere den negative forsyningsspænding i kredsløb. Disse er placeret så langt væk fra signalets vej gennem kredsen og WiFi-antennen som muligt, da disse komponenter genererer den største mængde elektromagnetisk støj af alle komponenterne i kredsløbet.



Figur 6: Kredsløbstegning af det endelige kredsløb, der også kan ses fysisk på figur 5. I bilag 5 kan kredsløbet ses uden de farvede firkanter.

Alle disse dele ses beskrevet nærmere i de følgende afsnit: 5.1 Input-stadiet, 5.2 Forstærkning, 5.3 ADC, 5.4 SPI - Kommunikation, 5.5 Brugergrænseflade, 5.6 Fourier transformation, 5.7 Batterihåndtering og 5.8 Spændingsregulering. Disse afsnit kan læses i vilkårlig rækkefølge.

På figur 6 kan der ses en kredsløbstegning af kredsløbet på figur 5, hvor de samme farkekoder gør sig gældende. Kredsløbstegningen kan også findes i bilag 5, hvor de farvede firkanter ikke er indtegnet.

En lille variation af kredsløbet er også blevet

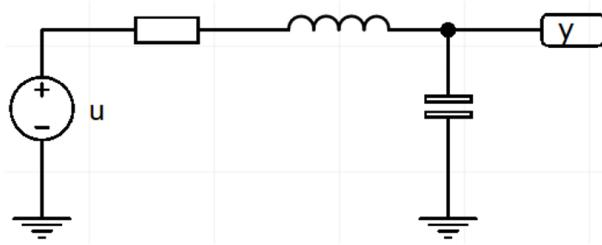
designet som en printplade, der kan ses i bilag 1. Der var dog tekniske vanskeligheder i forbindelse med den producerede printplade, hvilket ledte til, at kredsløbet blev modifieret en smule og lavet på det veroboard, der ses på figur 5 i stedet.

5.1 Input-stadiet

I visse situationer kan det være ønskværdigt at frafiltrere højfrekvent støj, der består af signaler, hvis frekvens er større end $0.5 \cdot f_s$, hvor f_s er afsøgningshastigheden, hvilket, jf. Nyquist-Shannon-læresætningen [1], resulterer i forkerte frekvenskomponenter i den digitale repræsentation af det analoge signal. Dette problem tak-

les med et analogt lavpasfilter. Den nominelle afsøgningshastighed for ADC'en er 192 kHz, og dermed skal overgangsfrekvensen for filteret være omkring 96 kHz, men helst nogle kHz over, for at forvrænge de høje frekvenser inden for det mulige måleinterval mindst muligt. Den nemmeste løsning ville være et simpelt RC-lavpasfilter (ergo, lavet af en resistor og en kondensator), men eftersom intervallet, 0 Hz til 96 kHz, er temmelig bredt, vil kvaliteten af filteret være meget ringe. For at få et skarpt knæk på frekvensresponskurven ved overgangsfrekvensen benyttes derfor et RLC-lavpasfilter (ergo, lavet af en resistor, en induktor og en kondensator).

Et diagram over dette filter kan ses på figur 7.



Figur 7: Kredsløbsdiagram af et RLC-lavpasfilter. Inputspændingen repræsenteres med u , mens outputspændingen repræsenteres med y .

5.1.1 Indledende analyse af filteret

Lader vi inputspændingen være givet ved u som funktion af tiden t , transformeres denne først ind i s -domænet for at undgå en række differentialligninger, der ellers ville fremkomme. Med s -domænet menes her det komplekse domæne, hvorpå Laplace-transformationer findes.

Der benyttes \mathcal{L} -symbolet til at indikere Laplace-transformationen, hvormed input-

spændingen udtrykt i s -domænet, $U(s)$, så vil være:

$$U(s) = \mathcal{L}\{u(t)\} = \int_0^\infty u(t)e^{-st} dt$$

Dette holdes in mente. Jf. Ohm's lov er $Y(s)$ (Laplace-transformationen af spændingen $y(t)$) givet ved produktet af strømstyrken $I(s)$ og kondensatorens impedans, Z_C . $I(s)$ kan findes som inputspændingen divideret med impedansen i kredsen, der er lig med summen af modstandens, induktorens og kondensatorens impedans, hhv. Z_R , Z_L og Z_C :

$$I(s) = \frac{U(s)}{Z_L + Z_R + Z_C}$$

og dermed bliver $Y(s)$ følgende:

$$Y(s) = \frac{U(s)}{Z_L + Z_R + Z_C} Z_C$$

$Y(s)$ kan nu bruges sammen med $U(s)$ til at finde overførselsfunktionen $H(s)$ for filteret:

$$Y(s) = H(s)U(s) \Leftrightarrow H(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} \quad (1)$$

Det kan her bemærkes, at det havde været ganske besværligt at bestemme $H(s)$ i tids-domænet, $h(t)$, da $y(t)$ er givet ved følgende foldning (benævnt med $*$ -symbolet) af funktioner:

$$y(t) = h(t) * x(t)$$

Kastes blikket igen på ligning (1) haves nu:

$$H(s) = \frac{Z_C}{Z_L + Z_R + Z_C}$$

Kondensatorens impedans er givet ved den reciprokke værdi af produktet af s og kapacitansen C :

$$K = \frac{1}{LC}$$

$$Z_C = \frac{1}{sC} \quad (2) \quad \text{og}$$

Mens induktorens impedans er givet ved produktet af s og induktansen L :

$$Z_L = sL \quad (3)$$

Til sidst er impedansen af modstanden bare givet ved dens resistans R , så [2]:

$$Z_R = R \quad (4)$$

Af ligningerne (1), (2), (3) og (4) haves nu:

$$H(s) = \frac{\frac{1}{sC}}{sL + R + \frac{1}{sC}}$$

Hvilket kan reduceres til:

$$H(s) = \frac{1}{s^2LC + sRC + 1} \quad (5)$$

I nævneren af (5) er et andengradspolynomium, hvis rødder kaldes systemets poler, p_1 og p_2 . $H(s)$ kan så udtrykkes med udgangspunkt i disse:

$$H(s) = K \frac{1}{(s - p_1)(s - p_2)} \quad (6)$$

$$p_{1,2} = -\frac{R}{2L} \pm \sqrt{\left(\frac{R}{2L}\right)^2 - \frac{1}{LC}}$$

Ud fra resonansfrekvensen ω_r af LC -delen [3], ergo hvor systemets reaktans er mindst (ved $Z_L = Z_C$):

$$\omega_r = \sqrt{\frac{1}{LC}}$$

Kan polerne parametriskeres som følgende, idet dæmpningskoefficienten ζ introduceres, ergo fås:

$$p_{1,2} = \omega_r \left(-\zeta \pm \sqrt{\zeta^2 - 1} \right)$$

hvor dæmpningskoefficienten så er givet ved:

$$\zeta = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}}$$

5.1.2 Filterets frekvensrespons

Frekvensresponsen af et system er givet ved dets respons $y_{ss}(t)$ til en stabil sinusformet bølge. Så for at analysere filteret karakteristikker, betragtes en inputspænding $u(t)$, givet ved:

$$u(t) = \sin(\omega t) \gamma(t)$$

hvor $\gamma(t)$ er Heaviside trinfunktionen:

$$\gamma(t) = \begin{cases} 0 & t < 0 \\ 1 & t \geq 0 \end{cases}$$

Denne elimineres dog, idet der tages Laplace-transformationen af inputsignalet, for at kunne arbejde i s -domænet, ergo:

$$\begin{aligned} U(s) &= \mathcal{L}\{u(t)\} \\ &= \mathcal{L}\{\sin(\omega t) \gamma(t)\} \\ &= \int_0^\infty \sin(\omega t) \gamma(t) e^{-st} dt \\ &= \int_0^\infty \sin(\omega t) e^{-st} dt \end{aligned} \quad (7)$$

Jf. Eulers formel [4] gælder:

$$\sin(\omega t) = \frac{e^{j\omega t} - e^{-j\omega t}}{2j} \quad (8)$$

hvor j er den imaginære enhed. Dette substitueres ind i ligning (7):

$$\begin{aligned} U(s) &= \int_0^\infty \frac{e^{j\omega t} - e^{-j\omega t}}{2j} e^{-st} dt \\ &= \frac{1}{2j} \int_0^\infty e^{-(s-j\omega)t} dt - \frac{1}{2j} \int_0^\infty e^{-(s+j\omega)t} dt \end{aligned} \quad (9)$$

Løsningerne til disse to integraler er:

$$\frac{1}{2j} \int_0^\infty e^{-(s\pm j\omega)t} dt = \frac{1}{s \pm j\omega} \quad (10)$$

Nu kan (10) substitueres ind i (9), hvorefter der fås:

$$U(s) = \frac{1}{2j} \left(\frac{1}{s - j\omega} \right) - \frac{1}{2j} \left(\frac{1}{s + j\omega} \right)$$

Hvilket kan reduceres til:

$$U(s) = \frac{\omega}{(s + j\omega)(s - j\omega)}$$

ergo gælder:

$$U(s) = \mathcal{L}\{\sin(\omega t) \gamma(t)\} = \frac{\omega}{(s + j\omega)(s - j\omega)}$$

Dette kan nu substitioneres ind i (1):

$$Y(s) = H(s) \frac{\omega}{(s + j\omega)(s - j\omega)}$$

Ovenstående kan udtrykkes som partialbrøker [5], hvor de første to led udgør $Y_{ss}(s)$, og det sidste, $C_h(s)$, udgør responsen til et transient signal:

$$Y(s) = \frac{c_0}{s + j\omega} + \frac{c_1}{s - j\omega} + C_h(s) \quad (11)$$

De to forrige udtryk for $Y(s)$ sættes lig med hinanden:

$$H(s) \frac{\omega}{(s + j\omega)(s - j\omega)} = \frac{c_0}{s + j\omega} + \frac{c_1}{s - j\omega} + C_h$$

Idet kun responsen til en stabil sinusformet bølge betragtes, vil $C_h(s)$ -leddet forsvinde, når $t \rightarrow \infty$, og $-j\omega$ substitueres ind for s , så $c_{0,1}$ kan bestemmes ud fra ovenstående udtryk til at være:

$$c_0 = \frac{H(-j\omega)}{-2j}, \quad c_1 = \frac{H(j\omega)}{2j}$$

Nu kan den inverse Laplace-transformation af ligning (11) findes, for igen at udtrykke filterets udgangsspænding i tidsdomænet:

$$y(t) = \mathcal{L}^{-1}\{Y(s)\} = c_0 e^{-j\omega t} + c_1 e^{j\omega t}$$

hvor $c_{0,1}$ kan substitueres ind:

$$y(t) = \frac{H(-j\omega)}{-2j} e^{-j\omega t} + \frac{H(j\omega)}{2j} e^{j\omega t}$$

og samles over samme nævner:

$$y(t) = \frac{H(j\omega)e^{j\omega t} - H(-j\omega)e^{-j\omega t}}{2j} \quad (12)$$

Overførselsfunktionen kan udtrykkes i polære koordinater som følge af Eulers formel, ergo:

$$H(s) = |H(s)|e^{j\angle H(s)}$$

Denne polære repræsentation substitueres nu ind i ligning (12), så der fås:

$$\begin{aligned} y_{ss}(t) &= |H(j\omega)| \frac{e^{j\angle H(j\omega)} e^{j\omega t} - e^{j\angle H(-j\omega)} e^{-j\omega t}}{2j} \\ &= |H(j\omega)| \frac{e^{j(\omega t + \angle H(j\omega))} - e^{-j(\omega t + \angle H(j\omega))}}{2j} \end{aligned}$$

Nu kan ligheden mellem ovenstående udtryk og ligning (8), samt den underliggende sinusformede bølge, observeres. Ud fra dette må der gælde:

$$y_{ss}(t) = |H(j\omega)| \sin(\omega t + \angle H(j\omega)) \gamma(t) \quad (13)$$

Ud fra ligning (13) kan det ses, at et lineært system af sinusformede bølger som input (Så

ikke bare en enkelt sinusbølge, men også Fourierækker f.eks.) vil resultere i samme system af sinusformede bølger, men med forskellig amplitudé (som set af $|H(j\omega)|$) og fase (pga. $\angle H(j\omega)$). Dette bekræfter dermed tilstede værelsen af den primære ønskværdige karakteristik af et filter til oscilloskopet, da det ideelt set kan dimensioneres til kun at dæmpe frekvenskomponenter med en frekvens over den målbare tærskelværdi.

5.1.3 Dimensionering og afsluttende overblik af filteret

I den polære repræsentation af overførselsfunktionen, kan længden findes som følgende [6]:

$$\begin{aligned} |H(j\omega)| &= K \frac{1}{|j\omega - p_1| |j\omega - p_2|} \\ &= K \frac{1}{\sqrt{\omega^2 + p_1^2} \sqrt{\omega^2 + p_2^2}} \end{aligned}$$

Denne er fremhævet, da man kan se på ligning (13), at $|H(j\omega)|$ udgør amplituden af en sinusbølge med vinkelhastigheden ω ved filterets udgang. Ved at tegne en graf for denne, fås et såkaldt Bode-plot, der illustrerer filteres frekvensrespons. Men før dette gøres, dimensioneres kondensatoren og modstanden med udgangspunkt i en induktor på 1 mH. Følgende ligningssystem opstilles, idet resonansfrekvensen ω_r skal være ca. 96 kHz, og dæmpningskoefficienten ζ skal være ca. 1, men helst over for at systemet ikke oscillerer:

$$\begin{aligned} \omega_r &= \frac{1}{2\pi\sqrt{CL}} = 96 \text{ kHz} \\ \wedge \zeta &= \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} = 1 \\ \wedge L &= 1 \text{ mH} \end{aligned}$$

Løses ligningssystemet, fås:

$$C \approx 2.75 \text{ nF} \wedge R \approx 1.21 \text{ k}\Omega$$

Den nærmest tilgængelige kondensator var en 2.2 nF filmkondensator, hvilket resulterer i en overgangsfrekvens på ca. 107 kHz. Nu kan modstanden omdimensioneres ud fra dette:

$$\zeta = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} = 1$$

$$\wedge C = 2.2 \text{ nF}$$

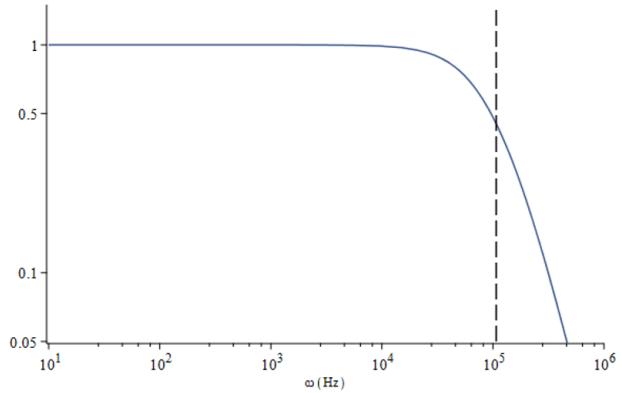
$$\wedge L = 1 \text{ mH}$$

Der fås:

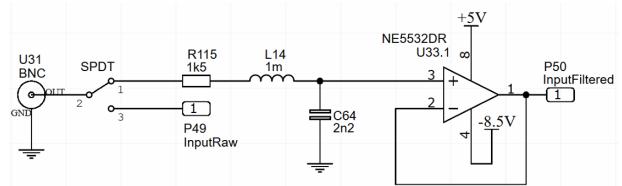
$$R \approx 1.35 \text{ k}\Omega$$

Der rundes op til nærmest tilgængelige modstand, for at dæmpningskoefficienten ikke bliver under 1. I dette tilfælde blev der så valgt en modstand på ca. 1.5 kΩ, som resulterer i en dæmpningskoefficient på ca. 1.11, hvilket er udmærket. Dette illustreres, idet der nu laves et Bode-plot, som kan ses på figur 8. Det observeres, at hele området op til ca. 20 kHz er praktisk talt helt uberørt, og det resterende op til ca. 100 kHz kun påvirket i en rimelig grad. Det kan også ses, at filteret derudover har et meget stejlt, ønskværdigt knæk efter overgangsfrekvensen.

Filteret gøres aktivt ved at efterfølges af en spændingsbuffer, som kan ses på figur 9. Der er ligeledes tilføjet en SPDT-kontakt, der giver mulighed for at bypass filteret. Dette fuldender oscilloskopets input-stadie, hvorefter signalet løber videre til forstærkningsstadiet.



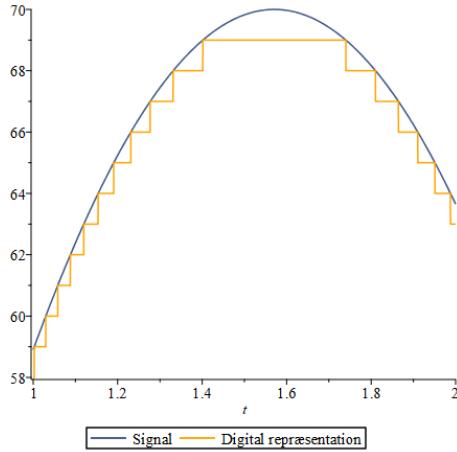
Figur 8: Bode-plot, der illustrerer frekvensresponsen for RLC-filteret. Frekvens i Hz hen ad x-aksen og relativ intensitet op ad y-aksen. -3dB overgangsfrekvensen er markeret med en stiplet linje.



Figur 9: Kredsløbstegning af oscilloskopets input-stadie.

5.2 Forstærkning

For at måle et analogt signal med en mikrocontroller, hvis interne struktur er digital, skal der bruges et analogt til digitalt konverteringssystem. Disse systemer, hvad enten det er af typen successiv approksimation, flash-logik eller sigma-delta, vil altid have en begrænset oplosning bestemt af det antal bits, der indkoder signalet. I dette tilfælde har STM32F103C8T6-chippen, der bl.a. bruges til oscilloskopets analoge til digitale konvertering, en oplosning på 12 bit over et spændingsinterval på 3.3 V.



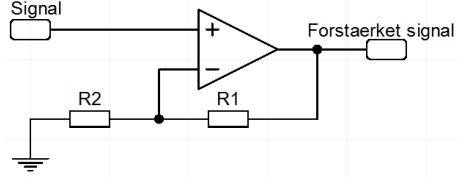
Figur 10: Simulation af det faktiske signal (blå) og den digitale repræsentation (gul). Arbitrær tidsenhed hen ad x og antal spændingstrin op ad y .

Dvs. ADC'en kan måle spændingstrin givet ved følgende:

$$\frac{3.3 \text{ V}}{2^{12}} \approx 8.1 \cdot 10^{-4} \text{ V} = 0.81 \text{ mV}$$

Pga. dette vil det målte signal være ”kantet,” hvis spændingsvariationen (peak-to-peak spænding) for signalet er tilpas lille, som illustreret på figur 10.

For at udvide det effektive måleinterval, kan signalet skaleres og flyttes til at variere mellem 0V og 3.3V, så ADC'ens 4096 trin udnyttes fuldt. Dette kan til dels løses ved hjælp af en operationsforstærker, der bl.a. kan benyttes til at forstærke spændingen og dermed skalere signalet op. Operationsforstærkere kan til dette formål hovedsageligt sættes i en inverterende og en ikke-inverterende forstærkerkonfiguration. De har hver deres fordele, men til dette system benyttes den ikke-inverterende konfiguration. På figur 11



Figur 11: Operationsforstærker i ikke-inverterende forstærkerkonfiguration.

kan et kredsløbsdiagram over denne variant ses.

Idet spændingen på det inverterende ben er den samme som spændingen på det ikke-inverterende ben, U_{ind} , samt at strømstyrken fra det inverterende ben til nulvoltspotalet er forsvindende lille, kan et udtryk for spændingen ved operationsforstærkerens udgang, U_{ud} , (og dermed også forstærkningsgraden) bestemmes. Med de fornævnte antagelser, vides det fra Kirchoffs knudepunktsslov, at strømstyrken gennem R_1 , I_1 , må være den samme som strømstyrken gennem R_2 , I_2 :

$$I_2 = I_1$$

Jf. Ohms lov er disse strømstyrker givet ved spændingsfaldet over de respektive modstandes resistans:

$$\frac{U_{ind} - 0 \text{ V}}{R_2} = \frac{U_{ud} - U_{ind}}{R_1}$$

Hvor spændingsfaldet over modstandene er givet ved differencen af spændingen på hver side ift. nulvoltspotalet. Udtrykket kan umiddelbart reduceres til følgende:

$$\frac{U_{ind}}{R_2} = \frac{U_{ud} - U_{ind}}{R_1}$$

Hvorefter R_2 multipliceres på begge sider:

$$\frac{U_{ind} \cdot R_1}{R_2} = U_{ud} - U_{ind}$$

Og U_{ind} divideres over:

$$\frac{R_1}{R_2} = (U_{ud} - U_{ind}) \cdot \frac{1}{U_{ind}}$$

Og parentesen ekspanderes:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{U_{ud}}{U_{ind}} - 1$$

Hvor U_{ud} nu kan isoleres ved at addere 1 og multiplikere med U_{ind} :

$$\left(\frac{R_1}{R_2} + 1 \right) \cdot U_{ind} = U_{ud}$$

Ovenstående udtryk kan så bruges til at bestemme spændingen ved udgangen ved en given spænding på indgangen, hvor forstærkningsgraden h er givet ved:

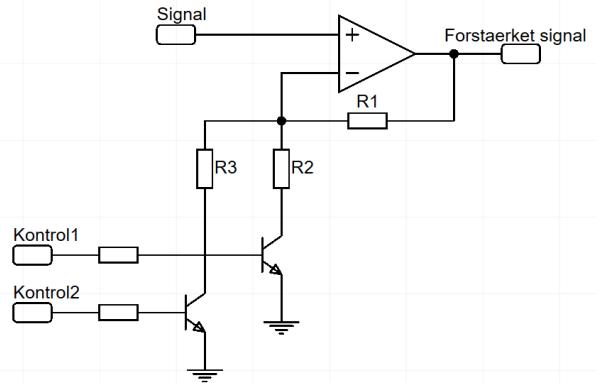
$$h = \frac{R_1}{R_2} + 1$$

F.eks. kan vi betragte et signal med en maksspænding på 1.65 V, som skal forstærkes med en faktor 2, så den maksimale spænding bliver 3.3 V. Hermed kan modstandene dimensioneres ud fra følgende ligning:

$$\frac{R_1}{R_2} + 1 = 2 \Leftrightarrow \frac{R_1}{R_2} = 1$$

Dermed vil to modstande med samme resistans fordoble størrelsen af signalet, f.eks. $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$.

Som det blev nævnt tidligere, har de to primære forstærkerkonfigurationer baseret omkring en operationsforstærker hver deres fordele. Den ikke-inverterende variant er her valgt, eftersom den tilbyder en større inputimpedans, da signalet kan lægges direkte på operationsforstærkerens ikke-inverterende ben, hvorimod den inverterende variant benytter en ekstern modstand



Figur 12: Operationsforstærker i ikke-inverterende forstærkerkonfiguration med kontrolsignalbaseret variabel forstærkningsgrad.

på indgangen, hvilket attenuerer signalet i en større grad. Samtidig introducerer de ofte store værdier for modstandene i den inverterende konfiguration oftest mere støj. Derudover er det selvfølgelig også praktisk, at der ikke skal bruges yderlig computerkraft på at udligne en invertering af signalet. Men i sidste ende er det letteden i at kunne tilføje muligheden for variabel forstærkningsgrad baseret på kontrolsignaler til f.eks. nogle BJT-transistorer, som er grunden til, den ikke-inverterende konfiguration er valgt. Et eksempel på et sådant system kan ses på figur 12, hvor der er mulighed for at vælge mellem fire forskellige forstærkningsgrader ud fra et 2-bit styresignal.

Betrægter vi det første stadie, hvor U_{BE} (spænding mellem basisben og emitterben) er 0 for begge transistorer, vil forstærkningsgraden effektivt være 0. Dette kan vises ved igen at betragte

udtrykket for forstærkningsgraden:

$$h = \frac{R_1}{R_R} + 1$$

hvor R_R udgør modstanden fra knudepunktet mellem R_1 , R_2 og R_3 til det indikerede nul-voltspotentiale. Den udgøres primært af de to parallelle spor gennem R_2 og R_3 , hvor erstatningsmodstanden er givet ved:

$$\frac{1}{R_R} = \frac{1}{R_{RQ2}} + \frac{1}{R_{RQ3}}$$

Hvor R_{RQ2} og R_{RQ3} er givet ved følgende to serieforbindelser, hhv.:

$$R_{RQ2} = R_2 + r_{Q1}$$

Og

$$R_{RQ3} = R_3 + r_{Q2}$$

Hvor r_{Q1} og r_{Q2} er modstanden fra de to transistorers kollektorbøn til emitterben. Størrelsen af denne kan ikke bestemmes trivielt, så først tages udgangspunkt i kollektorstrømstyrken, der er givet ved[7]:

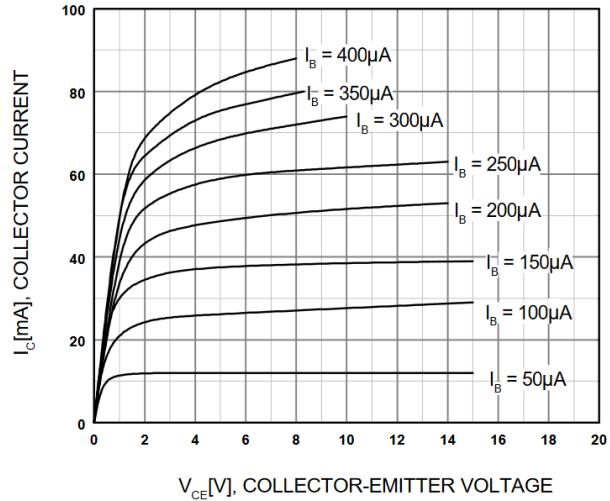
$$I_C = I_S \cdot e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} \cdot \left(1 + \frac{U_{CE}}{U_A} \right)$$

Hvor I_S er mætningsstrømstyrken, U_T er den termiske spænding[8], U_{CE} er kollektor-til-emitterspændingen og U_A er Early-spændingen. Betragtes den partielle differentialkvotient mht. U_{CE} , fås:

$$\frac{\partial I_C}{\partial U_{CE}} = \frac{I_S \cdot e^{\frac{U_{BE}}{U_T}}}{U_A}$$

Hvilket tydeligvis ikke er en lineær funktion, som kan forventes for en almindelig modstand, hvor der gælder:

$$I = \frac{U}{R} \Rightarrow \frac{\partial I}{\partial U} = \frac{1}{R}$$



Figur 13: Graf for kollektorstrømstyrke over kollektor-til-emitterspændingen. Kilde: <https://www.sparkfun.com/datasheets/Components/BC546.pdf>

Dette bliver problematisk, da forstærkningsgraden dermed kommer til at variere baseret på spændingen ved inputtet, hvilket så forvrænger signalet, som selvfølgelig ikke er ønskværdigt. Heldigvis kan dette problem adresseres, så forvrængningen minimeres. På figur 13 ses en graf for kollektorstrømstyrke over kollektor-til-emitterspændingen for en typisk serie af BJT-transistorer.

Den manglende linearitet, som der før blev stiftet bekendtskab til, kan ses som et "knæk" på de forskellige kurver, der adskiller to driftsområder. På figuren kan det ses, at så længe spændingsfaldet over kollektor-til-emitterbenet er under ca. 0.5 V er grafen hovedsageligt lineær, og dermed er resistansen nogenlunde konstant med en værdi mellem ca. 20Ω og 50Ω (givet ved den reciproke værdi af hældningen som vist ovenover). R_2 og R_3 skal dermed dimen-

sioneres således, at spændingen i knudepunktet mellem den respektive transistor og modstanden er under 0.5 V ift. nulvoltspotalet. Med udgangspunkt i den spændingsdeler, der dannes mellem modstanden og transistoren, kan følgende ulighed opstilles:

$$\frac{r_{Q1}}{R_2 + r_{Q1}} \cdot 3.3 \text{ V} < 0.5 \text{ V}$$

Antages det værste tilfælde, hvor $r_{Q1} = 50 \Omega$, fås følgende:

$$R_2 > 280 \Omega$$

Derfor, så længe værdierne for R_2 og R_3 ligger i $1 \text{ k}\Omega$ -området, bliver transistoren indvirken forsvindende lille, så den kan betragtes som en ideel kontakt mellem modstanden og nulvoltspotalet. Den idealisering af transistoren gør sig også gældende, når U_{BE} er under tærskelværdien for at tænde, da man på figur 14 kan observere, at $I_C \rightarrow 0$, idet $U_{BE} \rightarrow 0$.

Da $I_C \rightarrow 0$ medfører at $r_Q \rightarrow \infty$, når U_{CE} er konstant, kan transistoren betragtes som en ideel åben kontakt, når $U_{BE} = 0$. Derfor kan de oprindelige udtryk for erstatningsresistansen nu endelig forsimpleres. Eftersom $r_Q \approx 0$ når transistoren er aktiv, gælder:

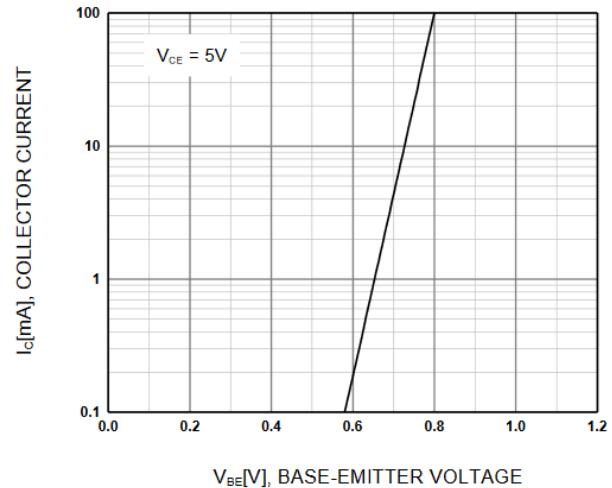
$$R_{RQ2} \approx R_2$$

Og

$$R_{RQ3} \approx R_3$$

Så erstatningsresistansen bliver følgende, når begge transistorer er aktive:

$$\frac{1}{R_R} \approx \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}$$



Figur 14: Graf for kollektorstrømstyrke over basis-til-emitterspændingen. Kilde: <https://www.sparkfun.com/datasheets/Components/BC546.pdf>

Omvendt kan ledtet reduceres fra, hvis den respektive transistor er inaktiv. Hermed kan forstærkningsgraderne for de forskellige styresignaler ses opsummeret i tabel 3.

Med denne viden, kan de tre modstande nu dimensioneres. Slutmalet er et signal med en maxspænding på 1.65 V, da en jævnstrømsforskydning efterfølgende, der ligeledes på 1.65 V, vil give et spændingsinterval fra 0 til 3.3 V, som kan konverteres med ADC'en. De tre spændingsområde, som oscilloskopet faciliterer, er 0.5 V, 1,65 V og 2.5 V. Da den lavest mulige forstærkningsgrad med den opstillede konfiguration er en enhedsforstærkning, ergo $h = 1$, så operationsforstærkeren agerer som en spændingsbuffer. Hermed skal en spændingsdeler med et forhold på $\frac{1.65 \text{ V}}{2.5 \text{ V}} = 0.66$ bruges som input-stadie. For at opretholde en høj inputimpedans, vælges

Kontrol 2	Kontrol 1	h
0	0	1
0	1	$\frac{R_1}{R_2} + 1$
1	0	$\frac{R_1}{R_3} + 1$
1	1	$R_1 \cdot \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right) + 1$

Tabel 3: Kontrolsignaler og de respektive forstærkningsgrader.

modstanden, hvor det ønskede spændingsfald skal være, til at have en resistans på $1\text{ M}\Omega$. Værdien af indgangsmodstanden bestemmes:

$$\frac{1\text{ M}\Omega}{1\text{ M}\Omega + x} = 0.66 \Leftrightarrow x \approx 516\text{ k}\Omega$$

Spændingsniveauet efter spændingsdelen for 1.65 V og 0.5 V indstillingerne bliver hermed hhv.:

$$1.65\text{ V} \cdot 0.66 = 1.089\text{ V}$$

Og

$$0.5\text{ V} \cdot 0.66 = 0.33\text{ V}$$

De resterende modstande kan så dimensioneres ud fra følgende ligningssystem:

$$\left(\frac{R_1}{R_2} + 1 \right) \cdot 1.098\text{ V} = 1.65\text{ V} \wedge$$

$$\left(\frac{R_1}{R_3} + 1 \right) \cdot 0.33\text{ V} = 1.65\text{ V} \wedge$$

$$R_3 = 1.2\text{ k}\Omega$$

Hvor sidste ligning er bestemt ud fra de tidligere iagttagelser omkring transistorens modstand. Løses ligningssystemet, fås:

$$R_1 = 4.8\text{ k}\Omega \wedge R_2 \approx 9.3\text{ k}\Omega \wedge R_3 = 1.2\text{ k}\Omega$$

Som ”biproduct” af den justerbare forstærkers kontrolstruktur, er der et ekstra, fjerde forstærkningsstadie, hvor forstærkningsgraden er:

$$R_1 \cdot \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right) + 1 \approx 5.52$$

Og hermed faciliteres endnu et spændingsinterval, hvor maksspændingen her er:

$$\frac{1.65\text{ V}}{5.52 \cdot 0.66} \approx 0.45\text{ V}$$

Den sidste faktor, der skal tages højde for, er, hvor hurtigt et signal kan forstærkes, da dette ikke sker momentant. Den centrale højhastighedsoperationsforstærker i systemet er en LM7171[9], der har en enhedsforstærkningsbåndbredde på 200 MHz ved en rail-to-rail spændingsforsyning på $\pm 15\text{ V}$. Groft sagt betyder det, at ved en forstærkningsgrad på 1, sker forstærkningen med en hastighed på 200 MHz , ergo 200 millioner konverteringer i sekundet (dog afhængigt af belastningskapacitansen). Der gælder derfor overordnet ses følgende sammenhæng mellem forstærkningsgrad h og forstærkningshastighed h_v og enhedsforstærkningsbåndbredde (og forstærkningsbåndbreddeproduktet) G_b :

$$h \cdot h_v = G_b$$

Derfor vil forstærkning af signaler inden for 0.5 V området, hvor hastigheden er lavest af de tre ønskede, kunne ske ved følgende hastighed:

$$\left(\frac{R_1}{R_3} + 1 \right) \cdot h_v = 200\text{ MHz} \Rightarrow h_v = 40\text{ MHz}$$

Hvilket dækker behovet fint, og tillader endda forstærkning af f.eks. clocksignalet fra en Arduino UNO, der har en frekvens på

ca. 16 MHz, og som dermed kræver en afsøgnings- og forstærkningshastighed på 32 MHz. LM7171'eren er selvfølgelig også en smule dyrere end andre alternativer med en lavere enhedsforstærkningsbåndbredde. Så en alternativ løsning er at opdele forstærkningen i flere stadier, så forstærningsgraden for hvert stadi er noget lavere, men da fysisk plads er en temmelig begrænsende faktor, er pladsen bedre givet ud til andre komponenter, da en enkelt, dyrere operationsforstærker klarer opgaven upåklageligt.

5.3 ADC

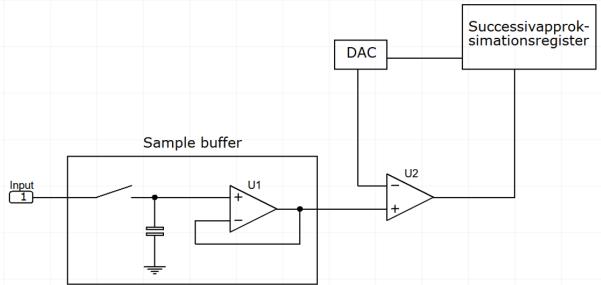
5.3.1 Successiv approksimation

Som det kort blev berørt i afsnittet 5.2 Forstærkning, der omhandler konditionering af signalet til STM32F103-chippens ADC, er der tale om en integreret 12-bit ADC. Som mange andre billige microcontrollers benytter STM32F103C-serien successiv approksimation til at konvertere en analog spænding til en digital repræsentation. Givet de ydre grænser er kendt (0 og $2^{12} - 1$ i dette tilfælde), kan algoritmen opsummeres kort på følgende måde:

1. Der gættes på den midterste værdi af de ydre grænser
2. Det tjekkes, om gættet er højere eller lavere end den egentlige værdi
3. Hvis gættet er højere, sættes det som den nye øvre grænse (tilbage til 1.)
4. Hvis gættet er lavere, sættes det som den nye nedre grænse (tilbage til 1.)

Dette fortsætter indtil alle 12 bits er indstillet. Et blokdiagram over kredsløbet til at

udføre denne proces i praksis kan ses på figur 15.



Figur 15: Blokdiagram for et kredsløb til udførelse af ADC-teknikken successiv approksimation.

Kredsløbet fungerer ved at holde en ”stikprøve” af signalet i en buffer, hvor den successive approksimationsalgoritme veksler mellem at ”gætte” på nye værdier med det successive approksimationsregister, og derefter tjekke dem med DAC'en og komparatoren U2. Når alle 12 bits er indstillet, indlæses en ny prøve i bufferen.

Der kan betragtes et eksempel med f.eks. 2.1 V på inputtet, hvor den øvre grænse er 3.3 V, og den nedre er 0 V. Denne spænding bruges til at oplade kondensatoren, hvor spændingen på pladen ved det ikke-inverterende ben på operationsforstærkeren så kommer til at svare til netop inputspændingen, 2.1 V. Operationsforstærkeren er i en konfiguration, hvor spændingen på det ikke-inverterende ben er den samme som spændingen på outputtet. Fordelen ved dette, er, at operationsforstærkerens høje inputimpedans tillader, at kondensatoren ikke aflades ind i ADC'en, mens den lave outputimpedans sikrer, at spændingen ikke falder ved varierende belastning i ADC'en.

De 2.1 V spænding holdes nu i denne buffer

under hele den følgende proces. Successivaproksimationsregisteret (SAR) starter med at ”gætte” på, at den 12. bit er høj, da dette repræsenterer midtpunktet af alle de mulige værdier. Denne bitstreng, altså 1000 0000 0000, sendes så til DAC'en, der konverterer dette til en analog spænding, som så til sidst sendes til U2, hvor den sammenlignes med den spænding, der er lagret i bufferen. Idet bitstrengen konverteres til en analog spænding, fås:

$$\frac{2^{11}}{2^{12}} \cdot 3.3 \text{ V} = 1.65 \text{ V}$$

Idet denne værdi er lavere end spændingen på U2's ikke-inverterende ben, vil komparatoren returnere et logisk 1, hvor SAR'et herefter registrerer, at værdien er højere end den værdi, der lige er gættet på. Så SAR'et låser 12'te bit (fra 1) til 1, og rykker videre til næste halvering af måleintervallet, nemlig bitstrengen 1100 0000 0000. Som analog spænding fås:

$$\frac{2^{11} + 2^{10}}{2^{12}} \cdot 3.3 \text{ V} = 2.475 \text{ V}$$

Dette er højere end værdien i bufferen, og dermed returnerer komparatoren et logisk 0. Dette registreres igen af SAR'et, der låser 11'te bit til 0. Der rykkes videre til bitstrengen 1010 0000 0000:

$$\frac{2^{11} + 2^9}{2^{12}} \cdot 3.3 \text{ V} = 2.0625 \text{ V}$$

som igen er lavere end værdien i bufferen, hvorved 10'ende bit låses til 1. Dette fortsætter indtil alle 12 bits i gættet er låst, hvorefter målingen sendes fra periferien til mikrocontrollerens kerne, og ADC'en gør klar til næste måling.

5.3.2 Lidt om den praktiske implementering

Idet der ønskes at opnå en høj afsøgningshastighed, er der opsat fundamentet til at kunne opnå hurtige A/D-konverteringstider. Arduino-programmeringssproget tilføjer en masse ”overhead” til den kompilerede kode, ergo en række ekstra instruktioner i dette tilfælde, der generaliserer koden, hvilket gør den mere brugervenlig at skrive og tillader, at den kan kompileres til at køre på flere forskellige systemer. Bagsiden ved dette er dog, at eftersom koden ikke er specialiseret til at skulle køre på en enkelt given microcontroller, er koden ikke så optimeret som muligt.

For at kunne opnå hurtigere A/D-konverteringstider, end hvad .ino-kodens AnalogRead()-funktion tillader, benyttes DMA. Dette står for ”Direct Memory Access”, og er det, der tillader delsystemer af hardware, som f.eks. ADC'en, der ligger såkaldt perifert i microcontrolleren, at tilgå microcontrollerens hukommelse direkte, uden at skulle forbi CPU'en først. Når CPU'en udfører en læse- eller skriveoperation på hukommelsen, er den ikke i stand til at udføre andre instruktioner, da alle instruktioner udføres serielt. Dermed kan der frigøres ressourcer til CPU'en, ved at lade ADC'en tilgå hukommelsen og skrive de digitale repræsentationer af målingerne direkte til denne.

I bilag 4 ses bl.a. Blue_pill.kode.ino, hvor denne DMA-opsætning er at finde på linje 64 ved setDMA()-metoden. Der gøres brug af Leaflabs' dma.h library [10], hvor indstillingerne DMA_MINC_MODE, DMA_CIRC_MODE, DMA_HALF_TRNS og DMA_TRNS_CMPLT sættes. Den første, DMA_MINC_MODE, sørger

for, at hukommelsesadressen, der skrives til, øges for hver skriveoperation. Dette leder videre til næste indstilling, DMA_CIRC_MODE, der forbinder de tildelte hukommelsesadresser som en cirkel, så når hukommelsesadressen i slutningen af bufferens længde er skrevet, sættes den nye lokation af skrive-pointeren til starten af bufferen. DMA_HALF_TRNS aktiverer et interrupt-flag, når halvdelen af dataene er overført, og DMA_TRNS_CMPLT gør det samme, men når alle dataene er overført, hvilket kan tolkes som ADC'ens måde at informere CPU'en om dens status.

Derudover er der på linje 62 brugt metoden setSampleRate() i ADC.h library'et til at indstille ADC'en til kun at bruge 1.5 ADC-cyklusser på den analoge sampling af inputspændingen, hvilket øger risikoen for støjede målinger til fordel for hurtigere konverteringstid.

5.4 SPI - Kommunikation

Som kommunikation mellem STM32F103C-chippen og ESP32-chippen benyttes SPI-kommunikationsprotokollen. SPI står for Serial Peripheral Interface og kan, som navnet antyder, facilitere en seriell overførsel af data imellem en eller flere enheder. SPI-kommunikationsprotokollen gør brug af fire signallinjer: CLK, MISO, MOSI og SS. CLK-signalet er et clock-signal, som master-enheten udsender, der dikterer frekvensen af kommunikationen. SS-signalet er 'slave-select' der bestemmer, hvilken slaveenhed kommunikationen skal rettes mod. MISO (master in, slave out) og MOSI (master out, slave in) er begge datatransmissionslinjer, der lader master- og slave-enhederne sende data synkront. Modsat I2C protokollen, har SPI-protokollen ikke ind-

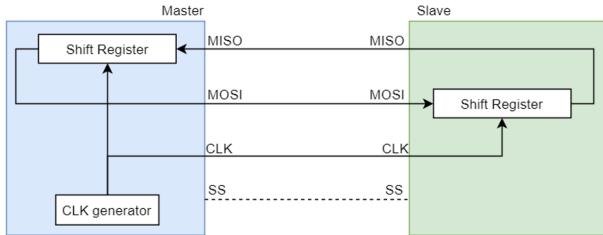
bygget en måde at 'adressere' et signal. Derfor skal der tilføres en SS-linje til hver slave. [11]

Master-enheten, i dette tilfælde ESP32'eren, udsender et clock-signal på CLK-benet. Som tidligere nævnt dikterer dette clock-signal frekvensen for kommunikationen. SPI-protokollen har fire forskellige modes. Denne kommunikation benytter mode 0, hvilket vil sige, at clock'en er lav som standard, og bitværdien læses på clock-signalets stigende kant. Master-enheten justerer også 'slave-select' signalet. Som standard ligger dette højt, men når master'en skal kommunikere med en given enhed, sættes det pågældende 'slave-select' signal lavt. Når disse to signaler er på plads, kan kommunikationen begynde.

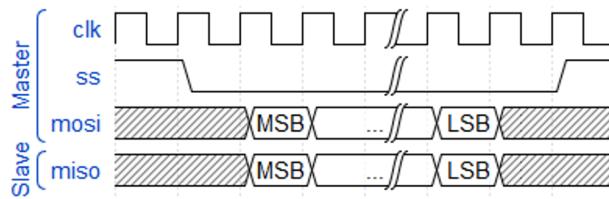
Overførslen af data sker synkront og kan beskrives som overførslen af bits fra et shiftregister til et andet. Når clock'en går fra 0 til 1, sættes MISO og MOSI enten lav eller høj på baggrund af den tilhørende bit i det tilhørende shiftregister. Rækkefølgen af bits bestemmes som MSBF (most significant bit first) eller LSBF (least significant bit first). Herved skiftes den mest betydende bit, i dette tilfælde, ud, og den plads, der bliver dannet i den anden ende af registeret, bliver fyldt af værdien skiftet ud af det andet register. Et blokdiagram over kommunikationslinjerne kan ses på figur 16. Derudover kan et timingdiagram over dataoverførslen ses på figur 17.

5.5 Brugergrænseflade

For at mindske oscilloskopets størrelse og strømforbrug, drages der nytte af, at brugeren i forvejen har adgang til en skærm på en anden interaktiv enhed. Derfor skal oscilloskopets



Figur 16: Et blokdiagram, der beskriver kommunikationen mellem master- og slave-enhed ved SPI-protokollen.



Figur 17: Et timingdiagram, der beskriver timingen ved kommunikation mellem master og slave ved SPI-protokollen.

data kunne tilgås fra en anden enhed. ESP32-chippen er valgt, siden denne har mulighed for forbindelse til internettet via WiFi. For at håndtere datastrømmen fra ESP32-chippen, er der opsat en webserver, og for at præsentere den opsamlede data, er der opsat en webapplikation.

Serverens primære opgave er at fungere som mellemmand imellem brugerens enhed og oscilloskopet. Derfor er serveren opsat som et såkaldt API (Application Programming Interface). Et API tillader flere programmer at snakke sammen. Helt konkret er her tale om et restful API, som i grove træk betyder, at det benytter sig af HTTP, hvilket er specifikationen for overførsel af data over internettet.

Når ESP32'chippen opsamler data, sender chippen en POST request til serveren med den opsamlede data. Serveren modtager, formaterer og normaliserer dataene. Det konkrete datasæt 'øremærkes' med tidspunktet, hvor datasættet blev modtaget, og gemmes derefter i en NoSQL-database. I denne database opbevares dataene, indtil brugerens enhed skal bruge denne data i webapplikationen. Under overførslen af et datasæt, udnyttes det, at alle målinger bliver opsamlet med samme mellemrum. Heraf kan målingernes tidsværdi undlades, og heraf reduceres størrelsen af datasættet med en faktor to , hvilket ikke kun er en fordel, når dataene lagres i databasen, men også en stor forskel for overførselshastigheden.

Udover at håndtere indkommende og udgående data, leverer serveren også webapplikationen til brugeren. Hvis serveren modtager en request, der ikke stemmer direkte overens med et af API-linkene, sendes webapplikationen return. Webapplikationen er selve brugergrænsefladen, nemlig den del, brugeren benytter til at interagere med de opsamlede data. Webapplikation skal opfylde tre funktioner. Først og fremmest skal denne kunne præsentere dataene fra den seneste måling. Derudover skal den tillade brugeren at vælge mellem flere af de tidlige data. Til sidst skal brugerfladen vise brugeren en Fourier transformation af dataene, så et frekvensspektrum for signalet kan ses. Denne Fourier transformation er belyst i afsnittet 5.6 Fourier transformation.

Til at præsentere dataene fra en måling benyttes en graf som kendes fra et traditionelt oscilloskop, hvor det målte signal vises i tidsdomænet. Her udnyttes det igen, at dataene bliver opsamlet med et fast mellemrum,

og de opsamlede værdier plottes. Ligeledes præsenteres et frekvensspektrum ud fra Fourier transformationen i en graf nedenunder. En liste over de forskellige datasæt placeres til venstre for de to grafer og tillader brugeren at vælge en given måling. Dette layout kan ses på figur 20 (næste side) og findes på følgende url <https://signalkass.herokuapp.com/> eller QR-koden på figur 18. Dette overordnede flow for websystemet kan ses på figur 19.



Figur 18: QR-kode, der henviser til webapplikationen. Bemærk, at denne fungerer bedst på en større skærm i bredformat f.eks. en computerskærm.



Figur 19: Overordnet flowdiagram over, hvordan dataene kommer fra oscilloskopet til brugeren.

5.5.1 Valg af teknologier

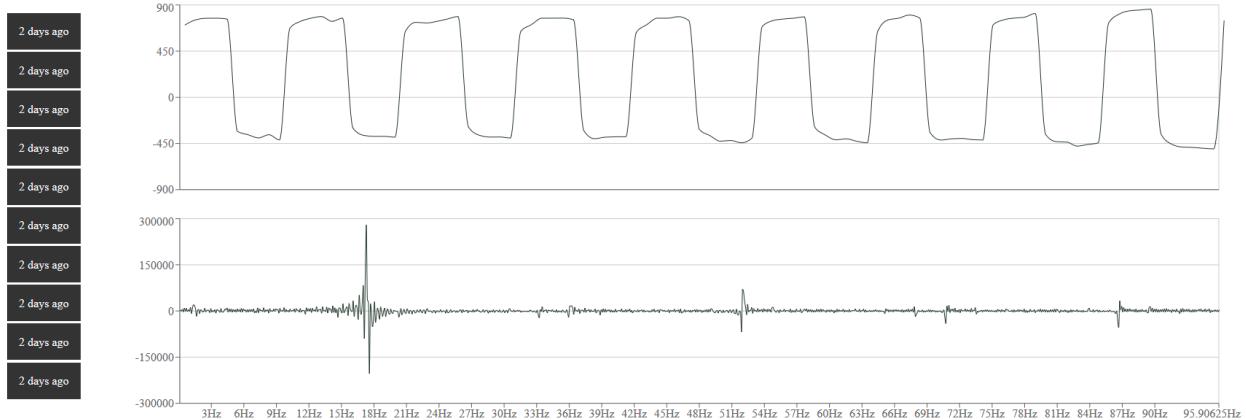
Serveren er skrevet i node.js, hvilket er et runtime miljø, der tillader, at JavaScript kan køre på serveren. Dette valg er taget på baggrund af, at gruppen allerede har en del kompetencer i JavaScript og med node.js, hvilke resulterer i hurtigere udviklingstid. Derudover er serverens hastighed ikke essentiel for det samlede systems funktionalitet, da denne kun laver meget basal databehandling. Databasen er en MongoDB

database, hvilket betyder, databasen er NoSQL og er forholdsvis hurtig som følge heraf. For at oprettholde databasens hastighed gemmes kun et eksemplar af hvert datasæt, fremfor både den almindelige data og Fourier transformation. Dette valg er taget på baggrund af et ønske om at kunne udvide datasættenes størrelse, hvilket betyder at databasens størrelse vokser med samme størrelse som datasættene fremfor dobbelt så hurtigt.

Selve brugerfladen (den kode, der kører i brugerens browser) er skrevet i React JS. React JS er et open-source JavaScript library, der indeholder en række funktioner, som forbedrer brugeroplevelsen. Helt centralt er library'ets hastighed og evne til kun at opdatere de elementer på skærmen, hvor det er nødvendigt, de største fortalere for at vælge dette. Dette kan ses, når brugeren skifter mellem datasæt. I stedet for at genindlæse hele siden, opdateres kun de individuelle grafer, og hele brugerfladen får et mere flydende udtryk heraf.

5.6 Fourier transformation

I følgende afsnit vil en Fourier transformation blive belyst. En Fourier transformation er en matematisk operation, der dekomponerer en bølge, som er summen af flere bølger ved forskellige frekvenser. Afbildes denne transformation, ses en funktion for intensitet over frekvens fremfor intensitet over tid. Heraf kan frekvenserne, der udgør det oprindelige signal aflæses. Denne transformation kan ses illustreret på figur 21 [12]. Hertil skal det bemærkes, at følgende afsnit bygger på en forståelse af, at alle bevægelser kan beskrives som en cirkulær bevægelse, så længe kompleksiteten er stor nok.



Figur 20: Webapplikationens endelige layout. Grafen i toppen illustrerer det opsamlede datasæt og grafen nedenunder viser Fourier transformationen af denne. Til venstre ses en liste over de sidste 10 målinger, hvilket giver mulighed for at skifte mellem dem.

5.6.1 Eulers formel og komplekse tal

Udspændes talrækken for alle reelle tal \mathbb{R} som x -aksen i et koordinatsystem og alle imaginære tal j som y -aksen, opstår et todimensionelt plan, hvor et givent punkt kan beskrives med et komplekst tal. Et komplekst tal består af både en reel og en imaginær del og har formen: $a+b \cdot j$, hvor j et beskriver et imaginært tal givet ved $j = \sqrt{-1}$. Eulers relation beskriver sammenhængen mellem trigonometriske funktioner og en kompleks eksponentialefunktion. Relationen er givet ved [13]:

$$e^{j \cdot x} = \cos(x) + j \cdot \sin(x)$$

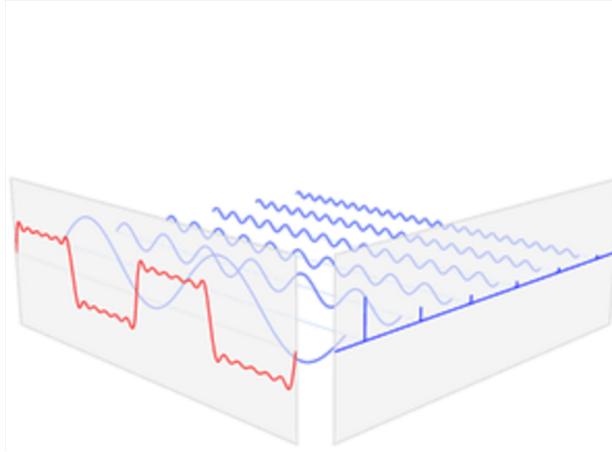
hvor e er grundtallet for den naturlige logaritme (kendt som Eulers tal), x er et vilkårligt reelt tal, og \cos og \sin beskriver henholdsvis de trigonometriske funktioner cosinus og sinus. I denne sammenhæng udnyttes det, at en given eksponent e^{jx} svarer til samme punkt som enden af en cirkelbue på x længde I enhedscirklen, forudsat cirkelbuen starter ved skæringen $x = 1$

og at denne bevæger sig mod uret, ergo i positiv omløbsretning.

En rotation omkring hele cirkelperiferien kan beskrives som $e^{2 \cdot \pi \cdot j \cdot t}$, hvor $2 \cdot \pi$ beskriver længden af hele cirkelperiferien og t angiver tiden i sekunder. Heraf kan det ses, der én rotation per sekund. Ønskes en anden rotationshastighed udvides udtrykket med frekvensen f : $e^{2 \cdot \pi \cdot j \cdot f \cdot t}$.

5.6.2 Fourier transformation

Under en Fourier transformation betragtes signaler som en rotation med uret, og derfor ændres udtrykket for rotationen til $e^{-2 \cdot \pi \cdot j \cdot f \cdot t}$. Et signal kan beskrives som en funktion af intensitet over tid kaldet $g(t)$. Ved at multiplicere denne funktion ind i overstående udtryk kan funktionenens intensitet beskrives ved en cirkulær funktion, så udtrykket bliver $g(t) \cdot e^{-2 \cdot \pi \cdot j \cdot f \cdot t}$.

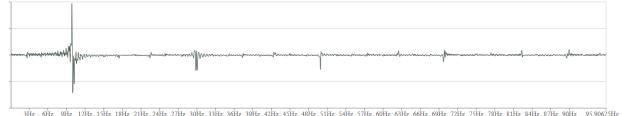


Figur 21: En illustration af en Fourier transformation, hvor det oprindelige signal ses til venstre markert med rødt, og resultatet af Fourier transformasjonen ses i blå til højre.

Denne cirkulære funktion kan benyttes til at beskrive signalets frekvenskomponenter, som den cirkulærer middelværdi. Ved frekvenskomponenter, der er tæt på ikke-eksisterende i signalet, befinner middelværdien sig omkring nul, men ved frekvenser der tydeligt optræder i signalet, er middelværdien markant større end nul, hvilket kan ses som udslag på frekvensspekteret som på figur 22. En intuitiv forståelse for denne cirkulære bevægelse kan opnås ved simulationen, der kan findes via QR-koden på figur 23. For at bestemme disse middelværdier, opsættes følgende integral:

$$\hat{g}(f) = \int_{t_1}^{t_2} g(t) \cdot e^{-2\pi j f t} dt$$

Hvor $\hat{g}(f)$ er en funktion, der beskriver intensiteten ved en bestemt frekvens f og t_1 og t_2 er henholdsvis den nedre og øvre grænse. Som regel betragtes en Fourier transformation ved



Figur 22: Frekvensspektrum over en lettere støjet firkantbølge med en frekvens på omkring 10 Hz. Frekvens hen ad x -aksen og intensitet op ad y .



Figur 23: Denne QR-kode henviser til en simulation over den cirkulære funktion med det formål at øge læserens forståelse for denne cirkulære funktion.

alle mulige punkter, altså fra negativ uendelig til positiv uendelig. Heraf fås Fourier transformationen [14]:

$$\hat{g}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} g(t) \cdot e^{-2\pi j f t} dt \quad (14)$$

DFT vs. FFT

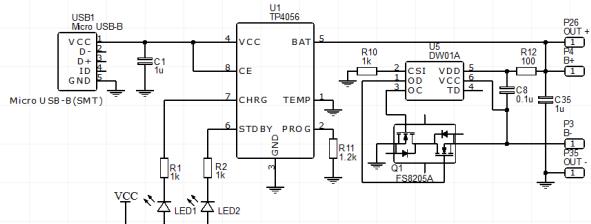
En Diskret Fourier Transformation (DFT) minder om en kontinuert Fourier transformation, ligning (14), men for et diskret datasæt, ergo et begrænset antal konkrete tal. Betragtes middelværdien af den cirkulære funktion i et begrænset datasæt, fås den diskrete Fourier transformation [15]:

$$X_f = \sum_{n=0}^{N-1} x_n \cdot e^{-2\pi j f \frac{n}{N}} \quad (15)$$

Hvor X_f er mængden af frekvens i signalet angivet som et kompleksts tal, der beskriver mængde og faseforskydning, N er antallet af datapunkter og x_n er værdien af signalet til tidspunktet n. Implementeringen af denne transformation er relativt lige til, siden bare skal implementeres en matematisk formel. Her opstår der dog en komplikation, nemlig hastigheden algoritmen bliver evalueret med. Algoritmens tids kompleksitet beskrives som $O(N^2)$, hvilket læses som: Ved et datasæt af størrelsen N kræver operationen N^2 beregninger at udføre. Dette kaldes big oh notation [16]. Heraf kan det ses, at operationen hurtigt bliver langsom ved store datasæt, og derfor benyttes en Fast Fourier Transformation (FFT) i stedet.

En såkaldt FFT udnytter en speciel matematisk sammenhæng, hvori en DFT (15) opdeles i to lister. En med alle lige indekserede og en med alle ulige indekserede værdier, som der derefter kombineres til den færdige transformation. Denne metode reducerer tidskompleksiteten fra $O(N^2)$ til $O(N \log N)$. Dette forudsætter et datasæt der opfylder 2^n hvor n er datasættets længde. Denne længde kan blandt andet opnås med zero-padding, men dette er ikke nødvendigt da det kreerede system opsamler 1024 datapunkter.

Betratges de 1024 datapunkter som størrelsen N , ses en markant forskel i hastighed imellem de to algoritmer. Den almindelige DFT, ligning (15), kan evalueres med tidskompleksiteten 1024^2 , hvilket svarer til omkring $1.05 \cdot 10^6$ beregninger. Den hurtige transformation (FFT) kan derimod evaluere algoritmen med tidskompleksiteten $1024 \cdot \log_2 1024$, hvilket svarer til omkring $1.02 \cdot 10^4$. Heraf ses en stor forskel i antallet af beregninger, hvilket betyder, at



Figur 24: Oversigt over kredsløbet ansvarligt for opladning og beskyttelse af batterierne.

FFT'en kræver gevældigt færre beregninger, end DFT'en kræver. Derfor er FFT'en valgt og implementeret af åbenlyse årsager.

5.7 Batterihåndtering

Til at håndtere batterierne benyttes et opladnings-, kontrol- og beskyttelseskredsløb. Kredsløbet har to væsentlige chips, nemlig en TP4056 og en DW01A, hvoraf førstnævnte er ansvarlig for opladning og sidstnævnte ansvarlig for beskyttelse af batteriet. Det omtalte kredsløb kan ses på figur 24.

Til selve opladning af batteriet benyttes TP4056 chippen. TP4056'ern er en complet chip der tillader en opladning af Li-Ion batterier ved konstant spænding og strømstyrke. Derudover kan chippen benyttes med USB-opladere. Opladningens strømstyrken skal programmeres via. PROG-benet ved hjælp af en modstand. Størrelsen af denne modstand kan bestemmes ud fra en tabel fra databladet[17] som ses på figur 25.

Som det kan ses af kredsløbsdiagrammet på figur 24 er en modstand på 1.2 kilohm valgt, siden denne resulterer i en strømstyrke på 1 A. Deru-

R _{PROG} (k)	I _{BAT} (mA)
10	130
5	250
4	300
3	400
2	580
1.66	690
1.5	780
1.33	900
1.2	1000

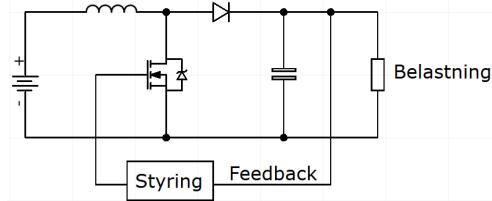
Figur 25: Oversigt over modstanden på PROG-benet og den tilsvarende strømstyrke ved opladning.



Figur 26: Lyset fra de to lysdioder der sidder på batterihåndteringsbordet. På billedet til venstre er batteriet ladt helt op, mens det er i gang med at lade på højre.

dover er der forbundet to dioder til henholdsvis CHRG og STDBY i hver deres farve der informerer brugeren om, hvorvidt batteriet er ladt helt op eller ej. Effekten af disse dioder kan ses på figur 26.

Da der anvendes Li-Ion batterier til produktet, er det oftest nødvendigt med en elleranden form for batteribeskyttelse. I dette tilfælde anvendes den integrerede batteribeskyttelses kreds DW01A. Denne kreds beskytter mod: Overopladning, overafladning og for store strømstyrker, f.eks. ved en kortslutning. Dette sker helt konkret gennem to eksterne MOSFETS, som ses i den integrerede kreds FS8205A



Figur 27: Kredsløbstegning af principippet bag en switch-mode regulator.

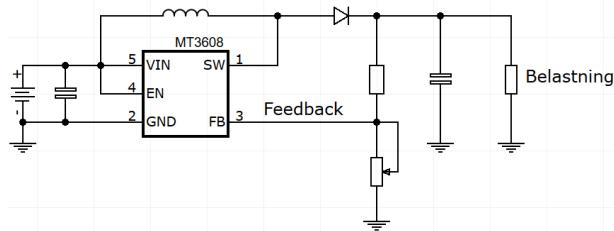
på kredsløbsdiagrammet på figur 24. Det kan konkluderes at den rigtige beskyttelses løsning er valgt, siden den forhindrede en kraftig afladning som følge af en kortslutning under produktdudviklingen.

5.8 Spændingsregulering

5.8.1 Switch-mode regulator

Som det blev antydet i afsnittet om de tekniske krav, er det særdeles ønskværdigt, at mindst muligt elektrisk energi går til spilde og udveksles til varmeenergi, da hele kredsløbet skal kunne drives i lange perioder på få batterier, for at være så bærbart som muligt. Derfor løses spændingsreguleringsproblemerne med såkaldte switch-mode regulatorer, der opnår en effektivitet omkring 90%. De kan ligeledes let opsættes i en konfiguration, der tillader stabil regulering af spænding til niveauer, der er højere end udgangspunktet. Dette er ønskværdigt, idet systemet drives af to batterier med en nominel spænding på 3.7 V, som er beskrevet nærmere i afsnittet 5.7, Batterihåndtering. Denne konfiguration kan ses illustreret på figur 27.

Systemet fungerer ved hastigt at åbne og lukke MOSFET'en, der her fungerer som en kontakt, hvilket inducerer en høj spænding over induk-



Figur 28: Kredsløbstegning af kredsløbet til spændingsreguleringen.

toren, pga. den vekslende strømstyrke gennem den. For hver gang MOSFET'en blokerer strømmens vej, løber den resulterende ladning gennem dioden og oplader kondensatoren. Dette kan så drive en belastning ved en højere spænding, end der er forsynet ved indgangen. Selvfølgelig skal der være energibevarelse, så hvis spændingen fordobles, vil strømstyrken, der trækkes ved indgangen, også fordobles jf. proportionaliteten mellem effekt og spænding samt strømstyrke:

$$P = U \cdot I$$

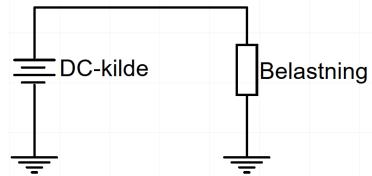
For at holde spændingen ved udgangen stabil, selv ved vekslende belastning, tilføjes et styringskredsløb, der monitorerer spændingen ved udgangen og tilpasser arbejdscykussen af det pulsbreddemodulerede signal, der kontrollerer MOSFET'en. Til dette formål benyttes en MT3608-chip[18], hvori der også er en integreret $80\text{ m}\Omega$ effekt-MOSFET. Denne ses integreret som vist på figur 28. Der er tilføjet en spændingsdeler med et potentiometer som den ene modstand for at tillade variabel spændingsregulering.

Derudover kan der ses buffer- og afkoblingskondensatorer spredt flere steder rundt i kredsløbet,

for at gøre strømmen til de individuelle komponenter mere jævn, f.eks. ved indgangen til MT3608-chippen. Disse ses beskrevet i følgende afsnit.

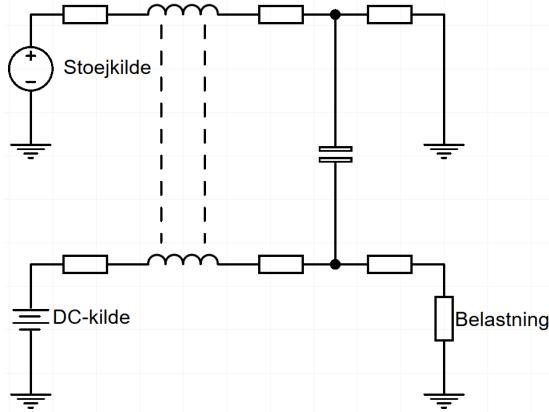
5.8.2 Buffer- og afkoblingskondensatorer

På figur 29 ses en typisk idealiseret model af et kredsløb, der forsynes af en jævnspændingsforsyning.



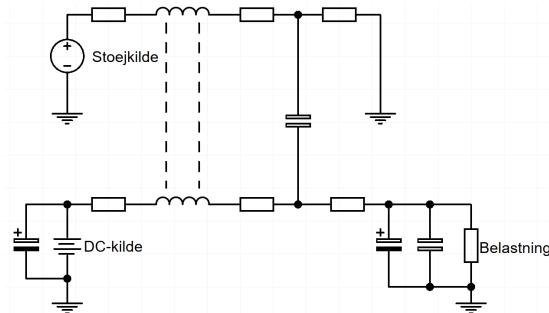
Figur 29: Idealiseret model af et kredsløb forsynet med jævnspænding.

Virkelighedens verden er dog ikke så simpel, da strømmen løber gennem en konduktiv kanal, f.eks. en ledning eller kobberspor, hvilket introducerer støj. Derfor vil en realistisk afbildning af denne situation minde mere om kredsløbet på figur 30. Alt materiale har en elektrisk resistans, selvom denne resistans dog typisk er meget lille for de konduktive kanaler i et elektrisk kredsløb, og disse "modstande" har på samme vis en parasitisk induktans, samt danner en kapacitiv plade, der giver en kapacitans til omgivelserne, f.eks. andre dele af kredsløbet. Resultatet af dette er, at potentialeforskellen over jævnspændingsforsyningen ikke vil være præcis den samme som potentialeforskellen over belastningen. Visse komponenter er ikke særlig sensitive, men integrerede kredsløb med fin logik, som f.eks. mikroprocessorer, kræver ofte en forholdsvis ren og stabil spænding.



Figur 30: Realistisk afbildning af et kredsløb forsynet med en jævnspænding.

Dette problem kan til dels løses med buffer- og afkoblingskondensatorer, der har til formål at ”udjævne” strømmen, som ses tilføjet til kredsløbet på figur 31.

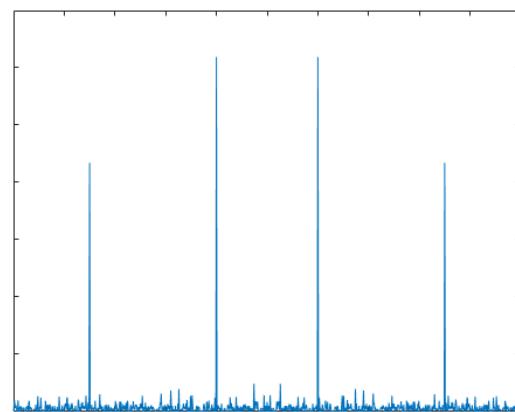


Figur 31: Realistisk afbildning af et kredsløb forsynet med en jævnspænding, hvor der er tilføjet buffer- og afkoblingskondensatorer.

Bufferkondensatorer har en gevældigt større kapacitans end afkoblingskondensatorer, da deres formål er at lagre en ladning, der kan frigives

ved større udfald i jævnspændingsforsyningen. Idet kapacitans og ladning over pladerne er proportionelle, giver en større kapacitans en større ladning, hvilket er grunden bag bufferkondensatorernes størrelse.

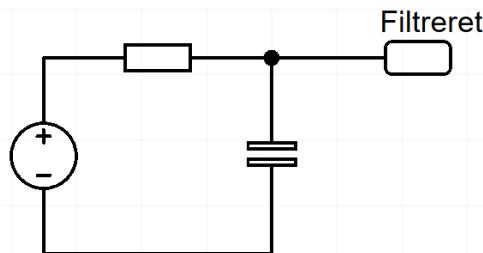
Formålet med afkoblingskondensatorer er så at udjævne de små, højfrekvente fluktuationer i spændingen over belastningen. Hvordan dette sker, bliver tydeligt hvis man betragter hhv. en ideel og en realistisk ”beskidt” spænding i frekvensdomænet. En ideel, konstant spænding vil ikke oscillere, og har dermed med en frekvens på 0 Hz, hvilket også betyder, der er ingen harmonier. Derimod vil en ”beskidt” spænding indeholde en masse højfrekvente komponenter, som illustreret på figur 32.



Figur 32: Skitse over frekvensspektrum for en realistisk, støjet jævnspænding med intensitet op af y og frekvens hen ad x.

Holder man nu dette in mente, kan man, ved også at betragte den konduktive kanals modstand, se på figur 31, at der er dannet et simpelt RC-lavpasfilter, som vist på figur 33 - den parasitiske induktans har selvfølgelig også

en indvirken, men for nemheds skyld betragtes ikke RLC-filter-egenskaberne, der allerede er beskrevet en gang i afsnittet Input-stadiet.

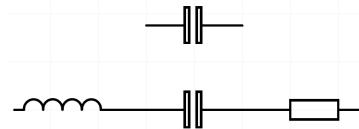


Figur 33: Passivt RC-lavpasfilter

Det er dette lavpasfilter, der sørger for at frafiltrere de højfrekvente støjkomponenter, hvormed en mere jævn spænding forsynes til belastningen. Overgangsfrekvensen f_c af filteret, ergo der, hvor signalet er dæmpet med 3 dB, er givet ved:

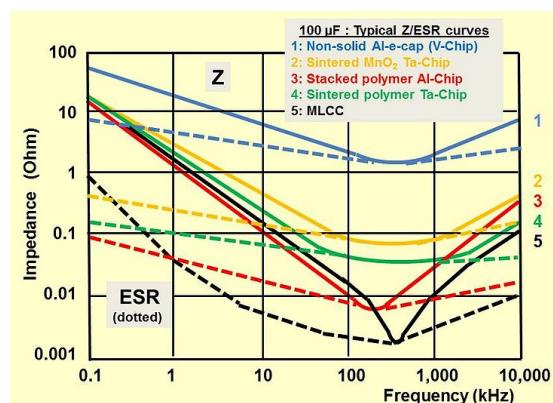
$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}$$

Idet modstanden i dette filter er meget lille, skal kondensatorens kapacitans være tilsvarende stor for at overgangsfrekvensen sænkes og dermed sørger for, at store dele af støjen frafiltreres. Som det kan ses på figur 31, er der forbundet to kondensatorer parallelt for at netop at øge kapacitansen. Selvom disse to kondensatorer kunne udskiftes af en enkelt kondensator med en kapacitans svarende til summen af de to forrige under idealiserede forhold, vil kondensatorerne dog med en realistisk model have en ækvivalent serieinduktans (ESL) og -resistans (ESR), hvilket forhindrer dette. Dette kan ses illustreret på figur 34.



Figur 34: Øverst: idealiseret kondensator. Nederst: realistisk kondensator med ESL og ESR.

Betruger man en frekvens, impedans-kurve for en idealiseret kondensator i et dobbeltlogaritmisk koordinatsystem, vil denne kurve ligne en aftagende ret linje, hvilket kommer som resultat af udtrykket for dens impedans som berørt i afsnittet Input-stadiet. Men i virkelighedens verden vil den ækvivalente serieinduktans og -resistans resultere i, at kurven ”knækker,” som vist på figur 35, hvor impedansfrekvensresponskurver er vist for forskellige kondensatortyper.



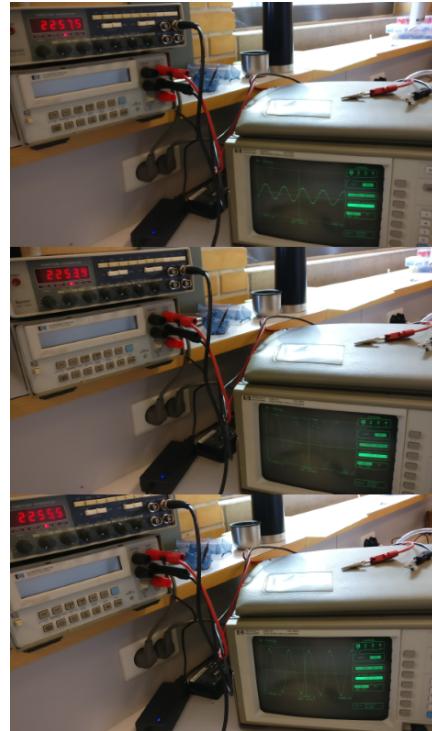
Figur 35: Typiske kurver for impedans som funktion af frekvens for forskellige typer 100 μF -kondensatorer. kilde: <https://commons.wikimedia.org/wiki/File:E-cap-100uF-impedance-ESR-curves.jpg>

Højden (eller dæmpningen) af de forskellige toppunkter skyldes ESR-komponenten, og den voksende hældning efterfølgende skyldes ESL-komponenten. Det kan observeres at keramiske kondensatorer (MLCC) generelt har nogle af de bedste ESL- og ESR-karakteristikker, mens elektrolytiske kondensatorer ligger i den anden ende af spektret. Keramiske kondensatorer med høje kapacitanser er dog ofte dyre samtidig med, at en højere kapacitans resulterer i ringere ESL- og ESR-karakteristikker. Derfor vil man oftest, som set på figur 31, placere en lille keramisk kapacitor parallelt med en større elektrolytisk kondensator for at få et mix af høj kapacitans og gode ESL- og ESR-karakteristikker.

Effektiviteten af disse kondensatorer kan ses på figur 36. Opsætningen er en operationsforstærker i en ikke-inverterende forstærkerkonfiguration, der forstærker en 2.3 MHz sinusbølge fra en funktionsgenerator. På øverste billede vises det uforstærkede input fra funktionsgeneratoren på oscilloskopet. På det andet billede vises forstærkerens output uden afkoblingskondensatorer, og på tredje billede vises forstærkerens output, hvor der er sat afkoblingskondensatorer tæt ved operationsforstærkeren

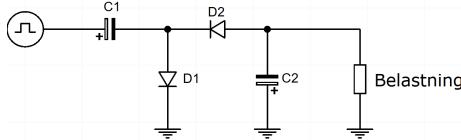
5.8.3 Diodebaseret negativ ladningspumpe

Ligesom til switch-mode regulatoren benyttes her en konfiguration af dioder og kondensatorer til at ”pumpe” ladning hen på en kondensator, der kan drive en belastning. Til dette formål er de placeret således, at en negativ spænding genereres ved udgangen som vist på figur 37. Funktionaliteten af denne konfiguration skyldes kapacitiv kobling, hvilket er



Figur 36: Øverst: uforstærket sinusbølge. Midterst: forstærket sinusbølge uden afkoblingskondensatorer på operationsforstærkerernes strømindgang. Nederst: forstærket sinusbølge med afkoblingskondensatorer tilføjet.

et fænomen, der opstår, idet en kondensator ”prøver” at opretholde samme spændingsforskell over pladerne, givet en ændring ved den ene. F.eks. hvis spændingen ved begge C1’s plader starter med at være 0 V ift. nulvoltspotentialet, og den ene ændres til 10 V, vil spændingen ved den anden plade ligeledes stige mod 10 V. Herefter kan dioden D1 tilføjes, hvilket forhindrer spændingen ved den negative plade i at stige over diodens mætracingsspænding. Dermed haves nu en stabil spændingsforskell på ca. 10 V over kondensatoren. Idet spændingen ved den ven-



Figur 37: Kredsløbstegning af princippet bag en diodebaseret negativ ladningspumpe.

stre plade går fra 10 V til 0 V, vil spændingen på højre plade af C1 nu falde mod -10 V pga. kapacitiv kobling. Dette opbygger så en negativ spænding på C2's negative plade gennem dioden D2.

Som det også kan ses på figur 37, er der behov for en oscillator, der driver ladningspumpen. Til dette formål benyttes en simpel 555 timer[19] i en astabil konfiguration.



Figur 38: Design af oscilloskopet set fra forskellige vinkler. Øverst ses oscilloskopet fra forsiden, imens det ses fra bagsiden i figurens bund.

6 Maskinteknisk design

På baggrund af det udvalgte løsningsprincip angivet i afsnit 4.2, Maskintekniske løsningsprincipper, er designet angivet på figur 38 kreevet. Dette design og produktionen af det vil blive uddybet i de følgende afsnit.

Som det fremkommer af figur 38, består designet af en række forskellige komponenter, og arbejdstegne af disse er angivet i bilag 3, imens en samlingsvideo kan findes på linket: https://youtu.be/_Jg-emoo0o. Derudover kan samlingsvideoen også tilgås via QR-koden, som er angivet på figur 39.

6.1 Designvalg

Som det tidligere er nævnt, er formålet ved den maskintekniske del af produktet, at den

skal kunne opbevare produktets elektroniske komponenter. Endvidere skal det overholde kravene, som er præsenteret i tabel 2, som er at finde i afsnit 3.2, Maskintekniske krav, hvormed der i designet tages højde for, at hver sidelængde må være på 200mm, at oscilloskopet højest må have en ydre volumen på 1dm³, og at oscilloskopet højest må veje 5kg. Desuden skal oscilloskopet ligeledes kunne holde til kraftpåvirkningerne angivet i tabel 2, og til at bestemme hvorvidt designet gør dette, er spændingsberegningerne i afsnit 6.3, Spændingsberegninger, lavet.

Foruden dette og elementerne angivet af det valgte løsningsprincip, er oscilloskopet designet således, at oscilloskopets printboard og batterier kan placeres, som illustreret på figur 40.



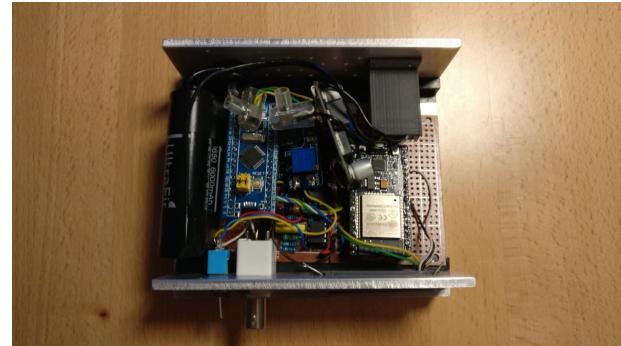
Figur 39: QR-kode til samlingsvideo.

Som det ses illustreret af figuren, er designet lavet således, at printboardet kan ligge på oscilloskopets indre kanter, hvormed der kan placeres elektroniske komponenter på begge sider af printboardet.



Figur 40: Placering af printboard og batteri på oscilloskopets bund her illustreret.

Da der var problemer med designet af det bestilte printboard, ser det færdige produkts indre dog ud, som illustreret på figur 41.



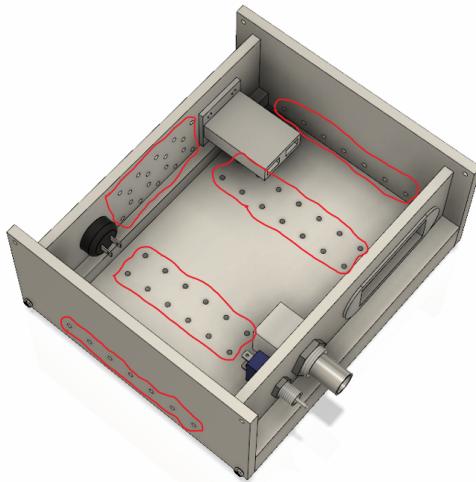
Figur 41: Her ses oscilloskopets indre illustreret.

Da de elektroniske komponenter under brug producerer varme, er der desuden lavet lufthuller til passiv køling, og disse er placeret således, at luften kan bevæge sig under printpladen såvel som over printpladen. Dette ses illustreret på figur 42.

Som det blandt andet kan ses illustreret af figur 38, er der også placeret gummifødder på bunden af oscilloskopet, hvilket gøres, da oscilloskopet derved vil stå bedre fast, hvormed det bliver mere brugervenligt. Som en sidste ting kan det nævnes, at designet indeholder to 3D-printede dele i PLA-plast, som er designet således, at hhv. skærm og lader kan placeres i oscilloskopets metalramme; jf. det valgte løsningsprincip er disse placeret på hhv. forsiden og bagsiden af oscilloskopet.

6.2 Værkstedsarbejde

Grundet det valgte løsningsprincip, hvor skruer benyttes til at holde produktet samlet, laves produktets primære dele i aluminium. Produktionen af de primære dele foregår derfor i maskinværkstedet, hvor der gøres brug af



Figur 42: Her ses oscilloskopets indre illustreret uden indhold af ikke interaktive elektroniske komponenter. Herved ses oscilloskopets lufthuller ligeledes illustreret, og disse er vist med røde markeringer.

pladeklipning, boring og fræsning. Under disse processor arbejdes der med en tolerance på under 1mm grundet produktets dimensionering. Der er især lav tolerance ved skruehullerne, da disse skal passe med hinanden - der laves derfor også et minimum af disse. Det var desuden kun muligt at gøre brug af aluminiumsplader med en tykkelse på 4mm, hvormed denne pladetykkelse er valgt.

I forhold til fræsning benyttes denne teknik primært til at lave top- og bundpladen, men også til at lave frontpladen. Fræsning benyttes blandt andet pga. den lave tolerance, men benyttelsen af fræsning gør også, at det er nødvendigt at benytte en top- og bundpladetykkelse på mindst 15mm. Der gøres til fræsningen brug af tre forskellige fræsehoveder, som har diametrene d_1 , d_2 og d_3 ; to endefræsehoved og et skivefræse-

hoved. Disse diametre er angivet i tabel 4.

Variabel	Størrelse
d_1	8mm
d_2	63mm
d_3	100mm

Tabel 4

Da der arbejdes i aluminium, kan der benyttes en skære hastighed, v_c , på 50m/min, hvormed tilspændingen for hver af de tre fræsehoveder, hhv. n_1 , n_2 og n_3 , kan bestemmes som følgende:

$$n_1 = \frac{v_c}{\pi \cdot d_1} \approx 1989 \frac{\text{omdr.}}{\text{min}}$$

$$n_2 = \frac{v_c}{\pi \cdot d_2} \approx 253 \frac{\text{omdr.}}{\text{min}}$$

$$n_3 = \frac{v_c}{\pi \cdot d_3} \approx 159 \frac{\text{omdr.}}{\text{min}}$$

I forhold til boringerne benyttes bor med diametrene d_4 , d_5 , d_6 , d_7 , d_8 , d_9 , d_{10} og d_{11} , hvis størrelse er angivet i tabel 5.

Variabel	Størrelse
d_4	1.6mm
d_5	2mm
d_6	2.5mm
d_7	6mm
d_8	12mm
d_9	12.5mm
d_{10}	14mm
d_{11}	15mm

Tabel 5

Altså kan tilspændingen for hver af borene, hhv. n_4 , n_5 , n_6 , n_7 , n_8 , n_9 , n_{10} og n_{11} , bestemmes som følgende:

$$\begin{aligned} n_4 &= \frac{v_c}{\pi \cdot d_4} \approx 9947 \frac{\text{omdr.}}{\text{min}} \\ n_5 &= \frac{v_c}{\pi \cdot d_5} \approx 7958 \frac{\text{omdr.}}{\text{min}} \\ n_6 &= \frac{v_c}{\pi \cdot d_6} \approx 6366 \frac{\text{omdr.}}{\text{min}} \\ n_7 &= \frac{v_c}{\pi \cdot d_7} \approx 2653 \frac{\text{omdr.}}{\text{min}} \\ n_8 &= \frac{v_c}{\pi \cdot d_8} \approx 1326 \frac{\text{omdr.}}{\text{min}} \\ n_9 &= \frac{v_c}{\pi \cdot d_9} \approx 1273 \frac{\text{omdr.}}{\text{min}} \\ n_{10} &= \frac{v_c}{\pi \cdot d_{10}} \approx 1137 \frac{\text{omdr.}}{\text{min}} \\ n_{11} &= \frac{v_c}{\pi \cdot d_{11}} \approx 1061 \frac{\text{omdr.}}{\text{min}} \end{aligned}$$

Desuden er der ved borene, som har en større diameter end 6mm, blevet boret for med et af de mindre bor. I forhold til boret med diameteren d_4 , bruges dette som forborring til gevindboret til M2 skruerne. Foruden de tidligere nævnte værkstedsteknikker børstes oscilloskopets overflader, da dette giver et bedre æstetisk finish. Efter produktionen fås produktet illustreret på figur 43.

6.3 Spændingsberegninger

Til at dimensionere oscilloskopets ydre er der, foruden størrelsen af de elektroniske komponenter og de værkstedsmæssige begrænsninger, taget udgangspunkt i en række spændingsberegninger. Disse er lavet på baggrund af kravene præsenteret i tabel 2, som er at finde i afsnit 3.2, Maskintekniske krav, imens de ses præsenteret af de følgende underafsnit. I afsnittene er de brugte værdier for tilladelige spændinger

og de brugte beregningsmetoder fundet i bogen Maskin ståbi[20], medmindre andet angives. Hvis der er tale om PLA-plast, er data for tilladelige spændinger dog taget fra en anden kilde[21]. Med henhold til belastningskarakteren i beregningerne vil der i alle tilfælde være tale om rolig belastning, da oscilloskopet ikke indeholder bevægelige dele; der ses her bort fra knapperne, da det antages, at bruger ikke vil klikke på disse gentagende gange under korte tidsperioder. Desuden er der i de følgende afsnit ikke lavet beregninger på knappen og BNC-porten på forsiden af oscilloskopet, da de er standardkomponenter, og da monteringen af disse er for holdbare til, at spændingsberegninger på området er relevante. Ydermere angives kraftpåvirkninger med blå pile i de følgende afsnit, imens spændingspile er angivet med rødt.

6.3.1 Case 1

Situacionen, som behandles i denne case, ses illustreret på figur 44. Pladen, som betragtes, antages at være lavet af aluminium af typen AlMg₃.

Som det ses illustreret af figur 44, induceres der i situationen en trykspænding. Den tilladelige trykspænding, σ_{till} , er givet ved:

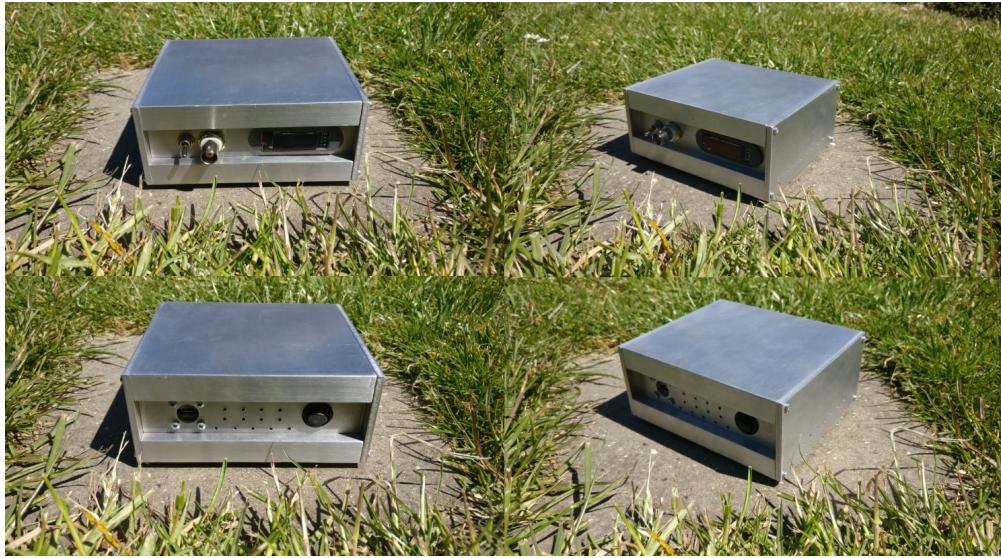
$$\sigma_{till} = \frac{F_m}{A}$$

Her angiver A spændingsarealet og er givet ved:

$$A = b \cdot L$$

Altså fås det, at den maksimale kraft, som situationen kan holde til, F_m , er givet ved:

$$\sigma_{till} = \frac{F_m}{A} \Leftrightarrow F_m = \sigma_{till} \cdot L \cdot b$$



Figur 43: Det færdigproducerede oscilloskop ses her illustreret fra forskellige vinkler.

Variabel	Størrelse
L	120mm
b	4mm
σ_{till}	100 $\frac{\text{N}}{\text{mm}^2}$

Tabel 6

Værdierne i tabel 6 kendes, hvormed følgende værdi kan bestemmes for F_m :

$$F_m = 48\text{kN}$$

Det observeres at:

$$F_m \gg 300\text{N}$$

Hvormed det konstateres, at pladen overholder de satte krav.

6.3.2 Case 2

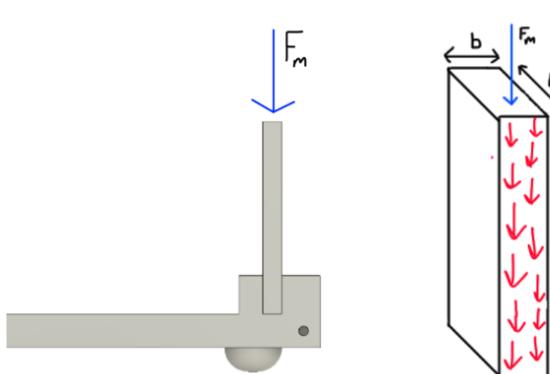
Situationen, som behandles i denne case, ses illustreret på figur 45. Denne situation kan kun forekomme under samling af produktet. Pladen, som betragtes, antages at være lavet af aluminium af typen AlMg₃.

Som det ses illustreret af figur 45, induceres der i situationen en bøjningsspænding. Den tilladelige bøjningsspænding, σ_{till} , er givet ved:

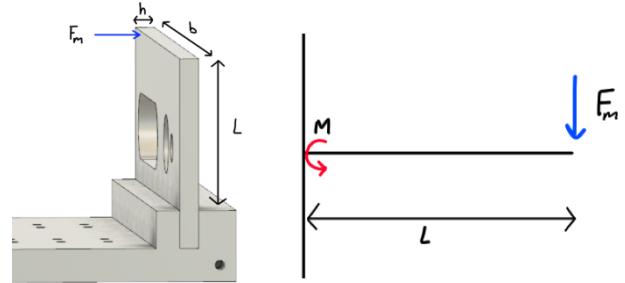
$$\sigma_{till} = \frac{M}{W}$$

Her angiver W modstandsmomentet og er derfor givet ved:

$$W = \frac{b \cdot h^2}{6}$$



Figur 44: På figurens venstre side, ses en kraftpåvirkning, F_m , som oscilloskopet potentieligt kan blive påvirket af. På figurens højre side ses principippet bag kraftpåvirkningen illustreret.



Figur 45: På figurens venstre side, ses en kraftpåvirkning, F_m , som oscilloskopet potentieligt kan blive påvirket af. På figurens højre side ses principippet bag kraftpåvirkningen illustreret.

Hvormed følgende værdi kan bestemmes for F_m :

$$F_m \approx 1\text{kN}$$

Imens M angiver kraftmomentet, og er derfor givet ved:

$$M = L \cdot F_m$$

Altså fås det, at den maksimale kraft, som situationen kan holde til, F_m , er givet ved:

$$\sigma_{till} = \frac{6 \cdot L \cdot F_m}{b \cdot h^2} \Leftrightarrow F_m = \frac{\sigma_{till} \cdot b \cdot h^2}{6 \cdot L}$$

Værdierne i tabel 7 kendes.

Variabel	Størrelse
L	32mm
b	120mm
h	4mm
σ_{till}	$112 \frac{\text{N}}{\text{mm}^2}$

Tabel 7

Det observeres at:

$$F_m > 300\text{N}$$

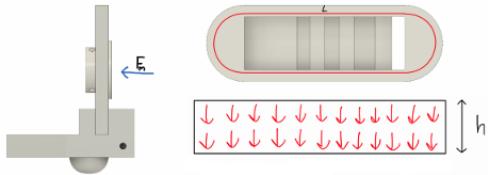
Hvormed det konstateres, at pladen overholder de satte krav.

6.3.3 Case 3

Situationen, som behandles i denne case, ses illustreret på figur 46. Emnet, som betragtes, er lavet af PLA-plast. Desuden påvirker kraften, F_m , emnet således, at printlinjerne hives fra hinanden horisontalt, hvormed printlinjerne skal rives over før emnet bryder.

Som det ses illustreret af figur 46, induceres der i situationen en forskydningsspænding. Den tilladelige forskydningsspænding, τ_{till} , er givet ved:

$$\tau_{till} = \frac{F_m}{A}$$



Figur 46: På figurens venstre side, ses en kraftpåvirkning, F_m , som oscilloskopet potentieligt kan blive påvirket af. Til højre i toppen ses området, hvor der induceres en spændning. Til højre i bunden ses det tværsnit gennem elementet, der er ved den røde linje, som ses til højre i toppen.

Her angiver A arealet af området som påvirkes og er derfor givet ved:

$$A = b \cdot L$$

Altså fås det, at den maksimale kraft, som situationen kan holde til, F_m , er givet ved:

$$\tau_{till} = \frac{F_m}{b \cdot L} \Leftrightarrow F_m = \tau_{till} \cdot b \cdot L$$

Værdierne i tabel 8 kendes.

Variabel	Størrelse
L	151.4mm
b	1mm
τ_{till}	$26 \frac{\text{N}}{\text{mm}^2}$

Tabel 8

Hvormed følgende værdi kan bestemmes for F_m :

$$F_m \approx 3.9\text{kN}$$

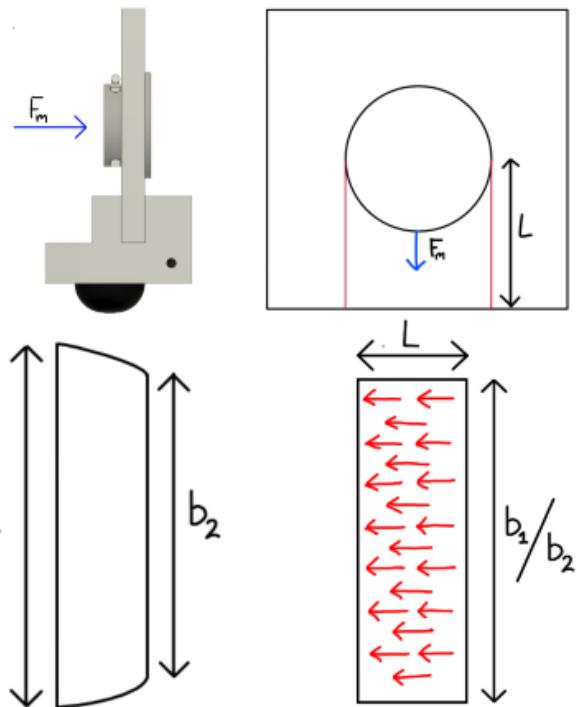
Det observeres at:

$$F_m \gg 300\text{N}$$

Hvormed det konstateres, at emnet overholder de satte krav.

6.3.4 Case 4

Situationen, som behandles i denne case, ses illustreret på figur 47. Emnet, som betragtes, er lavet af PLA-plast. Desuden påvirker kraften, F_m , emnet således, at printlinjerne hives fra hinanden horisontalt, hvormed printlinjerne skal rives over før emnet bryder.



Figur 47: Øverst til venstre ses en kraftpåvirkning, F_m , som oscilloskopet potentieligt kan blive påvirket af. Øverst til højre ses principippet bag kraftpåvirkningen fra den individuelle stang. Nederst til venstre ses en angivelse af bredderne b_1 og b_2 . Nederst til højre side ses det tværsnit gennem elementet, der er ved hver af de røde linjer, som figurens øverste højre hjørne illustrerer.

Som det ses illustreret af figur 47, induceres

der i situationen en forskydningsspænding. Den tilladelige forskydningsspænding, τ_{till} , er ved den enkelte skrue givet ved:

$$\tau_{till} = \frac{F_s}{A}$$

Her angiver A arealet af området, som påvirkes, og er derfor givet ved:

$$A = L \cdot (b_1 + b_2)$$

Altså fås det, at den maksimale kraft, som materialet omkring den enkelte skrue kan holde til, F_s , er givet ved:

$$\tau_{till} = \frac{F_s}{L \cdot (b_1 + b_2)} \Leftrightarrow F_s = \tau_{till} \cdot L \cdot (b_1 + b_2)$$

Værdierne i tabel 9 kendes.

Variabel	Størrelse
L	2mm
b_1	13.4mm
b_2	11.5mm
τ_{till}	$26 \frac{\text{N}}{\text{mm}^2}$

Tabel 9

Hvormed følgende værdi kan bestemmes for F_s :

$$F_s \approx 1.3\text{kN}$$

Da pladen er påsat ved brug af to stænger, og da det antages, at kræften F_m vil fordele sig ligeligt over disse, kan størrelsen af F_m bestemmes til:

$$F_m = 2 \cdot F_s \approx 2.6\text{kN}$$

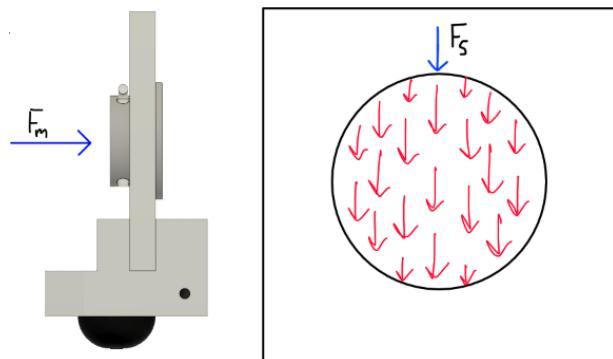
Det observeres at:

$$F_m \gg 300\text{N}$$

Hvormed det konstateres, at elementet overholder de satte krav.

6.3.5 Case 5

Situationen, som behandles i denne case, ses illustreret på figur 48. Stængerne, som betragtes, antages at være lavet af stål 37:2.



Figur 48: På figurens venstre side, ses en kraftpåvirkning, F_m , som oscilloskopet potentiellet kan blive påvirket af. På figurens højre side ses princippet bag kraftpåvirkningen på den individuelle stang.

Som ses illustreret af figur 48, induceres der i situationen en forskydningsspænding. Den tilladelige forskydningsspænding, τ_{till} , er ved det enkelte holdepunkt givet ved:

$$\tau_{till} = \frac{F_s}{A}$$

Her angiver A arealet af området, som påvirkes, og er derfor givet ved:

$$A = \pi \cdot \left(\frac{d}{2}\right)^2$$

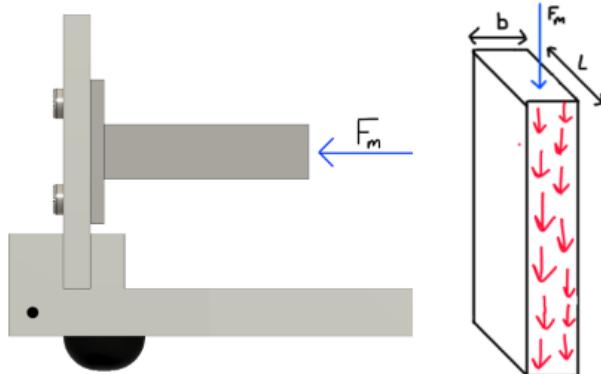
Hvor d angiver stangens diameter. Altså fås det, at den maksimale kraft, som det enkelte punkt kan holde til, F_s , er givet ved:

$$\tau_{till} = \frac{F_s}{\pi \cdot \left(\frac{d}{2}\right)^2} \Leftrightarrow \tau_{till} \cdot \pi \cdot \left(\frac{d}{2}\right)^2$$

Værdierne i tabel 10 kendes.

Variabel	Størrelse
d	2mm
τ_{till}	$100 \frac{N}{mm^2}$

Tabel 10



Hvormed følgende værdi kan bestemmes for F_s :

$$F_s \approx 314N$$

Da skærmholderen er påsat ved brug af to stænger, som holder i 4 punkter, og da kræften F_m antages at fordele sig ligeligt over alle 4 punkter, kan størrelsen af F_m bestemmes til:

$$F_m = 4 \cdot F_s \approx 1.3kN$$

Det observeres at:

$$F_m \gg 300N$$

Hvormed det konstateres, at stængerne overholder de satte krav.

6.3.6 Case 6

Situationen, som behandles i denne case, ses illustreret på figur 49. Emnet, som betragtes, er lavet af PLA-plast. Desuden påvirker kraften, F_m , elementet således, at printlinjerne hives fra hinanden vertikalt, hvormed printlinjerne ikke rives over.

Som det ses illustreret af figur 49, induceres der i situationen en trykspænding. Den tilladelige trykspænding, σ_{till} , er givet ved:

$$\sigma_{till} \frac{F_m}{A}$$

Figur 49: På figurens venstre side, ses en kraftpåvirkning, F_m , som oscilloskopet potentiellet kan blive påvirket af. På figurens højre side ses princippet bag kraftpåvirkningen illustreret.

Her angiver A spændingsarealet og er givet ved:

$$A = b \cdot L$$

Altså fås det, at den maksimale kraft, som situationen kan holde til, F_m , er givet ved:

$$\sigma_{till} = \frac{F_m}{b \cdot L} \Leftrightarrow F_m = b \cdot L \cdot \sigma_{till}$$

Værdierne i tabel 11 kendes.

Variabel	Størrelse
L	21mm
b	8mm
τ_{till}	$24.6 \frac{N}{mm^2}$

Tabel 11

Hvormed følgende værdi kan bestemmes for F_m :

$$F_m \approx 4.1kN$$

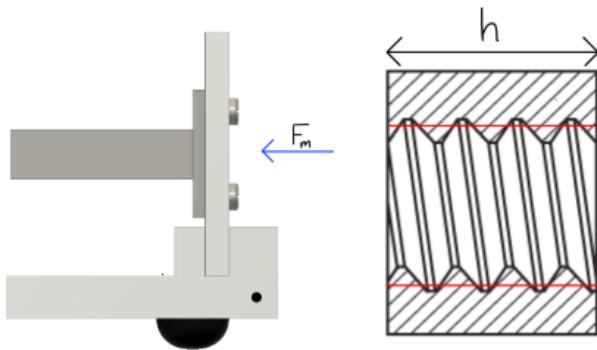
Det observeres:

$$F_m \gg 300\text{N}$$

Hvormed det konstateres, at emnet overholder de satte krav.

6.3.7 Case 7

Situationen, som behandles i denne case, ses illustreret på figur 50. Emnet, som betragtes, er lavet af PLA-plast. Desuden påvirker kraften, F_m , emnet således, at printlinjerne hives fra hinanden vertikalt, hvormed printlinjerne ikke skal rives over før emnet bryder.



Figur 50: På figurens venstre side, ses en kraftpåvirkning, F_m , som oscilloskopet potentielt kan blive påvirket af. På figurens højre side ses principippet bag kraftpåvirkningen illustreret, hvor de røde linjer angiver spændingspåvirkningen. Kilde til principtegningen er [22].

Som det ses illustreret af figur 50, indcieres der i situationen en forskydningsspænding. Den tilladelige forskydningsspænding for PLA-plasten, $\tau_{till.p}$, er ved det enkelte holdepunkt givet ved:

$$\xi \cdot \tau_{till.p} = \frac{F_s}{O}$$

Her angiver ξ forholdet imellem den tilladelige forskydningsspænding for skruen og for plastikken, imens O overfladearealset af området, som påvirkes. O er givet ved:

$$O = \pi \cdot d \cdot h$$

Hvor d angiver skruehullets diameter. Imens er ξ givet ved:

$$\xi = 1 - \frac{\tau_{till.p}}{\tau_{till.s}}$$

Her angiver $\tau_{till.s}$ den maksimale forskydningsspænding for skruen, og da denne er angivet som styrkeklasse 4.8[23], kan størrelsen af $\tau_{till.s}$ bestemmes som følgende, da der er tale om en forskydningsspænding (der multipliceres derfor med 0.7):

$$\tau_{till.s} = 400 \frac{\text{N}}{\text{mm}^2} \cdot 0.8 \cdot 0.7 \approx 224 \frac{\text{N}}{\text{mm}^2}$$

Altså fås det, at den maksimale kraft, som det enkelte punkt kan holde til, F_s , er givet ved:

$$\left(1 - \frac{\tau_{till.p}}{\tau_{till.s}}\right) \cdot \tau_{till.p} = \frac{F_s}{\pi \cdot d \cdot h} \quad \Leftrightarrow$$

$$F_s = \left(1 - \frac{\tau_{till.p}}{\tau_{till.s}}\right) \cdot \tau_{till.p} \cdot \pi \cdot d \cdot h$$

Værdierne i tabel 12 kendes.

Hvormed følgende værdi kan bestemmes for F_s :

$$F_s \approx 361\text{N}$$

Da emnet er påsat ved brug af 4 skruer, og da kræften F_m antages at fordele sig ligeligt over disse, hvormed størrelsen af F_m kan bestemmes til:

$$F_m = 4 \cdot F_s \approx 1.4\text{kN}$$

Variabel	Størrelse
d	2.5mm
h	2mm
$\tau_{till,p}$	$26 \frac{\text{N}}{\text{mm}^2}$
$\tau_{till,s}$	$224 \frac{\text{N}}{\text{mm}^2}$

Tabel 12

Det observeres at:

$$F_m \gg 300\text{N}$$

Hvormed det konstateres, at emnet overholder de satte krav.

6.3.8 Case 8

Situationen, som behandles i denne case, ses illustreret på figur 51. Emnerne, som betragtes, antages at være lavet af aluminium af typen AlMg₃.

Ved kraftpåvirkningen F_m vil pladen i situationen først og fremmest holdes på plads af den gnidningskraft, F_μ , som vil opstå mellem pladen og de resterende dele af oscilloskopet. Denne gnidningskraft er givet ved:

$$F_\mu = \mu \cdot F_N$$

Her angiver μ gnidningskoefficienten for aluminium mod aluminium[24], imens F_N angiver normalkraften, som er givet af kraften, F_s , som påføres af skruerne. Altså er F_N givet ved:

$$F_N = -F_s$$

Ved antagelse af, at skruerne spændes til det halve af deres tilladelige trækspænding, er F_s

givet ved følgende, da den betragtes som modsatrettet:

$$F_s = -\frac{4 \cdot A \cdot \sigma_{till}}{2} = -2 \cdot A \cdot \sigma_{till}$$

Her angiver σ_{till} den tilladelige trækspænding for skruerne, imens A angiver spændingsarealet. A er derfor givet ved:

$$A = \frac{\pi}{4} \left(\frac{d_2 + d_i}{2} \right)$$

... hvor d_2 angiver delediameteren og d_i angiver inderdiameteren. Da skruen er angivet som styrkeklasse 4.8[25], kan størrelsen af σ_{till} bestemmes som følgende:

$$\sigma_{till,s} = 400 \frac{\text{N}}{\text{mm}^2} \cdot 0.8 \approx 320 \frac{\text{N}}{\text{mm}^2}$$

Altså fås det, at gnidningskraften, F_μ , er givet ved:

$$\begin{aligned} F_\mu &= \mu \cdot (-F_s) \\ &= \mu \cdot (-(-2 \cdot A \cdot \sigma_{till})) \\ &= \mu \cdot 2 \cdot \frac{\pi}{4} \left(\frac{d_2 + d_i}{2} \right) \cdot \sigma_{till} \\ &= \mu \cdot \sigma_{till} \cdot \frac{\pi}{2} \left(\frac{d_2 + d_i}{2} \right) \end{aligned}$$

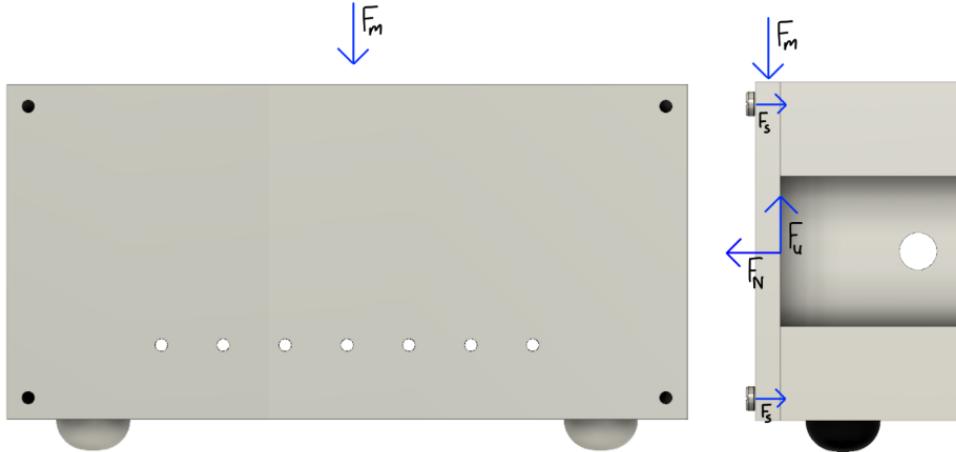
Hvormed det ligeledes fås, at kraftpåvirkningen F_m er givet:

$$F_m = F_\mu = \mu \cdot \sigma_{till} \cdot \frac{\pi}{2} \left(\frac{d_2 + d_i}{2} \right)$$

Værdierne i tabel 13 kendes.

Hvormed følgende værdi kan bestemmes for F_m :

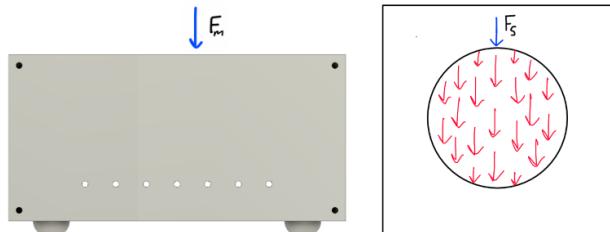
$$F_m \approx 1.4\text{kN}$$



Figur 51: På figurens venstre side, ses en kraftpåvirkning, F_m , som oscilloskopet potentielt kan blive påvirket af. På figurens højre side ses en illustration over de forskellige kræfter, som vil spille en rolle i situationen. De illustrerede kræftpiledede angiver dog ikke størrelsesforholdet mellem kræfterne korrekt.

Variabel	Størrelse
d_2	1.74mm
d_i	1.509mm
μ	1.05

Tabel 13



Figur 52: På figurens venstre side, ses en kraftpåvirkning, F_m , som oscilloskopet potentielt kan blive påvirket af. På figurens højre side ses princippet bag kraftpåvirkningen på den individuelle skrue.

Det observeres at:

$$F_m \gg 300\text{N}$$

Hvormed det konstateres, at emnet overholder de satte krav.

6.3.9 Case 9

Situationen, som behandles i denne case, ses illustreret på figur 52. Skruerne, som betragtes, er lavet af stål.

Som de ses illustreret af figur 52, induceres der i situationen forskydningssspændinger i skruerne, hvilket vil forekomme, hvis gnidningskraften ikke kan holde pladen fast. Den tilladelige forskydningssspænding, τ_{till} , er ved den enkelte skrue

givet ved:

$$\tau_{till} = \frac{F_s \cdot s}{A}$$

Her angiver s en sikkerhedsfaktor, imens A angiver spændingsarealet. A er derfor givet ved:

$$A = \frac{\pi}{4} \left(\frac{d_2 + d_i}{2} \right)^2$$

... hvor d_2 angiver delediameteren og d_i angiver inderdiameteren af skruen. Altså fås det, at den maksimale kraft, som den enkelte skrue kan holde til, F_s , er givet ved:

$$\begin{aligned} \tau_{till} &= \frac{F_s \cdot s}{\frac{\pi}{4} \left(\frac{d_2 + d_i}{2} \right)^2} && \Downarrow \\ F_s &= \frac{\tau_{till} \cdot \frac{\pi}{4} \left(\frac{d_2 + d_i}{2} \right)^2}{s} \end{aligned}$$

Da skruen er angivet som styrkeklasse 4.8[25], kan størrelsen af τ_{till} bestemmes som følgende, da der er tale om en forskydningsspænding (der multipliceres derfor med 0.7):

$$\tau_{till,s} = 400 \frac{\text{N}}{\text{mm}^2} \cdot 0.8 \cdot 0.7 \approx 224 \frac{\text{N}}{\text{mm}^2}$$

Værdierne i tabel 14 kendes.

Variabel	Størrelse
d_2	1.74mm
d_i	1.509mm
s	3

Tabel 14

Hvormed følgende værdi kan bestemmes for F_s :

$$F_s \approx 155\text{N}$$

Da pladen er påsat ved brug af fire skruer, og da det antages, at kræften F_m mindst vil fordele sig ligeligt over to af skruerne, kan størrelsen af F_m bestemmes til:

$$F_m = 2 \cdot F_s \approx 310\text{N}$$

Det observeres at:

$$F_m > 300\text{N}$$

Hvormed det konstateres, at pladen overholder de satte krav.

6.3.10 Case 10

Situationen, som behandles i denne case, ses illustreret på figur 53. Overfladerne, som betragtes, antages at være lavet af aluminium af typen AlMg₃.

Som det ses illustreret af figur 53, induceres der i situationen en forskydningsspænding. Den tilladelige forskydningsspænding, τ_{till} , er ved den enkelte skrue givet ved:

$$\tau_{till} = \frac{F_s}{A}$$

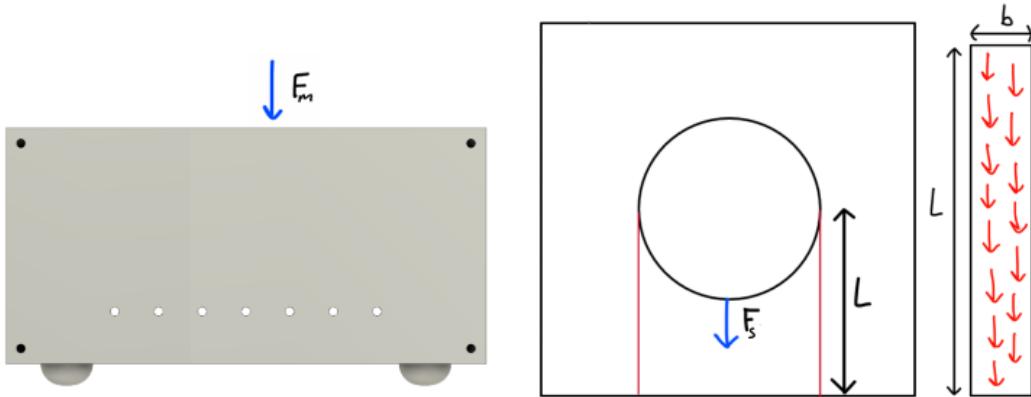
Her angiver A arealet af området, som påvirkes, og er derfor givet ved:

$$A = 2 \cdot L \cdot b$$

Altså fås det, at den maksimale kraft, som materialet omkring den enkelte skrue kan holde til, F_s , er givet ved:

$$\tau_{till} = \frac{F_s}{2 \cdot L \cdot b} \Leftrightarrow F_s = \tau_{till} \cdot 2 \cdot L \cdot b$$

Værdierne i tabel 15 kendes.



Figur 53: På figurens venstre side, ses en kraftpåvirkning, F_m , som oscilloskopet potentielt kan blive påvirket af. I figurens midte ses princippet bag kraftpåvirkningen på den individuelle skrue. Til højre ses det tværsnit gennem pladen, der er ved hver af de røde linjer, som figurens midte illustrerer.

Variabel	Størrelse
L	3.5mm
b	4mm
τ_{till}	80 $\frac{N}{mm^2}$

Tabel 15

Hvormed følgende værdi kan bestemmes for F_s :

$$F_s \approx 1.1kN$$

Da pladen er påsat ved brug af fire skruer, og da det antages, at kræften F_m mindst vil fordele sig ligeligt over to af skruerne, kan størrelsen af F_m bestemmes til:

$$F_m = 2 \cdot F_s \approx 2.2kN$$

Det observeres at:

$$F_m \gg 300N$$

Hvormed det konstateres, at pladen overholder de satte krav.

7 Produkttest

For at bestemme hvorvidt det fremstilne produkt overholder de satte krav, som er præsenteret af hhv. tabel 1 og tabel 2 i afsnittende 3.1, El- og programmeringstekniske krav og 3.2, maskintekniske krav laves en række praktiske test på produktets elektroniske og maskintekniske komponenter. Disse tests er nærmere beskrevet i de følgende afsnit.

7.1 El- og programmeringstekniske test

I afsnittet El- og programmeringstekniske krav blev der stillet en række krav til produktet, der alle er opnået på nær et enkelt. I tabel 16 ses disse krav genopfrisket, og om de er overholdt eller ej. En samlet demonstration af produktet kan ses i videoen, der henvises til på figur 56.

Område	Krav	Status
Afsøgningshastighed	Oscilloskopet skal have en båndbredde på mindst 192 kHz	Krav overholdes ikke
Batteri	Oscilloskopet skal kunne køre kontinuert i 1 time	Krav overholdes
Batteri	Batteriet skal kunne oplades ”over natten”, ergo opladning fra ca. 20% til 80% på under 8 timer	Krav overholdes
Spændingsområde	Skal kunne måle spændinger ned til 1 mV	Krav overholdes
Spændingsområde	Skal kunne måle spændinger op til 5 V peak-to-peak	Krav overholdes
Latens	Der skal højest være 5 sekunders latenstid fra måling til webserveren	Krav overholdes
Adgang	Dateane skal kunne tilgås fra et andet netværk	Krav overholdes
Analyse	Systemet skal kunne bestemme signalers fundamentalfrekvens.	Krav overholdes

Tabel 16: Oversigt over resultaterne af de eltekniske test

7.1.1 Krav nr. 1

Pga. programmeringstekniske udfordringer har det ikke været muligt at opnå en afsøgningshastighed på 192 kHz eller over. På trods af dette er fundamentet til dette dog opsat, da der allerede er gjort brug af DMA og en cirkulær buffer, som er beskrevet nærmere i afsnittet ADC. Derudover tillader det kreerede kredsløb et teoretisk maksimum på ca. 850 kHz. Flaskehalsen i systemet er nemlig STM32F103C8T6-chippens ADC, der teoretisk kan komme op på 850 kHz i den implementerede konfiguration, hvilket fremgår af datablade[26].

7.1.2 Krav nr. 2 og nr. 3

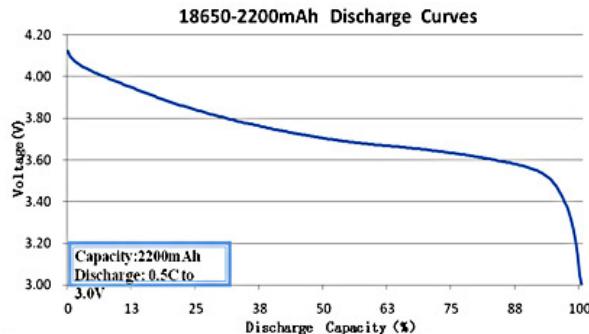
Udover det ene ovenstående krav er alle andre krav overholdt. De efterfølgende to vedrørende batteri og strømforsyningen til oscilloskopet kan ses eftervist på linket https://youtu.be/T_



Figur 54: QR-kode for testvideo af batterilevetid og opladningstid.

OBHwGBIC1. Denne video kan også findes ved at skanne QR-koden på figur 54.

I videoen ses først, at oscilloskopet efterlades tændt i 1 time og 5 minutter uden problemer, hvilket bekræfter, at krav nr. 2 er overholdt. Derefter ses en opladning fra ca. 3.46 V til 3.8 V, hvilket sker over en periode på ca. 3.5 timer. Det kan vises, at dette svarer til en opladning af det ønskede interval ved at betragte en typisk afladningskurve for et 18650 Li-ion batteri, som er



Figur 55: Afladningskurve for et 18650 Li-ion batteri. Kilde: <http://www.all-battery.com/productimages/li-ion/18650-2200mAh-discharge-curve.jpg>

vist på figur 55. Afladningskurven betragtes her, da spændingen vises på displayet, idet batteriets spænding er stabiliseret, og hele oscilloskopet er startet op.

7.1.3 Krav nr. 4 og nr. 5

Krav nr. 5 er overholdt, idet spændingsdelen ved inputtet af operationsforstærkeren med variabel forstærkningsgrad giver en dæmpning på ca. 0.641, ergo vil et 5V-signal (peak-to-peak) blive dæmpet til ca. 3.21V (peak-to-peak). Forstærkerkonfigurationen tillader enhedsforstærkning, bekræfter det, at 5V-signaler faciliteres. Derudover er krav nr. 4 også overholdt. Idet ADC'en har en opløsning på 12 bit, ergo 4096 trin, og et måleinterval fra 0V til 3.3V, vil disse trin være ca. 0.81mV store. Dermed faciliteres bedre end 1 mV opløsning af selv uforstærkede 3.3V-signaler.

7.1.4 Krav nr. 6, nr. 7 og nr. 8

Pga. det valgte løsningsforslag omkring online tilgængelighed, har det været muligt at hoste en webapplikation, der kan tilgås fra næsten - ethvert netværk. Dette kan eftervises, idet webapplikationen, hvor dataene er præsenteret på, kan findes på følgende link: <https://signalkass.herokuapp.com/>. Derudover kan QR-koden på figur 18 benyttes, da denne henviser til samme link.

Krav nr. 6 og nr. 8 kan ses overholdt på følgende link: <https://youtu.be/ZyfeYrHZaAU>. Samme link kan også findes ved at skanne QR-koden på figur 56. I videoen ses en samlet demonstration af oscilloskopet. Krav. nr. 6 ses overholdt, idet alle målepunkterne sendes til webserveren på ca. 3 sekunder (Dette ses ved tidspunktet 0:29). Derudover ses et frekvensspektrum baseret på FFT-algoritmen præsenteret for hver måleserie, der dermed bekræfter, at krav nr. 8 er overholdt, da fundamentalfrekvensen kan aflæses af de Fourier transformerede målepunkter.



Figur 56: QR-kode for video af samlet demonstration af oscilloskopet.

Tilhørende case	Påkrævet kraftpåvirkning	Målt kraftpåvirkning	status
Test 1	Case 1	300N	Krav overholdes
Test 2	Case 2	300N	Krav overholdes
Test 3	Case 3	300N	Krav overholdes
Test 4	Case 4 og 5	300N	Krav overholdes
Test 5	Case 6	300N	Krav overholdes
Test 6	Case 7	300N	Krav overholdes
Test 7	Case 8, 9 og 10	300N	Krav overholdes

Tabel 17: Oversigt over resultatet af testene omhandlende produktets holdbarhed

	Maksimal tilladte størrelse	Målt størrelse	Status
Samlet masse	5kg	1.024kg	Krav overholdes
Samlet længde	200mm	128mm	Krav overholdes
Samlet bredde	200mm	110mm	Krav overholdes
Samlet højde	200mm	61mm	Krav overholdes
Ydre volumen	1dm ³	0.86dm ³	Krav overholdes

Tabel 18: Oversigt over resultatet af testene omhandlende produktets form og størrelse

7.2 Maskintekniske test

Til bestemmelse af hvorvidt produktet overholder de stillede krav, laves der, som nævnt, en række maskintekniske tests. Disse tests er mere specifikt en række spændingstests, da produktet ikke indeholder bevægelige dele, og de laves ved at påvirke produktets forskellige dele med den kraftpåvirkning, som kravene angiver. Til at bestemme kraftpåvirkningen bruges en vægt, og til omregningen fra den målte masse, m , til kraften, F_t , benyttes følgende udsagn:

$$F_t = m \cdot g$$

Hvor g angiver tyngdeaccelerationen, som har en størrelse på 9.82 m/s^2 . Testene er dokumenteret i bilag 2, hvor beregningen fra masse til kraft

ligeledes er angivet for hver test. Endvidere er resultatet fra de forskellige tests angivet i tabel 17, hvor det satte krav og overholdelsen af det ligeledes er opgivet. I tabellen er der ligeledes angivet referencer til de relevante spændningsberegninger, som er angivet i afsnittet Spændingsberegninger.

Foruden kravene omkring minimal tilladelig kraftpåvirkning, er der i tabel 2 også angivet krav omkring oscilloskopets masse og dimensionering. For at bestemme hvorvidt disse krav overholdes, er oscilloskopets sidelængder og vægt målt, hvilket er dokumenteret i bilag 2. Endvidere er resultatet af disse målinger angivet i tabel 18.

Komponent	Antal	Enkelpris	Samlet pris
NE5532[27]	1	5.98 kr.	5.98 kr.
LM7171[28]	1	22.41 kr.	22.41 kr.
BC547[29]	2	1.56 kr.	3.11 kr.
STM32F103C8T6[30]	1	42.40 kr.	42.40 kr.
ESP32 Dev board[31]	1	79.00 kr.	79.00 kr.
OLED-display[32]	1	49.00 kr.	49.00 kr.
TP4056[33]	1	1.08 kr.	1.08 kr.
MT3608[34]	2	2.21 kr.	4.42 kr.
NE555[35]	1	2.53 kr.	2.53 kr.
SPDT kontakt[36]	2	6.00 kr.	12.00 kr.
BNC-konnektor[37]	1	11.24 kr.	11.24 kr.
18650 Li-ion batteri[38]	2	66.33 kr.	132.66 kr.
Passive komponenter	48	0.05 kr.	2.40 kr.

Tabel 19

Det kan altså konstateres, at alle de maskintekniske krav, som er angivet i tabel 2, overholdes.

25% i produktionsomkostninger grundet produktets lille størrelse, hvormed den samlede omkostning i aluminium kan bestemmes til 15.75kr.

8 Produktionsomkostninger

I de følgende afsnit gøres der rede for oscilloskopets materielle omkostninger. Her betragtes de forskellige komponenttyper først individuelt og efterfølgende samlet.

8.1 Aluminium

Som det også tidligere er nævnt, består størstedelen af oscilloskopet af aluminium, som koster 40 kr. pr. kg. Ved hjælp af den tredimensionelle model tegnet i programmet Autodesk Fusion 360, bestemmes det, at produktet indeholder 0.315 kg aluminium, hvilket ligeledes ses dokumenteret i bilag 2. Altså kan prisen af PLA-plast bestemmes til 0.85kr. I forhold til gummifødder koster en pakke disse 65.05kr.[40]. Da en pakke indeholder 64 gummifødder, og da produktet indeholder 4 af disse, er prisen af gummifødder pr. produkt 4.07 kr.

8.2 PLA-plast og gummifødder

Oscilloskopet indeholder, som tidligere nævnt, to dele af PLA-plast, som koster 200kr. pr. kg.[39]. Ved hjælp af den tredimensionelle model tegnet i programmet Autodesk Fusion 360, bestemmes det, at produktet indeholder 0.00425 kg PLA-plast, hvilket ligeledes ses dokumenteret i bilag 2. Altså kan prisen af PLA-plast bestemmes til 0.85kr. I forhold til gummifødder koster en pakke disse 65.05kr.[40]. Da en pakke indeholder 64 gummifødder, og da produktet indeholder 4 af disse, er prisen af gummifødder pr. produkt 4.07 kr.

Komponent	Antal enheder/kilogram	Pris pr. enhed/kilogram	Total pris
Metal			
Aluminium	0.315 kg.	40 kr./kg.	15.75 kr.
Plastik			
PLA-plast	0.00425 kg.	200 kr./kg.	0.85 kr.
Elektroniske komponenter			
NE5532	1 stk.	5.98 kr. pr. stk.	5.98 kr.
LM7171	1 stk.	22.41 kr. pr. stk.	22.41 kr.
BC547	2 stk.	1.56 kr. pr. stk.	3.11 kr.
STM32F103C8T6	1 stk.	42.40 kr. pr. stk.	42.40 kr.
ESP32 Dev board	1 stk.	79.00 kr. pr. stk.	79.00 kr.
OLED-display	1 stk.	49.00 kr. pr. stk.	49.00 kr.
TP4056	1 stk.	1.08 kr. pr. stk.	1.08 kr.
MT3608	2 stk.	2.21 kr. pr. stk.	4.42 kr.
NE555	1 stk.	2.53 kr. pr. stk.	2.53 kr.
SPDT kontakt	2 stk.	6.00 kr. pr. stk.	12.00 kr.
BNC-konnektor	1 stk.	11.24 kr. pr. stk.	11.24 kr.
18650 Li-ion batteri	2 stk.	66.33 kr. pr. stk.	132.66 kr.
Passive komponenter	48 stk.	0.05 kr. pr. stk.	2.40 kr.
Andet			
Gummifødder	4 stk.	65.05 kr. pr. 64 stk.	4.07 kr.
I alt			388.90 kr.

Tabel 20

8.3 Elektroniske komponenter

I tabel 19 ses en oversigt over de brugte elektroniske komponenter, deres antal, deres pris pr stk. og deres samlede pris. De passive komponenter i kredsløbet er lagt under samme kategori, og der er angivet et generøst estimat for den gennemsnitlige pris af disse på ca. 5 øre pr. stk. For hver komponent i listen ses en kilde til en indkøbspris.

8.4 Samlet pris

I tabel 20 ses en oversigt over de brugte komponenter og deres pris. Der gøres her opmærksom på, at priserne er eksklusiv moms.

9 Konklusion

Problemformuleringen lød på, at et bærbart og trådløst oscilloskop skulle designes og produceres. Endvidere skulle dette trådløse oscilloskop overholde de kriterier, som er præsenteret i tabel 1 og tabel 2, som er i hhv. afsnit 3.1, El- og programmeringstekniske krav, og afsnit 3.2, Maskintekniske krav.

Igennem projektet er denne problemformulering næsten løst til fulde, da det kreerede oscilloskop på baggrund af testene præsenteret i afsnit 7, Produkttest, kan konkluderes at overholde alle krav med undtagelse af et. Mere præcist overholder produktet alle de maskintekniske krav, som er præsenteret i tabel 2, hvilket vil sige, at alle oscilloskopets overflader kan holde til en kraftpåvirkning på mindst 300N. Ydermere betyder dette også, at oscilloskopet kan betragtes som bærbart, da dets største sidelængde er på 128mm, da dets volumen er på 0.83dm³, og da dets vægt er på ca. 1 kg.

Med henhold til de el- og programmeringstekniske krav overholder det kreerede oscilloskop også alle disse bortset fra et enkelt, der omhandler instrumentets afsøgningshastighed. Det lykkedes ikke at opnå dette krav pga. programmeringstekniske udfordringer. Men, med udgangspunkt i batteriet, overholder oscilloskopet kravene om bærbarhed, da det uden problemer kan være tændt i over en time og kan oplades ”over natten” - ergo ca. 20% til 80% effektiv kapacitet på omkring 3.5 timer. Oscilloskopet er også i stand til at måle signaler, der veksler over et spænd på 5V, og ligeledes måle med en oplosning bedre end 1 mV-trin. Oscilloskopet er også i stand til at præsentere disse data fra målingerne til brugeren inden for en rimelig tidsramme, da en stikprøve viste, at oscilloskopet brugte ca. 3 sekunder på dette. Til sidst er det lykkedes at præsentere information om målte signalers fundamentalfrekvens, og endda et helt frekvensspektrum for et målt signal, da der, ved hjælp af digital signalbehandling, er implementeret en variant af den diskrete Fourier transformation.

Kildeliste

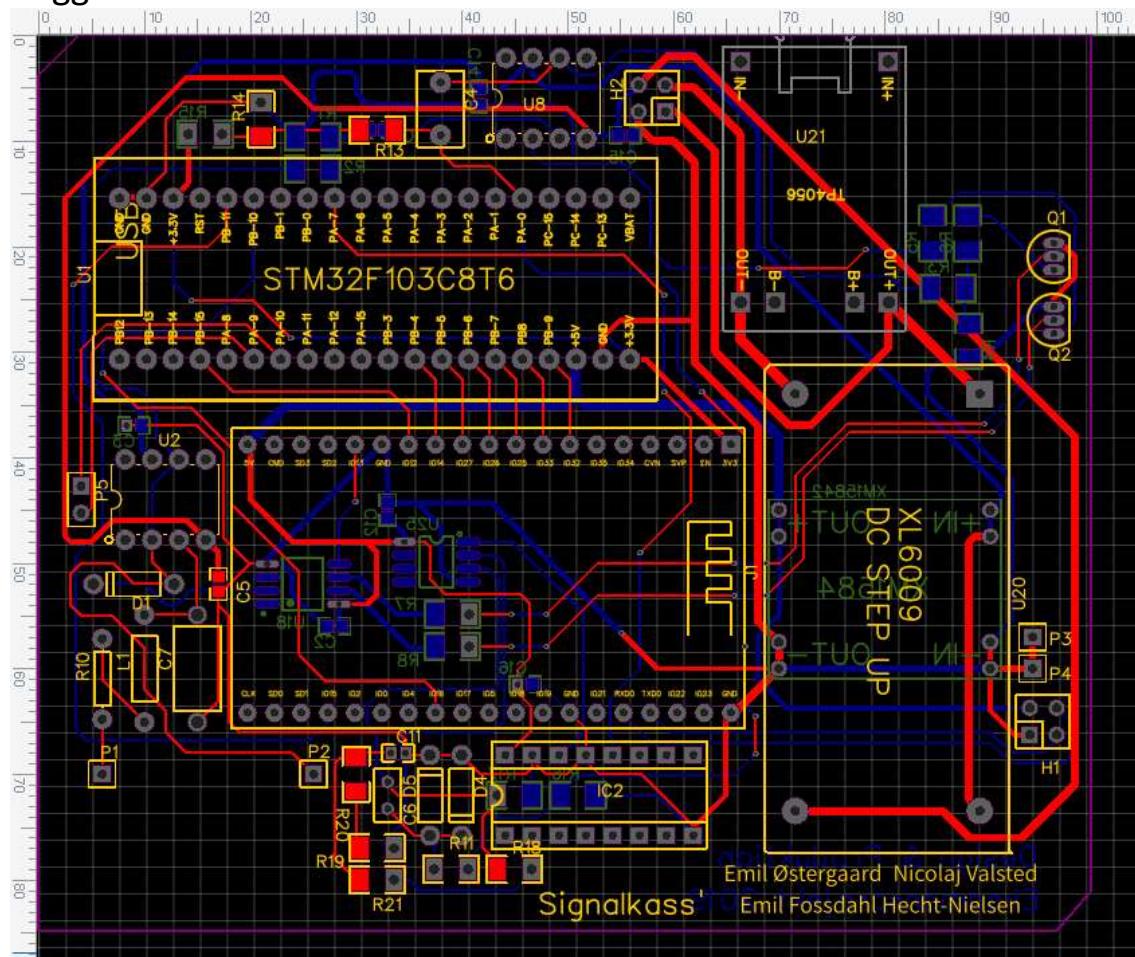
- [1] TechTarget. Nyquist theorem. <https://whatis.techtarget.com/definition/Nyquist-Theorem>, 2005. sidst tilgået: 14/05 2019.
- [2] Coert Vonk. Impedance. <https://coertvonk.com/math/lfz-transforms/impedance-14252>, 2015. sidst tilgået: 14/05 2019.
- [3] ElectronicsTutorials. Series resonance circuit. <https://www.electronics-tutorials.ws/acircuits/series-resonance.html>. sidst tilgået: 14/05 2019.
- [4] Coert Vonk. Euler's formula. <https://coertvonk.com/math/lfz-transforms/euler-identity-14997#trigonometry>, 2015. sidst tilgået: 14/05 2019.
- [5] Swarthmore. Partial fraction expansion (or decomposition). <https://lpsa.swarthmore.edu/BackGround/PartialFraction/PartialFraction.html>, 2005. sidst tilgået: 14/05 2019.
- [6] Coert Vonk. Rlc low-pass filter. <https://coertvonk.com/hw/filters/two-pole-low-pass-rlc-filter-13594>, 2015. sidst tilgået: 14/05 2019.
- [7] All About Circuit. Understanding the early effect. <https://www.allaboutcircuits.com/technical-articles/understanding-the-early-effect/>, 2018. sidst tilgået: 14/05 2019.
- [8] Wikimedia Commons. Role in semiconductor physics: the thermal voltage. https://en.wikipedia.org/wiki/Boltzmann_constant#Role_in_semiconductor_physics:_the_thermal_voltage. sidst tilgået: 14/05 2019.
- [9] Texas Instruments. Lm7171 datablad. <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm7171.pdf>, 2014. sidst tilgået: 14/05 2019.
- [10] Leafslabs docs. dma.h. <http://docs.leafslabs.com/static.leafslabs.com/pub/leafslabs/maple-docs/latest/libmaple/api/dma.html>. sidst tilgået: 14/05 2019.
- [11] Freescale Semiconductor Motorola and SPI Block Guide. V03. 06, february 2003. *Freescale Semiconductor Inc*, 2003.
- [12] Wikipedia. Fourier transform. https://en.wikipedia.org/wiki/Fourier_transform, 2019. sidst tilgået: 13/05 2019.
- [13] M.A. Moskowitz. *A Course in Complex Analysis in One Variable*. World Scientific, 2002.
- [14] David H Bailey and Paul N Swarztrauber. A fast method for the numerical evaluation of continuous fourier and laplace transforms. *SIAM Journal on Scientific Computing*, 15(5):1105–1110, 1994.
- [15] Shmuel Winograd. On computing the discrete fourier transform. *Mathematics of computation*, 32(141):175–199, 1978.
- [16] J.C. Martin. *Introduction to Languages and the Theory of Computation*. McGraw-Hill Series in Computer Science. McGraw-Hill, 2003.

- [17] NanJing Top Power ASIC Corp. Tp4056 datablad. <https://dlnmh9ip6v2uc.cloudfront.net/datasheets/Prototyping/TP4056.pdf>. sidst tilgået: 14/05 2019.
- [18] AEROSEMI. Mt3608 datablad. <https://www.olimex.com/Products/Breadboarding/BB-PWR-3608/resources/MT3608.pdf>. sidst tilgået: 14/05 2019.
- [19] ElectronicsTutorials. 555 oscillator tutorial. https://www.electronics-tutorials.ws/waveforms/555_oscillator.html. sidst tilgået: 14/05 2019.
- [20] Helge E Krex. *Maskin ståbi*. Teknisk forlag, 1986.
- [21] Innofil3D. Technical data sheet - pla. <https://www.innofil3d.com/wp-content/uploads/2016/05/TDS-Innofil3D-PLA-160608.pdf>, 2017. sidst tilgået: 14/05 2019.
- [22] Engenering Essentials. Drawing screw threads. http://eon.sdsu.edu/~johnston/Eng_Graphics_Essentials_5th_Ed/files/ege/fast/fast_page5.htm. sidst tilgået: 14/05 2019.
- [23] RS Components. Datasheet - rs stock no: 560552. <https://docs-emea.rs-online.com/webdocs/151b/0900766b8151b6db.pdf>. sidst tilgået: 14/05 2019.
- [24] The Engineering Toolbox. Friction and friction coefficients. https://www.engineeringtoolbox.com/friction-coefficients-d_778.html. sidst tilgået: 14/05 2019.
- [25] RS Components. Datasheet - rs stock no: 9087637. <https://docs-emea.rs-online.com/webdocs/1498/0900766b814985ff.pdf>. sidst tilgået: 14/05 2019.
- [26] STMicroelectronics. Stm32f103c8 datablad. <https://www.st.com/resource/en/datasheet/stm32f103c8.pdf>, 2015. sidst tilgået: 14/05 2019.
- [27] RS Components. Ne5532p. <https://dk.rs-online.com/web/p/forstaerkere-operationsforstaerkere/1218463/>. sidst tilgået: 14/05 2019.
- [28] RS Components. Lm7171. <https://dk.rs-online.com/web/p/forstaerkere-operationsforstaerkere/5343762/>. sidst tilgået: 14/05 2019.
- [29] RS Components. Bc547bta. <https://dk.rs-online.com/web/p/transistorer-bipolaere/6711113/>. sidst tilgået: 14/05 2019.
- [30] RS Components. Stm32f103c8t6. <https://dk.rs-online.com/web/p/mikrokontrollere/0402279/>. sidst tilgået: 14/05 2019.
- [31] ArduinoTech. Esp32 development board wifi+bluetooth ultra-low power consumption dual cores esp-32 esp-32s board. <https://bit.ly/2Q0XGZ8>. sidst tilgået: 14/05 2019.
- [32] ArduinoTech. 0.91 oled 128x32 white display module iic i2c. <https://bit.ly/2E8rpuo>. sidst tilgået: 14/05 2019.
- [33] AliExpress. 5pcs micro usb 5v 1a 18650 tp4056 lithium battery charger module

- charging board with protection dual functions. <https://bit.ly/2VoKLS6>. sidst tilgået: 14/05 2019.
- [34] AliExpress. 5pcs/lot mt3608 2a max dc-dc step up power module booster power module for. <https://bit.ly/2V1EKWd>. sidst tilgået: 14/05 2019.
- [35] RS Components. Ne555p. <https://dk.rs-online.com/web/p/timer-kredse/8660199/>. sidst tilgået: 14/05 2019.
- [36] ArduinoTech. Afbryder on-on mini toggle switch. <https://arduino.tech.dk/shop/afbryder-on-on-mini-toggle-switch/>. sidst tilgået: 14/05 2019.
- [37] RS Components. Rs pro 50 bnc-stik, hun, lige, printmontering ja, hulmontering-terminalering, nikkel. <https://dk.rs-online.com/web/p/bnc-stik/5260279/>. sidst tilgået: 14/05 2019.
- [38] RS Components. Rs pro 18650 lithium-ion batteri, 3.7v, lithium-ion, terminaler: Flad, 2600mah. <https://bit.ly/2LJPiPt>. sidst tilgået: 14/05 2019.
- [39] Pixojet. 3mm pla filament til 3d printer, 1000g. fås i 3 farver rød. <https://bit.ly/2YzphUx>. sidst tilgået: 14/05 2019.
- [40] RS Componentes. Gummifødder 12 x 5mm. <https://dk.rs-online.com/web/p/kabinetter-tilbehor/1368960/>. sidst tilgået: 14/05 2019.

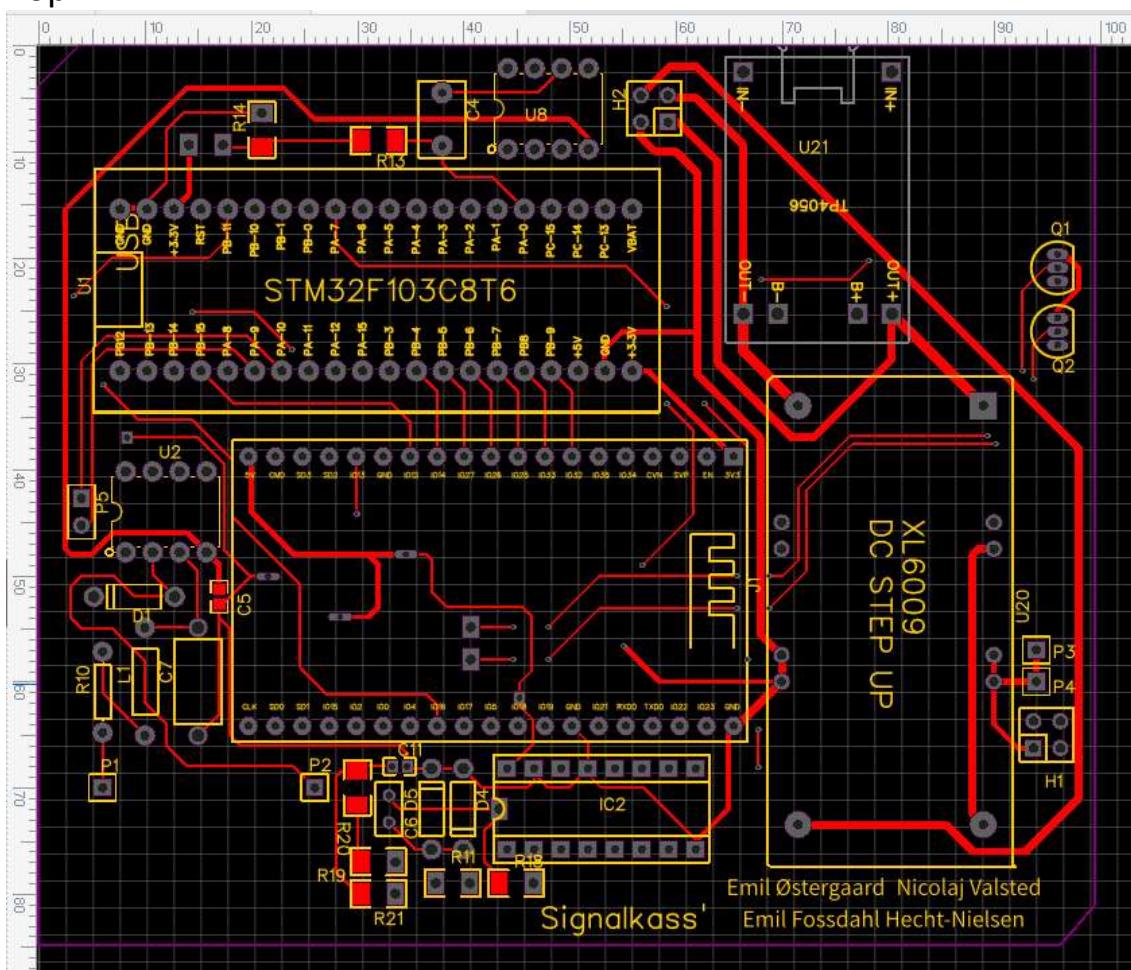
Bilag 1 - PCB

Begge:



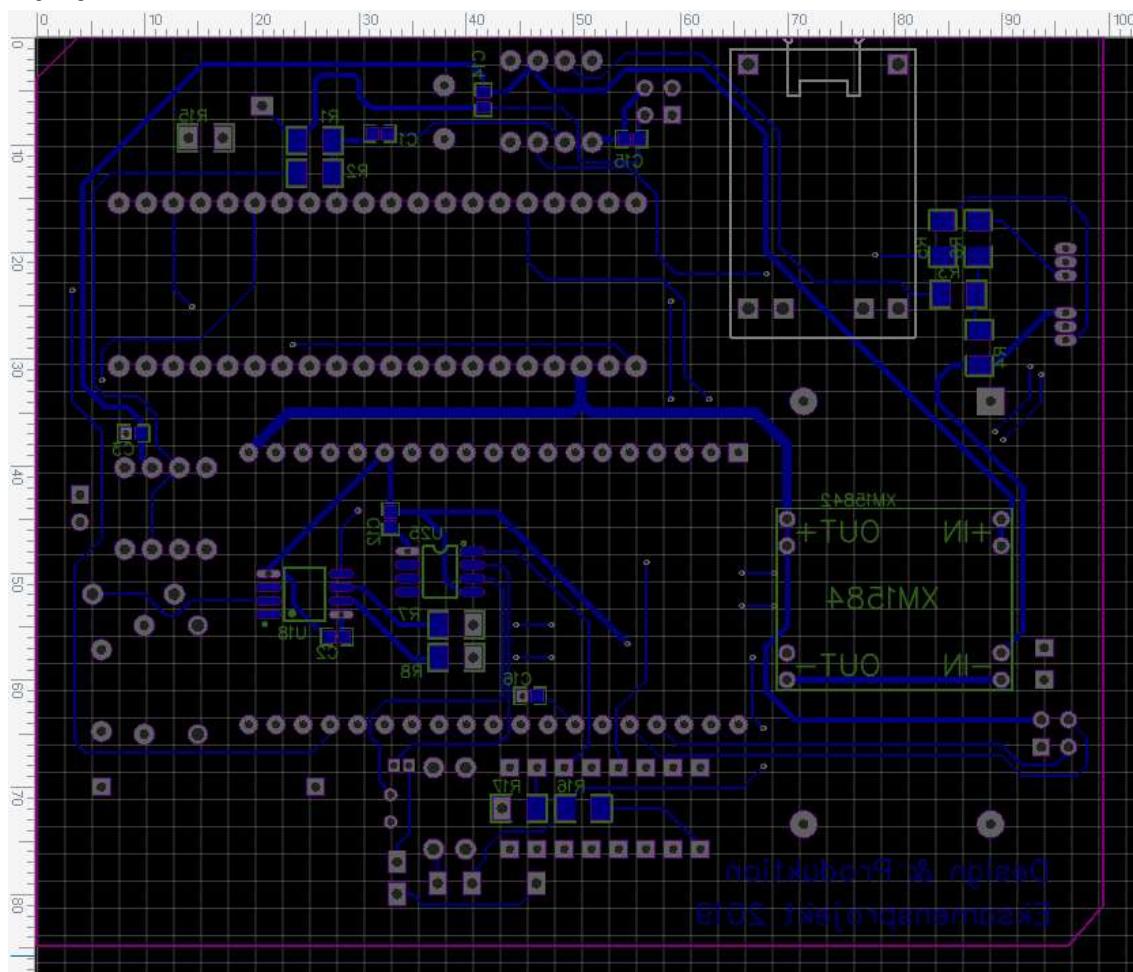
Bilag 1 - PCB

Top:



Bilag 1 - PCB

Bund:



Bilag 2 - Maskintekniske test

Test 1



Omregning fra vægt, m , til kraft, F_t :

$$F_t = m \cdot g = 38.8 \text{ kg} \cdot 9.82 \frac{\text{m}}{\text{s}^2} \approx 381 \text{ N}$$

Test 2



Omregning fra vægt, m , til kraft, F_t :

$$F_t = m \cdot g = 31.9 \text{ kg} \cdot 9.82 \frac{\text{m}}{\text{s}^2} \approx 313 \text{ N}$$

Bilag 2 - Maskintekniske test

Test 3

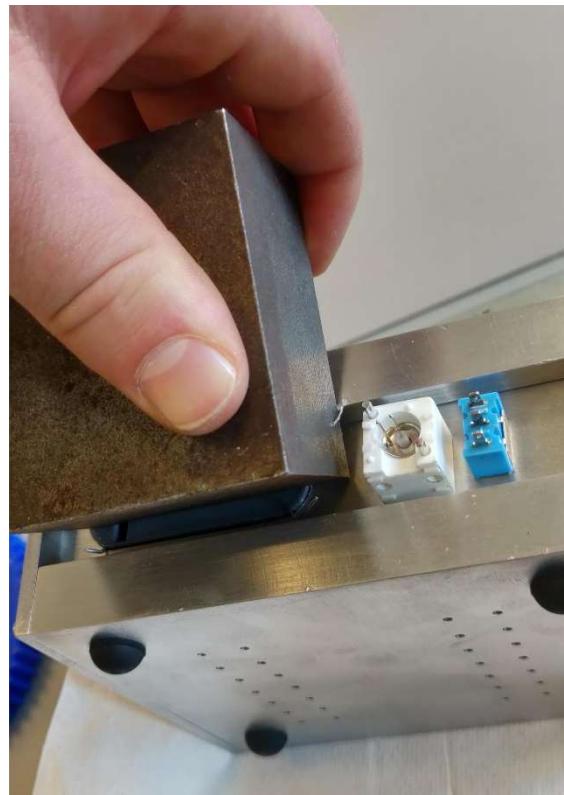


Omregning fra vægt, m , til kraft, F_t :

$$F_t = m \cdot g = 32.0 \text{ kg} \cdot 9.82 \frac{\text{m}}{\text{s}^2} \approx 314 \text{ N}$$

Bilag 2 - Maskintekniske test

Test 4



Omregning fra vægt, m , til kraft, F_t :

$$F_t = m \cdot g = 32.0 \text{kg} \cdot 9.82 \frac{\text{m}}{\text{s}^2} \approx 326 \text{N}$$

Test 5

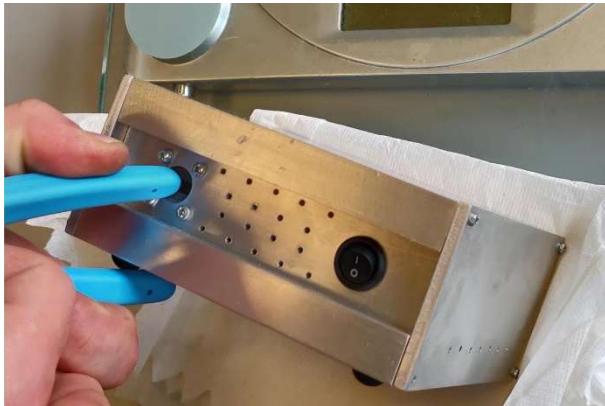


Omregning fra vægt, m , til kraft, F_t :

$$F_t = m \cdot g = 34.0 \text{kg} \cdot 9.82 \frac{\text{m}}{\text{s}^2} \approx 334 \text{N}$$

Bilag 2 - Maskintekniske test

Test 6



Omregning fra vægt, m , til kraft, F_t :

$$F_t = m \cdot g = 30.9 \text{ kg} \cdot 9.82 \frac{\text{m}}{\text{s}^2} \approx 303 \text{ N}$$

Test 7



Omregning fra vægt, m , til kraft, F_t :

$$F_t = m \cdot g = 30.7 \text{ kg} \cdot 9.82 \frac{\text{m}}{\text{s}^2} \approx 301 \text{ N}$$

Bilag 2 - Maskintekniske test

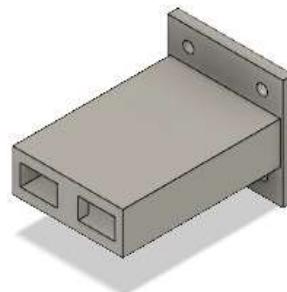
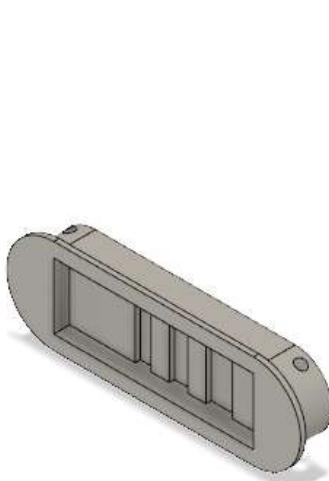
Masse af aluminium



PROPERTIES	
Area	3.893E+04 mm ²
Density	0.003 g / mm ³
Mass	315.031 g
Volume	1.167E+05 mm ³
Physical Material	Aluminum 6061
Appearance	Aluminum - Satin
Bounding Box	
Center of Mass	60 mm, -41.8956 mm, -55 mm
► Moment of Inertia at Center of Mass (g mm ²)	
► Moment of Inertia at Origin (g mm ²)	
<input type="button" value="Copy To Clipboard"/>	
<input type="button" value="OK"/> <input type="button" value="Cancel"/>	

Masse af PLA-plast

Ved bestemmelse af masse, betragtes ABS-plast i stedet for PLA-plast, da de ca. har samme massefylde, da der arbejdes i meget små størrelsesordener, og da Autodesk fusion 360 ikke kendes densiteten for PLA-plast.



PROPERTIES	
Area	4261.438 mm ²
Density	0.001 g / mm ³
Mass	4.025 g
Volume	3796.937 mm ³
Physical Material	ABS Plastic
Appearance	Plastic - Matte (Gray)
Bounding Box	
Center of Mass	95 mm, -20 mm, -84.6806 mm
► Moment of Inertia at Center of Mass (g mm ²)	
► Moment of Inertia at Origin (g mm ²)	
<input type="button" value="Copy To Clipboard"/>	
<input type="button" value="OK"/> <input type="button" value="Cancel"/>	

Bilag 2 - Maskintekniske test

Samlet masse



Dimensionering

Længde



Der aflæses en længde, l , på 128mm.

Bilag 2 - Maskintekniske test

Bredde



Der aflæses en længde, b , på 110mm.

Højde



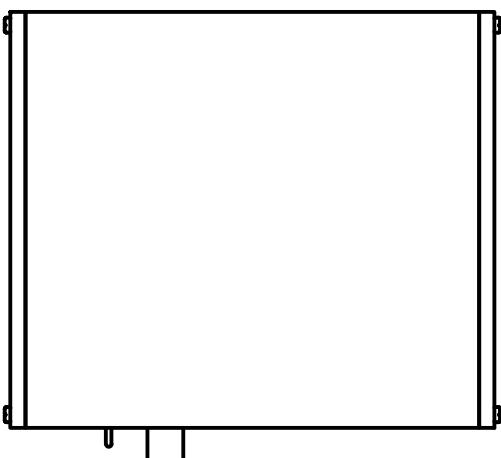
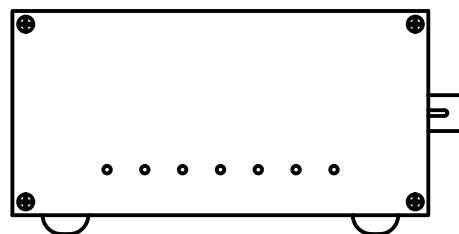
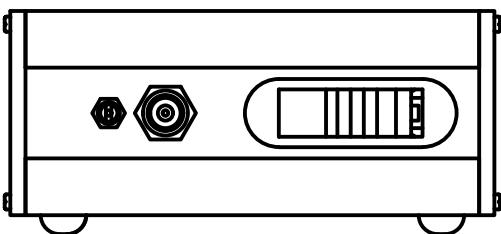
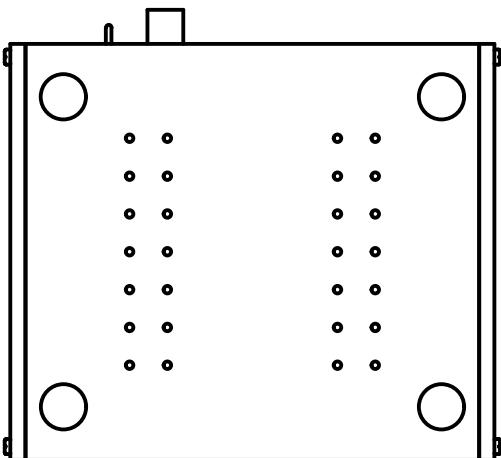
Der aflæses en højde, h , på 61mm.

Ydre Volumen

Den ydre volumen, V_y , beregnes som følgende:

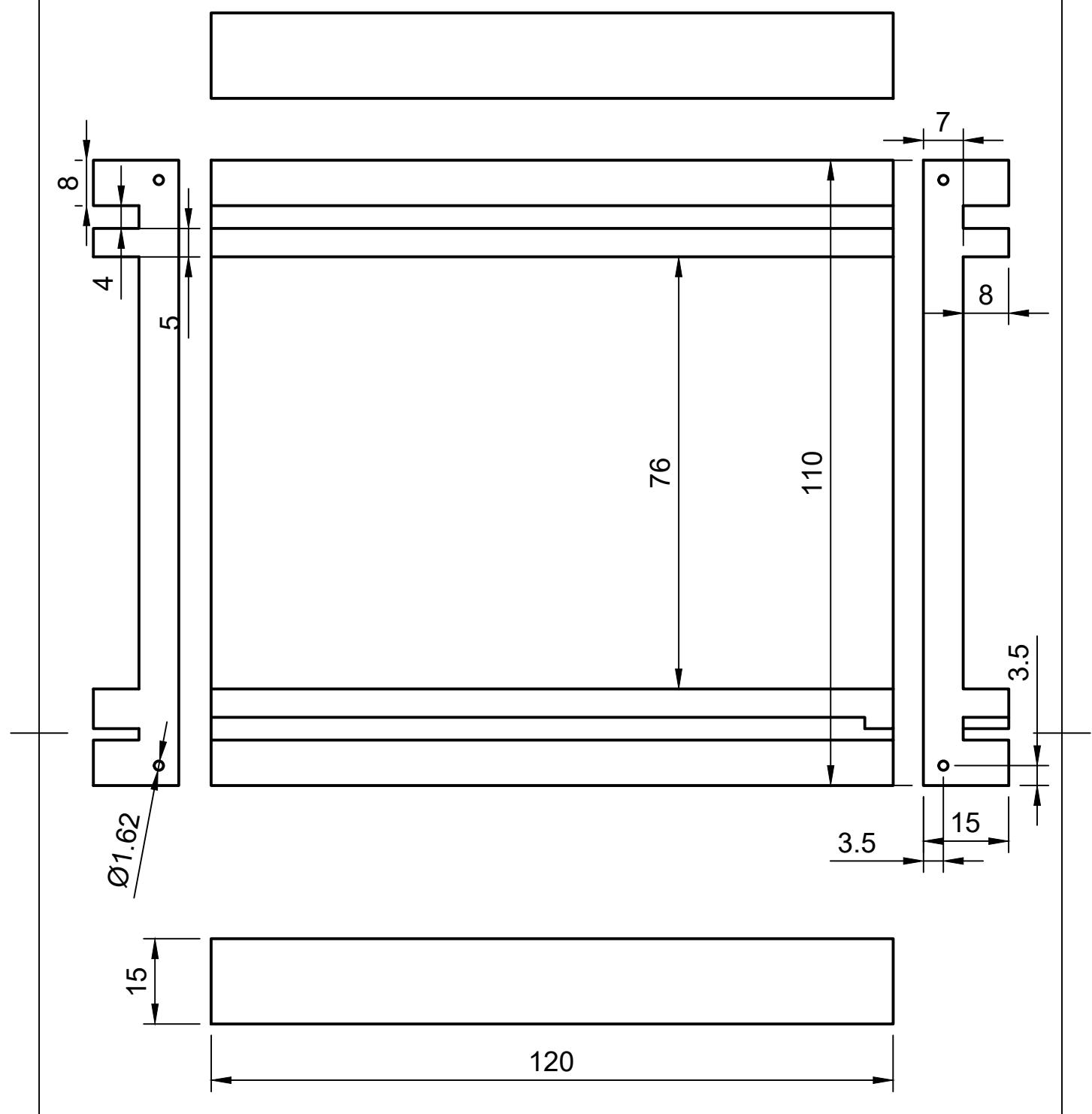
$$V_y = l \cdot b \cdot h = 858880\text{mm}^3 \approx 0.86\text{dm}^3$$

Bilag 3 - Arbejdstegninger



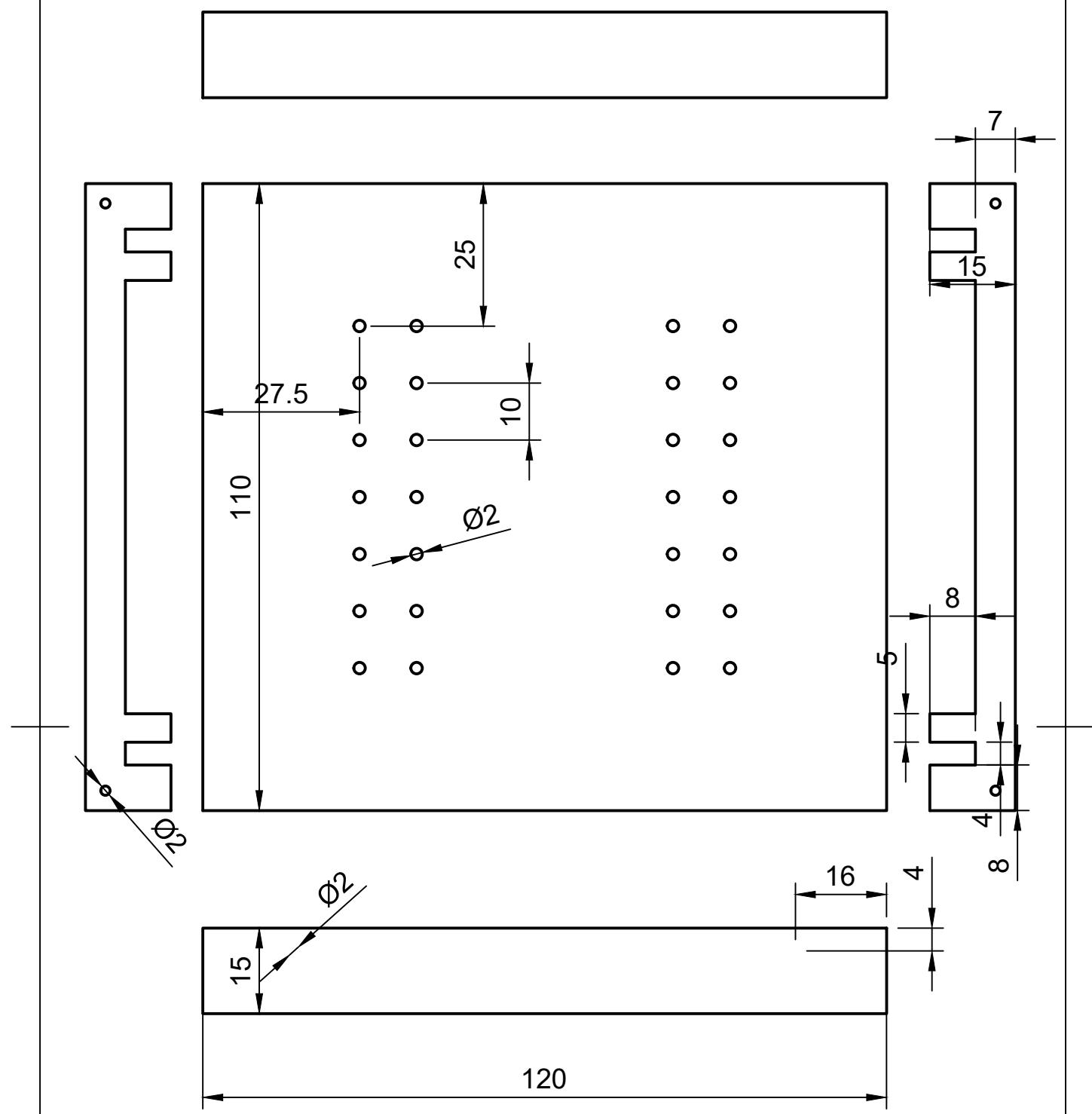
Dept.	Technical reference	Created by Emil Fosssdahl Hecht-Nielsen 29-03-2019	Approved by
		Document type	Document status
	Title Osciloskop	DWG No.	
	Rev.	Date of issue	Sheet 1/8

Bilag 3 - Arbejdstegninger



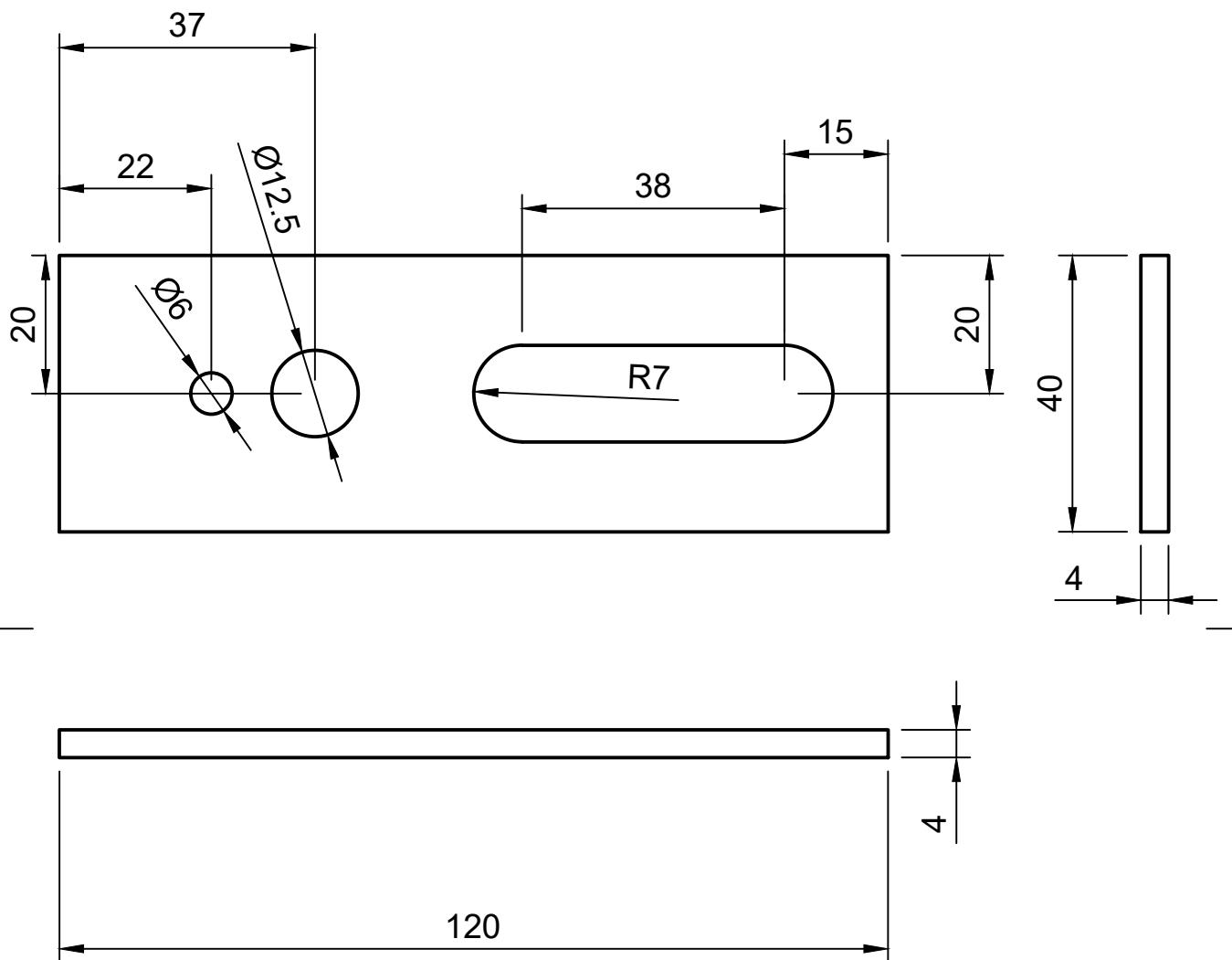
Dept. 1:1	Technical reference Aluminium	Created by Nicolaj, Emil og Emil 29-03-2019	Approved by
		Document type A4	Document status
	Title Topplade		DWG No.
		Rev.	Date of issue
			Sheet 2/8

Bilag 3 - Arbejdstegninger



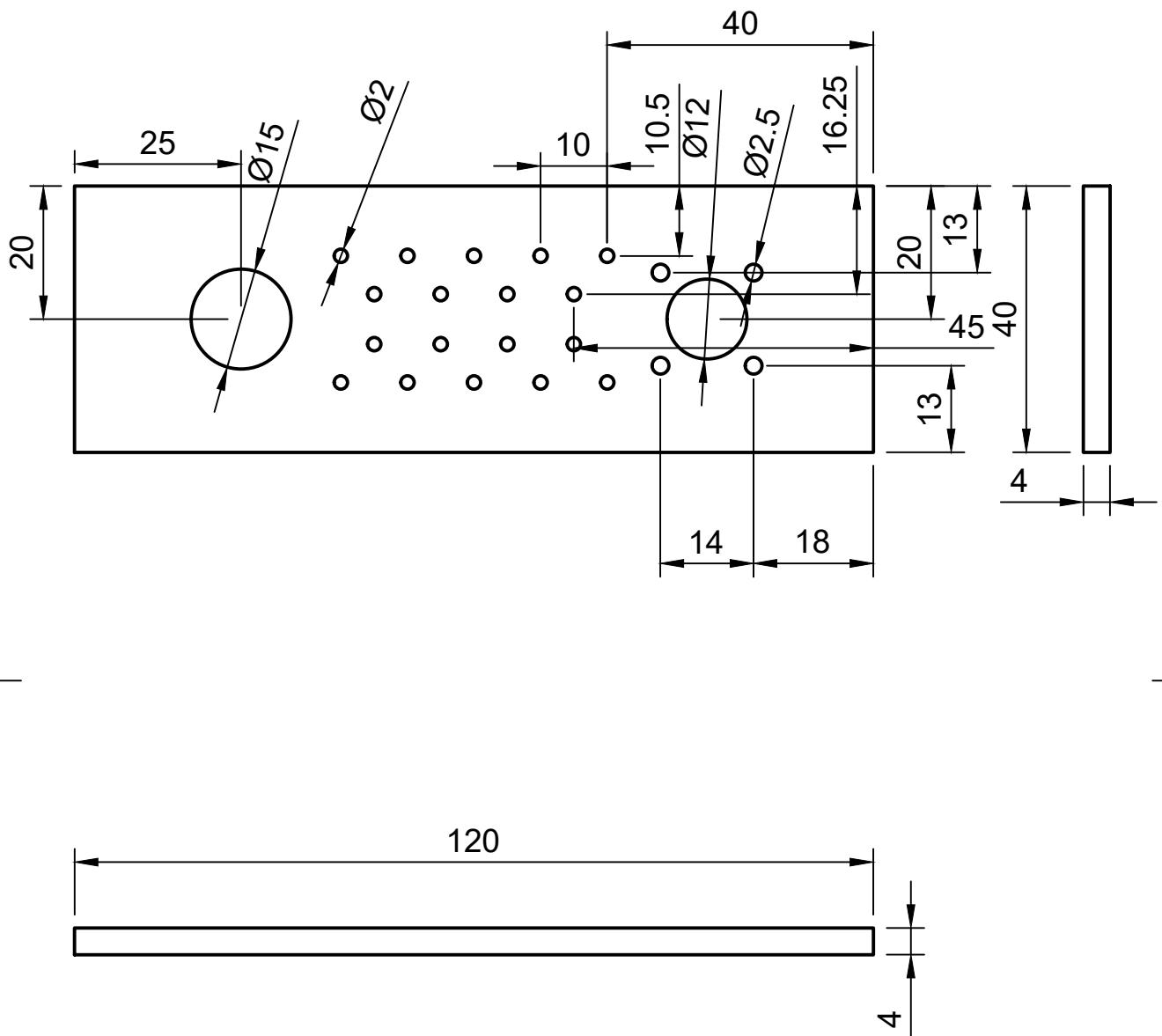
Dept. 1:1	Technical reference Aluminium	Created by Nicolaj, Emil og Emil 29-03-2019	Approved by
		Document type A4	Document status
		Title Bundplade	DWG No.
		Rev.	Date of issue
		Sheet 3/8	

Bilag 3 - Arbejdstegninger



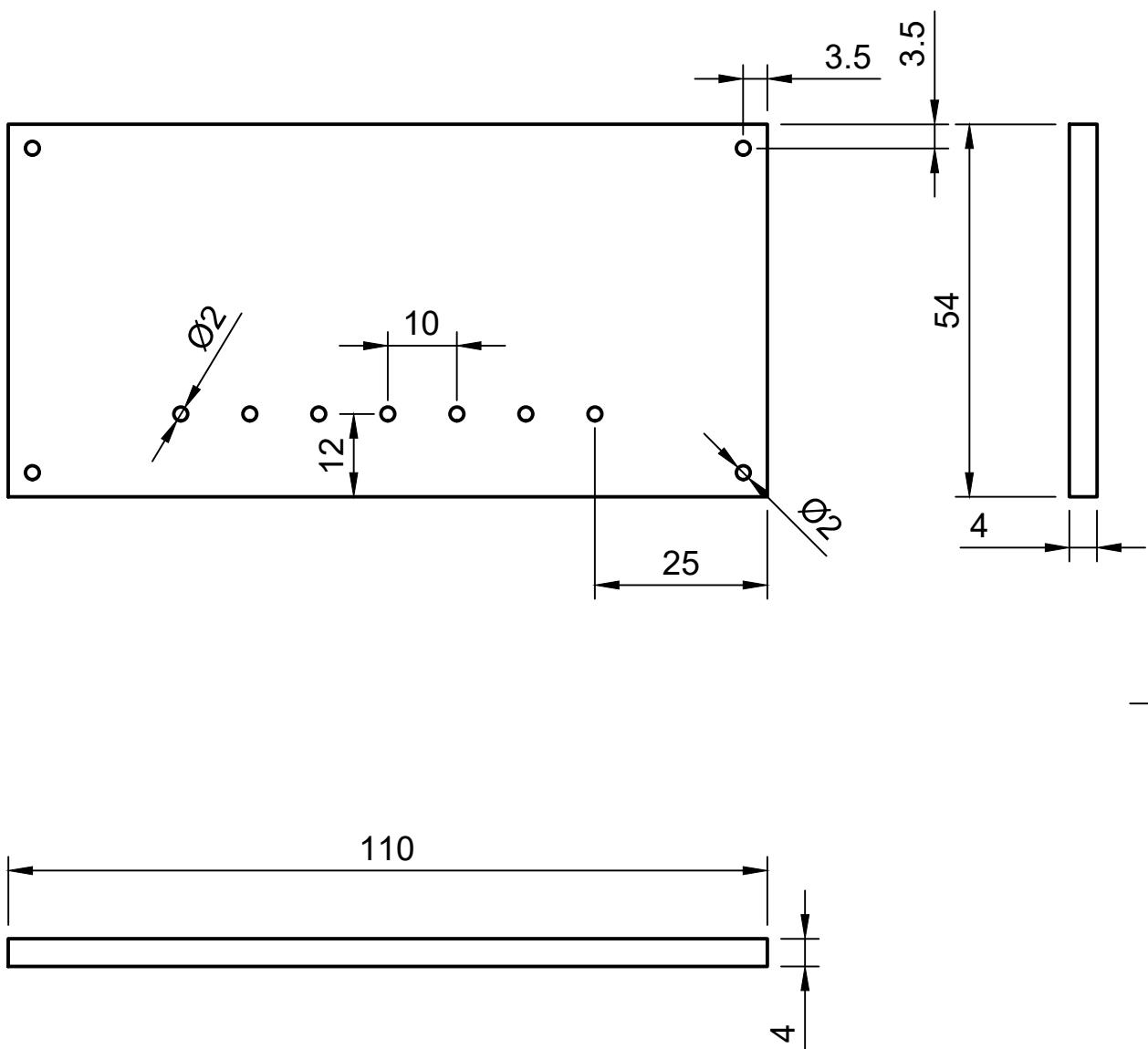
Dept. 1:1	Technical reference Aluminium	Created by Nicolaj, Emil og Emil 29-03-2019	Approved by
		Document type A4	Document status
Title Frontplade		DWG No.	
		Rev.	Date of issue
		Sheet 4/8	

Bilag 3 - Arbejdstegninger



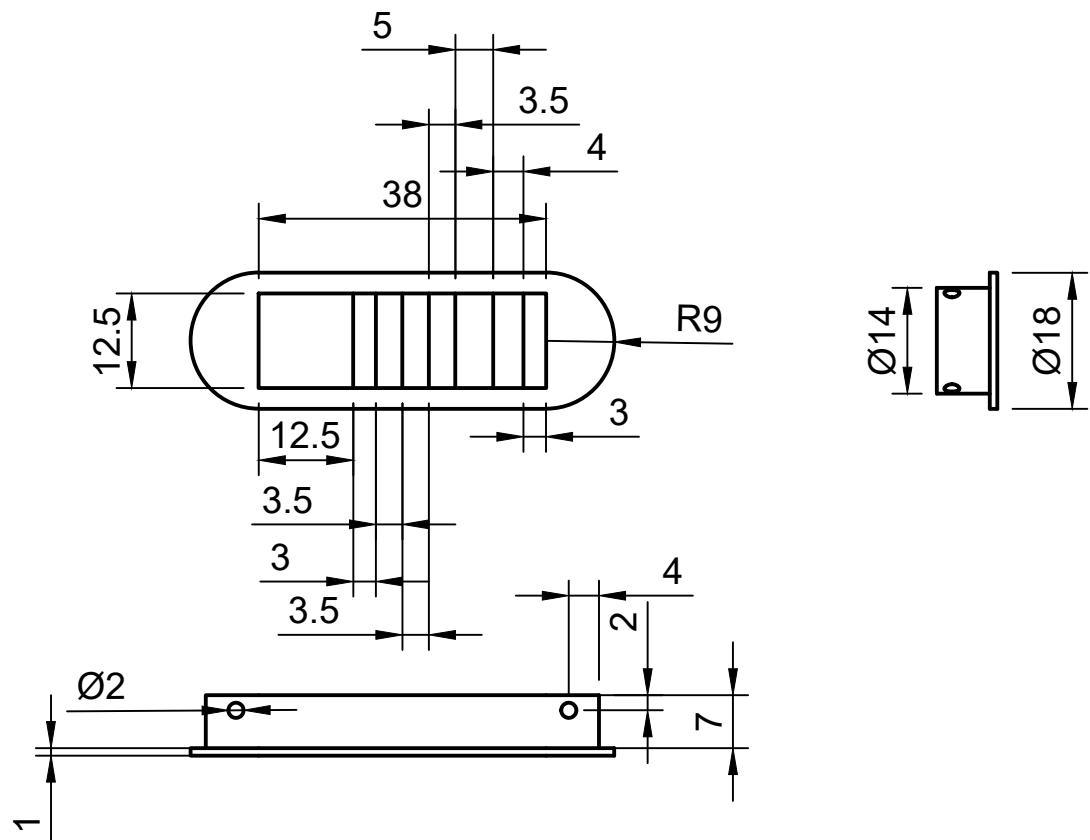
Dept. 1:1	Technical reference Aluminium	Created by Nicolaj, Emil og Emil 29-03-2019	Approved by
		Document type A4	Document status
Title Bagplade		DWG No.	
		Rev.	Date of issue
		Sheet 5/8	

Bilag 3 - Arbejdstegninger



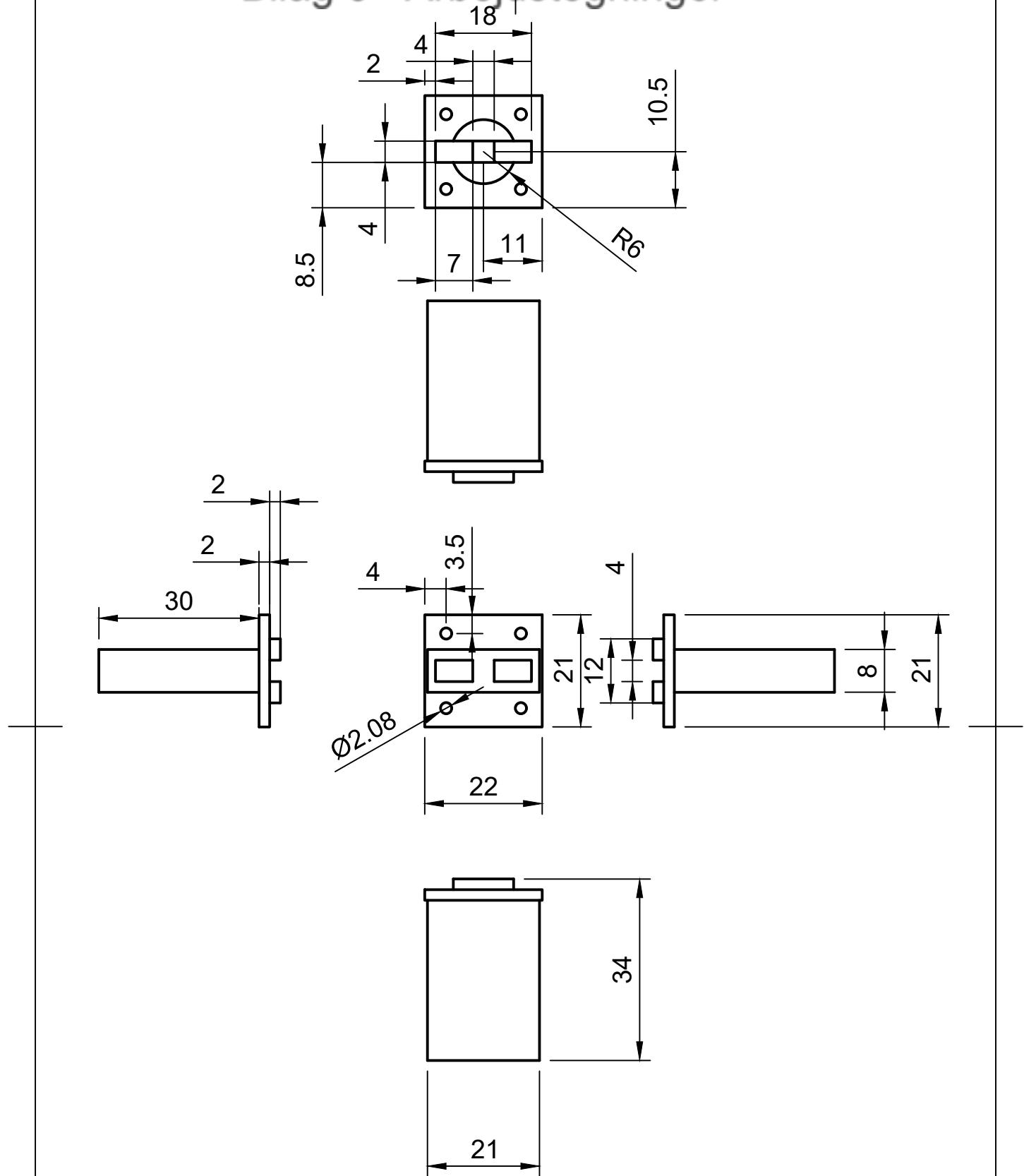
Dept. 1:1	Technical reference Aluminium	Created by Nicolaj, Emil og Emil 29-03-2019	Approved by
		Document type A4	Document status
Title Sideplade		DWG No.	
		Rev.	Date of issue
			Sheet 6/8

Bilag 3 - Arbejdstegninger



Dept. 1:1	Technical reference PLA-plast	Created by Nicolaj, Emil og Emil 29-03-2019	Approved by
	Document type A4	Document status	
	Title Skærmholder	DWG No.	
	Rev.	Date of issue	Sheet 7/8

Bilag 3 - Arbejdstegninger



Dept. 1:1	Technical reference PLA-plast	Created by Nicolaj, Emil og Emil 29-03-2019	Approved by
	Document type A4	Document status	
	Title Laderstikholder	DWG No.	
	Rev.	Date of issue	Sheet 8/8

Bilag 4 - Kode

Blue_pill_kode.ino

```
#include <HardwareTimer.h>
#include <STM32ADC.h>
#include <SPI.h>
#include <cstdint>

#define pinLED  PC13
#define pinOUT  PB0

// A0 (adc1 channel 1)
uint8 pins = 0;

#define maxSamples 1024
uint16_t buffer[maxSamples];
uint16_t *buffers[2];
uint8_t bufr;
uint8_t bufw;

//uint16_t staticBuffer[maxSamples];

#define sampleFreqKhz      192*1000
#define samplePeriodus     1000 / sampleFreqKhz
#define ticksPerSecond    2 * sampleFreqKhz * 1000 / maxSamples

STM32ADC myADC(ADC1);

void DmaIRQ(void) {
    digitalWrite(pinOUT, ! digitalRead(pinOUT));
    bufw = (bufw + 1) % 2;
}

void setupSPI(void) {
    pinMode(PA7, INPUT);
    pinMode(PA6, INPUT);
    pinMode(PA5, INPUT);
    pinMode(BOARD_SPI_DEFAULT_SS, INPUT);

    SPI.setModule(1);
    SPI.beginTransaction(SPISettings(800000, MSBFIRST, SPI_MODE0,
DATA_SIZE_16BIT));
}

void setup() {

    pinMode(pinLED, OUTPUT);
    pinMode(pinOUT, OUTPUT);
    pinMode(pins, INPUT_ANALOG);
```

Bilag 4 - Kode

```
Serial.begin(115200);
delay(100);

SPI.dev()->regs->DR = 42069;
setupSPI();

bufr = 0;
bufw = 0;
buffers[0] = &buffer[0];
buffers[1] = &buffer[maxSamples / 2];

Timer3.setPeriod(samplePeriodus);
Timer3.setMasterModeTrGo(TIMER_CR2_MMS_UPDATE);

myADC.calibrate();
myADC.setSampleRate(ADC_SMPR_1_5);
myADC.setPins(&pins, 1);
myADC.setDMA(buffer, maxSamples, (DMA_MINC_MODE | DMA_CIRC_MODE |
DMA_HALF_TRNS | DMA_TRNS_CMPLT), DmaIRQ);
myADC.setTrigger(ADC_EXT_EV_TIM3_TRGO);
myADC.startConversion();
}

void loop() {

if (bufr != bufw) {
    bufr = (bufr + 1) % 2;
}

uint8_t comState(SPI.read());
uint16_t *staticBuffer = buffer;
//Serial.println(comState);

for (int i = 0; i < maxSamples; i++) {
    SPI.dev()->regs->DR = buffer[i];
    SPI.read();
}
SPI.dev()->regs->DR = 42069;
}
```

Bilag 4 - Kode

ESP32.ino

```
#include <WiFi.h> //Wifi library
#include "esp_wpa2.h" //wpa2 library for connections to Enterprise networks
#include <HTTPClient.h>
#include <Wire.h>
#include <SSD1306.h>
#include <SPI.h>

#define EAP_ANONYMOUS_IDENTITY "ZBC-AND-14@efif.dk"
#define EAP_IDENTITY "ZBC-AND-14@efif.dk"
#define EAP_PASSWORD " ☺ "

const char* ssid = "ZBC WiFi"; // Eduroam SSID

SSD1306Wire display(0x3c, 21, 22, GEOMETRY_128_32);

WiFiClient client;

static const int spiClk = 800000; // 800kHz
SPIClass * vspi = NULL;

void setup() {
    vspi = new SPIClass(VSPI);
    Serial.begin(115200);

    pinMode(5, OUTPUT);
    pinMode(36, INPUT);

    vspi->begin();
    display.init();
    display.setFont(ArialMT_Plain_16);
    updateBatteryDisplay();
    display.display();

    delay(1000);
    display.clear();
    String initStr = "Connecting to network";
    Serial.println(ssid);
    display.drawString(0, 0, initStr);

    WiFi.disconnect(true);
    WiFi.mode(WIFI_STA);

    esp_wifi_sta_wpa2_ent_set_identity((uint8_t *)EAP_ANONYMOUS_IDENTITY,
strlen(EAP_ANONYMOUS_IDENTITY));
    esp_wifi_sta_wpa2_ent_set_username((uint8_t *)EAP_IDENTITY,
strlen(EAP_IDENTITY));
```

Bilag 4 - Kode

```
esp_wifi_sta_wpa2_ent_set_password((uint8_t *)EAP_PASSWORD,
strlen(EAP_PASSWORD));
esp_wpa2_config_t config = WPA2_CONFIG_INIT_DEFAULT();
esp_wifi_sta_wpa2_ent_enable(&config);

WiFi.begin(ssid);

int i = 0;
while(WiFi.status() != WL_CONNECTED) {
    display.drawString(0 + i , 16 , ".");
    display.display();
    i += 3;
    delay(500);
    Serial.print(".");
}
display.clear();
Serial.println("");
Serial.println("WiFi connected");
Serial.print("IP: ");
Serial.println(WiFi.localIP());

display.drawString(0,0, "Connected");
display.display();

delay(500);
}

void loop() {
    delay(20000);
    updateStateDisplay(false);
    postReq(collectData());
    updateStateDisplay(true);
}

String collectData() {
    String data = String();
    vspi->beginTransaction(SPISettings(spiClk, MSBFIRST, SPI_MODE0));
    //pull SS slow to prep other end for transfer
    digitalWrite(5, LOW);
    int m = vspi->transfer16(1);
    Serial.println(m);
    for(int i = 0; i < 1024; i++) {
        int n = vspi->transfer16(0);
        data += n;
        data += ", ";
        delay(1);
    }
    //pull ss high to signify end of data transfer
}
```

Bilag 4 - Kode

```
digitalWrite(5, HIGH);
vspi->endTransaction();
return(data);
}

void postReq(String body) {
if(WiFi.status() == WL_CONNECTED) {
HTTPClient http;

http.begin("https://signalkass.herokuapp.com/api/device/post");
http.addHeader("Content-Type", "application/x-www-form-urlencoded");
body = "data=" + body;
int httpCode = http.POST(body);

Serial.println(httpCode);
if(httpCode > 0) {
String payload = http.getString();
Serial.println(httpCode);
Serial.println(payload);
} else {
Serial.println("Error in req");
}
http.end();
}
}

void updateBatteryDisplay() {
String msg = "U: ";
msg += (analogRead(36)/560.0 );
msg += " V";
display.drawString(0,16, msg);
}

void updateStateDisplay(bool completed) {
if (completed) {
display.clear();
display.drawString(0,0, "Success!");
updateBatteryDisplay();
display.display();
} else {
display.clear();
display.drawString(0,0, "Posting...");
updateBatteryDisplay();
display.display();
}
}
```

Bilag 4 - Kode

Attiny85_kode.ino

```
unsigned long comTimeOut = 10;
unsigned long comTimer;
unsigned long comInitTime;
bool comInitFlag = false;
bool startComFlag = false;

bool autoFlag = true;

uint8_t comInitDelay = 10;
uint8_t clockCounter;

uint8_t autoAdjustDelay = 500;
volatile bool adjustFlag = false;

uint8_t diodeOffset = 100;

void setup() {

    TCCR1 &= ~( (1<<COM1A1)|(1<<COM1A0) );
    TCCR1 &= ~( (1<<COM1B1)|(1<<COM1B0) );

    TCCR1 |= (1 << CTC1);
    TCCR1 &= (0 << CS13) | (0 << CS12) | (0 << CS11) | (0 << CS10);
    TCCR1 |= (1 << CS13) | (1 << CS12) | (1 << CS11) | (1 << CS10);
    OCR1A = autoAdjustDelay;
    TIMSK |= (1 << OCIE1A);

    sei();

    TCNT1 = 0;

    DDRB &= ~(1 << PB4);
    DDRB |= 0b00000011;

    DDRB &= ~(1 << PB2);

    PORTB &= ~(0b00000011);

}

void loop() {

    checkForCom();
    if (startComFlag == true) {
        startComFlag = false;
        execCom();
    }
}
```

Bilag 4 - Kode

```
}

if (autoFlag) {
    regulateAmplification(analogRead(PB2));
}

void checkForCom() {
    if (digitalRead(PB4) == 1 && comInitFlag == false) {
        comInitTime = millis();
        comInitFlag = true;
    } else if (digitalRead(PB4) == 1 && (millis() - comInitTime) > comInitDelay
&& comInitFlag == true) {
        startComFlag = true;
        comInitFlag = false;
    } else if (digitalRead(PB4) == 0) {
        comInitFlag = false;
    }
}

void execCom() {
    clockCounter = 0;
    comTimer = millis();

    while (true) {
        if (digitalRead(PB4) == clockCounter % 2) {
            clockCounter++;
            comTimer = millis();
        } else if (millis() - comTimer > comTimeOut) {
            break;
        }
    }

    if (clockCounter > 8) {

        autoFlag = false;
        PORTB &= ~(1 << PB0);
        PORTB &= ~(1 << PB1);

    } else if (clockCounter > 5) {

        autoFlag = false;
        PORTB |= (1 << PB0);
        PORTB &= ~(1 << PB1);

    } else if (clockCounter > 2) {
```

Bilag 4 - Kode

```
autoFlag = false;
PORTB &= ~(1 << PB0);
PORTB |= (1 << PB1);

} else {
    autoFlag = true;
}

}

void regulateAmplification(int inputSignal) {

if (inputSignal > (512 + diodeOffset)) {

    PORTB &= ~(1 << PB0);
    PORTB &= ~(1 << PB1);
    TCNT1 = 0;
    return;

} else if (inputSignal > (338 + diodeOffset) ) {

    PORTB |= (1 << PB0);
    PORTB &= ~(1 << PB1);
    TCNT1 = 0;
    return;

} else if (adjustFlag == true) {

    PORTB &= ~(1 << PB0);
    PORTB |= (1 << PB1);

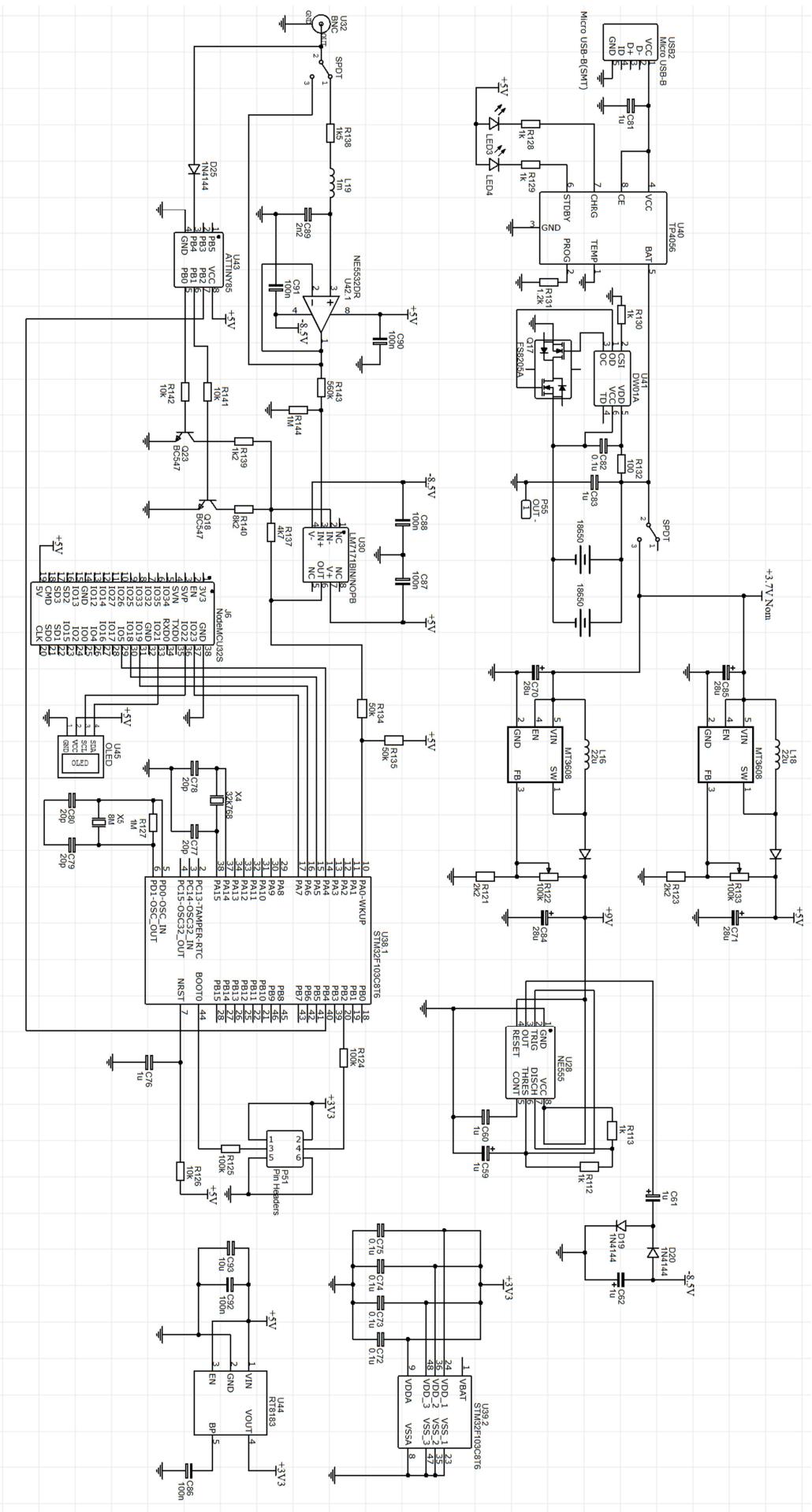
}

}

ISR(TIMER1_COMPA_vect) {
    reAdjust = true;
}
```

Webapplikation
Link: <https://github.com/axrez/signalkass>

Bilag 5 - Kredsløb



Bilag 6 - Tidsplan

