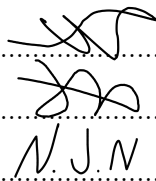




DET TEKNISK-NATURVITENSKAPELIGE FAKULTET

BACHELOROPPGAVE

Studieprogram/spesialisering: Bachelor i ingeniørfag / Automatisering og elektronikkdesign	Vårsemesteret 2022 Åpen
Forfattere: Carl Henrik Preber Ettesvoll (256440), Jon Arve Andersen (221898), Nicolai Jensen Narvesen (248470)	Signatur: 
Fagansvarlig: Morten Tengesdal	
Veileder(e): Morten Tengesdal	
Tittel på bacheloroppgaven: Kraftforsyningsmodul for ROV English title: Power supply unit for ROV	
Studiepoeng: 3x20	
Emneord: Kraftforsyning, Lysstyring, Overspenningsvern, Overstrømsvern, Kondensatorbanker, Analog til digital konvertering, Navlestreng, Kretskortdesign, ROV, MATE, UiS Subsea	Sidetall: 258 + vedlegg/annet: 41 Stavanger 14. mai 2022

Sammendrag

Konkurransen som UiS Subsea skal delta i, er arrangert av Marine Advanced Technology Education Center (MATE), og skal avholdes på Long Beach utenfor Los Angeles, California, USA. Årets Remotely Operated Vehicle (ROV) har fått nye oppgaver som den skal utføre ved hjelp av en pilot, og om mulig, autonomt. I tillegg skal ROV-en delta i en konkurranse kalt *TAC challenge*, som holdes på Tau i Rogaland.

Rapporten tar for seg utviklingen av en kraftforsyningsmodul som skal utvikles for å regulere ned spenning og distribuere ulike spenningsnivåer på en ROV. I tillegg skal de utvendige lysene styres fra modulen.

Fra land er ROV-en forbundet med en forsterket bunt kraftledere og kommunikasjonkabler som kalles en *Navlestreng*. Problemstillingen er ikke ny, så det har blitt tatt inspirasjon fra tidligere prosjekter, hvor noen konsepter har blitt videreført, mens andre konsepter er helt nye.

Det har blitt gjort analyser, simuleringer og dimensjonerings for å opprettholde tilfredsstillende krav til spenningsfall, filtrering av høyfrekvent støy og rippelspenning for beregne ulike typer kondensatorbanker. Den samlede kraftforsyningsmodulen ble designet på et Printed Circuit Board (PCB), som skulle kunne passe inn i en sylinder, med andre kretskort. Dette krevde god koordinering med de andre gruppene, for å få dette til å passe sammen. Det ble også egenutviklet sikringskretser da fjorårets Integrated Circuit (IC)-er ikke lenger var i produksjon, og det ble ikke funnet tilfredsstillende ekvivalente IC-er. Det er også være mulighet for å skru av strømmen til ROV-ens motorer.

For kraftoverføring og kommunikasjon ble det tatt i bruk et felles grensesnitt via en multibuss, som supplerer jevne spenninger på et tilfredsstillende nivå for ikke å risikere uventede brå spenningsfall¹. Informasjonsflyten går over et Controller Area Network (CAN)-grensesnitt, som er forbundet med de andre gruppene Micro Control Unit (MCU)-er via den samme multibussen.

Under produksjon ble det støtt på noen utfordringer. Et fotavtrykk til en komponent var feil under produksjon, CAN-bussen var konfigurert feil, sikringene ble initielt stilt inn til for lave verdier og noen jordingspunkt ble ikke jordet da jordingsplanet ikke koblet seg til dem i *Altium Designer*.

Kraftforsyningen som ble produsert har bestått kravene som ble satt for det, det ble levert stabile spenninger til effektforbrukerne, og det ble funnet gode løsninger til utfordringer som oppsto.

¹Også kalt brownouts

Forord

Denne oppgaven markerer slutten på bachelorstudiet. I den sammenheng ønsker gruppen å takke samtidige i UiS Subsea. Det har vært inspirerende å jobbe i lag med så mange ekstremt dedikerte og kloke medstudenter. Erfaringen har vært svært lærerik. Erfaringen som prosjektet legger grunnlag for vil bli tatt med videre ut i arbeidslivet og på videre studier.

I sammenheng at dette er slutten på oppgaven uttrykkes det en spesiell takk til Universitet i Stavanger for å ha lagt til rette for dette studietløpet, som har gitt oss mye erfaring og lærdom, og for å ha gitt oss muligheten til å virke som en egen organisasjon.

I tillegg vil vi uttrykke en takk til alle som har bidratt til at denne oppgaven kan gjennomføres. Dette inkluderer sponsende bedrifter, frivillige i styret, Universitetet i Stavanger og veileder. En stor takk til Jon Fidjeland for å være tilgjengelig for hjelp og latt oss bruke laboratoriet.

Sist men ikke minst uttrykkes det en spesiell takk til Morten Tengesdaal for oppfølgingen og veiledning gjennom oppgaven.

Ordliste

ROV	Remotely Operated Vehicle
KVL	Kirchoff's Voltage Law
KCL	Kirchoff's Current Law
PWM	Pulse Width Modulation
EMI	ElectroMagnetic Interference
CAN	Controller Area Network
MOSFET	Metal-Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor
HAL	Hardware Abstraction Layer
CCM	Continuous Conduction Mode
DCM	Discontinuous Conduction Mode
LED	Light Emitting Diode
RMS	Root Mean Square
ESR	Equivalent Series Resistance
ESL	Equivalent Series Inductance
TVS	Transient-Voltage-Suppression
PCIe	Peripheral Component Interconnect Express
MCU	Micro Control Unit
CAN	Controller Area Network
CPU	Central Processing Unit
Buck-regulator	Svitsjet ned-regulator
ESD	Electrostatic discharge
IDE	Integrated Development Environment

ADC	Analog to Digital Converter
LSB	Least significant bit
PCB	Printed Circuit Board
EMI	Elektromagnetisk Interferens
GPIO	General Purpose Input Output
ARR	Auto-reload Register
IC	Integrated Circuit
PSC	Prescaler
CCR	Capture compare Register
MATE	Marine Advanced Technology Education Center
GND	Jording
CAD	Computer-aided design
I2C	Inter-Integrated Circuit

Innhold

1	Introduksjon	1
1.1	UiS Subsea	2
1.2	Farkostene	3
1.2.1	ROV	3
1.2.2	Fenris	3
1.2.3	Flyter	4
1.2.4	Frøya	5
1.3	MATE – Marine Advanced Tehchnology Education	6
1.4	Overordnet system	17
1.5	Prosjektinndeling	18
1.5.1	Elektro	18
1.5.2	Maskin	20
1.5.3	Data	20
1.5.4	Økonomi	20
1.6	Kraftforsyningsmodul	21
1.6.1	Behovsspesifikasjoner	21
1.6.2	Funksjonsspesifikasjon	22

2	Kabel	24
2.1	Behov	24
2.2	Helkjerne mot flertrådet	24
2.3	Kabellengde	25
2.4	Tverrsnitt	28
2.5	Konklusjon	32
3	Kraftforsyning	33
3.1	Spenningsregulatorer	33
3.1.1	Lineærregulator	34
3.1.2	Buckregulator	36
3.1.3	Fullbro DC/DC-regulator	42
3.1.4	Sammenligning av regulatorer	60
3.2	Valg av spenningsregulatorer	61
3.2.1	Regulator for 12 V 1300 W til thrustere	61
3.2.2	Regulator for 12 V 240 W til manipulatorer	63
3.2.3	Regulator for 19 V 250 W til mini-PC	65
3.2.4	Regulator for 5V 65W til mikro-kontrollere og annen elektronikk	67
4	Kondensatorer	70
4.1	Kondensatorvalg	70
4.1.1	Kondensator typer	73
4.1.2	Bulk-kondensator	75
4.1.3	Inngangskondensatorer	82
4.1.4	Utgangskondensatorer	84

5	Overspenning-, overstrømvern og strømmåling	85
5.1	Overspenning	86
5.1.1	TVS-diode	87
5.2	Overstrøm	89
5.2.1	Strømsensorer	90
5.2.2	Komparator	91
5.2.3	SR-lås	98
5.2.4	MOSFET og Gate Driver	100
5.2.5	Sikringskretsen	101
5.3	Strømmåling	104
5.3.1	Spenningsstilpassing mot ADC-ene	105
5.3.2	Filtrering	107
5.3.3	Buffere	112
5.3.4	Kvantiseringsfeil og inngangsmotstand	114
6	Lys	118
6.1	Lysbehov	118
6.2	Reguleringskretser	120
6.2.1	Spenningsdrevet LED krets	120
6.2.2	Strømdrevet LED-krets	122
6.3	Lysplassering	124
6.4	Komponentvalg	125
6.4.1	Valg av LED	125
6.4.2	Valg av driver	129

6.5	Montering og begrensninger	133
7	Design av kretskort	138
7.1	Skjematikk	140
7.1.1	Kraftforsyning	140
7.1.2	Spenningsstilpassing og sikring	145
7.1.3	LED-driver	147
7.1.4	Statuslys	148
7.1.5	Mikrokontroller og tilleggselektronikk	148
7.2	Planlegging av utlegg	151
7.3	Utlegg	157
7.3.1	Kraftforsyning	158
7.3.2	Spenningsstilpassing og sikringskrets	162
7.3.3	LED-driver krets	163
7.3.4	Mikrokontrolleren	164
7.4	Simulering av utlegget	165
7.4.1	Simulering av spenning	167
7.4.2	Strøm i jordlaget	170
7.5	Lodding	172
7.5.1	Loddeprosedyre	173
8	Mikrokontroller og programmering	178
8.1	Valg av mikrokontroller	178
8.2	Cube IDE	180
8.3	Programmering	182

8.3.1	HAL	184
8.3.2	GPIO	184
8.3.3	PWM	184
8.3.4	ADC	186
8.3.5	CAN	189
8.3.6	Digitale utganger	191
9	Trimming av potensiometere og testing	194
9.1	Trimming	195
9.1.1	19 V potensiometer	195
9.1.2	Potensiometre til spenningstilpassing inn på ADC	196
9.1.3	Trimming av sikringskretser	197
9.2	Testing	198
9.2.1	Test av spenning inn til ADC	198
9.2.2	Utgangsspenning og minimumsspenning før frakobling	203
9.2.3	Hysteresis i komparatorer	210
9.2.4	Logikk i sikringkrets etter SR-lås og gate driver.	214
9.2.5	Tidsrespons i sikringen	221
9.2.6	Kortslutning av 12, 1300 W-regulatoren	231
9.2.7	Ulyd fra 240 W-regulator	232
9.2.8	LED karakteristikker ved økende temperatur	237
9.2.9	LED og LED-driver	239
9.2.10	Temperaturutvikling	245
9.2.11	Konklusjon	247

10 Diskusjon	249
10.1 Erfaringer	249
10.2 Gjenstående arbeid	251
10.2.1 Forbedring	252
10.2.2 Kurvetilpassing ved LED-dimming	255
11 Konklusjon	256
Bibliografi	265
Vedlegg	265
A Simuleringskretser	266
A.1 DC/AC halvbro	266
A.2 DC/DC fullbro omformer	267
A.3 Induktiv last i kabel	268
A.4 Sikringskrets	269
A.5 Overspenning uten TVS	269
A.6 Overspenning med TVS	270
B Skjematikk	271
B.1 Omformere	271
B.2 Kretsoversikt over spenningstilpassing til ADC	272
B.3 Mikrokontroller og CAN-transceiver	273
B.4 Kretsoversikt LED-driver for eksterne LED	274
B.5 Konnektorer	275
B.6 Status-LED	276

INNHOOLD

B.7 Sikringskrets	277
C Komponentliste	278
D Prosjektstyring elektro	281
E STM32 konfigurasjonsrapport	284
F Andre resultater	307
F.1 5 V spenning før ekstra kondensatorer	307

1 Introduksjon

1.1	UiS Subsea	2
1.2	Farkostene	3
1.2.1	ROV	3
1.2.2	Fenris	3
1.2.3	Flyter	4
1.2.4	Frøya	5
1.3	MATE – Marine Advanced Tehchnology Education	6
1.4	Overordnet system	17
1.5	Prosjektinndeling	18
1.5.1	Elektro	18
1.5.2	Maskin	20
1.5.3	Data	20
1.5.4	Økonomi	20
1.6	Kraftforsyningsmodul	21
1.6.1	Behovsspesifikasjoner	21
1.6.2	Funksjonsspesifikasjon	22

1.1 UiS Subsea

Denne bacheloroppgaven er en del av et større prosjekt, som baserer seg på design, utvikling og bygging av undervannsfarkoster. Utgangspunktet for prosjektet er deltakelse i den internasjonale konkurransen, *MATE ROV Competition* [1]. Kapitlet vil presentere organisasjonen UiS Subsea, hvilke typer undervannsfarkoster som skal utvikles og oppgavene de designes etter. Deretter vil det overordnede systemet presenteres med inndeling av ansvarsområder for de ulike bachelorgruppene. Avslutningsvis gis et mer detaljert innblikk i systemet denne bacheloroppgaven omhandler.

Introduksjonskapittelet er skrevet av gruppen med ansvar for styrings- og reguleringsystemet, og er delt med alle gruppene i prosjektet. Kapitlet er felles for alle gruppene ettersom det presenterer prosjektet i sin helhet.

1.1 UiS Subsea

UiS Subsea er en studentorganisasjon ved Universitetet i Stavanger, som siden 2013 har engasjert studenter i undervannsteknologi. UiS Subsea har som mål å gi studentene erfaring med å jobbe i et større prosjekt på tvers av fagområder.

Organisasjonen har gjennom flere år bygget ROV-er for å delta i MATE-konkurransen. Dette gir grunnlag for et prosjekt som krever at de involverte løser utfordrende tverrfaglige oppgaver. Formålet med dette er å skape et miljø hvor studentene får utviklet sine tekniske ferdigheter, samt evne til å samarbeide med andre studenter. UiS Subsea er en organisasjon som muliggjør et tett samarbeid mellom studenter og næringslivet. En rekke bedrifter er involvert og svært interessert i dette prosjektet, og bidrar med utstyr og andre ressurser gjennom sponsoravtaler. For å dyrke dette samarbeidet, vil det i 2022, for første gang, arrangeres *Subsea-dagen*. Her vil næringslivet inviteres til universitetet for å presentere sine bedrifter.

I tidligere år har det manglet kontinuitet i organisasjonen, da den hvert år har blitt overtatt av et helt nytt kull med bachelorstudenter. I fjor ble organisasjonen restrukturert ved at styret ble adskilt fra selve prosjektet, med formål om å muliggjøre drift uavhengig av prosjektdeltakere. Dette åpner også mer opp for deltakelse fra studenter i andre perioder av utdanningsløpet. Fjorårets leder og nestleder har valgt å sitte en periode til, for å redusere belastningen på bachelorstudentene, og for å videreføre tidligere erfaringer.

Nytt for årets prosjekt, er at også en bachelorgruppe av økonomistudenter innehar en rolle i driften av organisasjonen. Dette bidrar med kunnskap innenfor økonomi og markedsføring i styret.

Årets styre består av følgende roller med tilhørende innehavere:

- **Styreleder:** Daniel Vasshus
- **Nestleder:** Geir Arne Solland Kindingstad
- **Økonomiansvarlig:** Sina Brunnes
- **Markedsføring:** Sanna Sørskår og Åse Jortveit Sagebakken
- **Sponsoransvarlig:** Maren Lovise Jåsund og Otto Nessa Ljosdal

1.2 Farkostene

- **Styremedlem:** Tage Mellemstrand

Grunnet restruktureringen, er det opprettet en egen prosjektledelse med ansvar for det tekniske. Prosjektledelsen fungerer som et bindeledd mellom organisasjonen og prosjektdeltakerene.

Prosjektledelsen med roller og innehavere er:

- **Prosjektleder:** Tomas Royal Choat
- **Teknisk ansvarlig programvare:** Christoffer Næss
- **Teknisk ansvarlig maskinvare:** Mats Røste

1.2 Farkostene

1.2.1 ROV

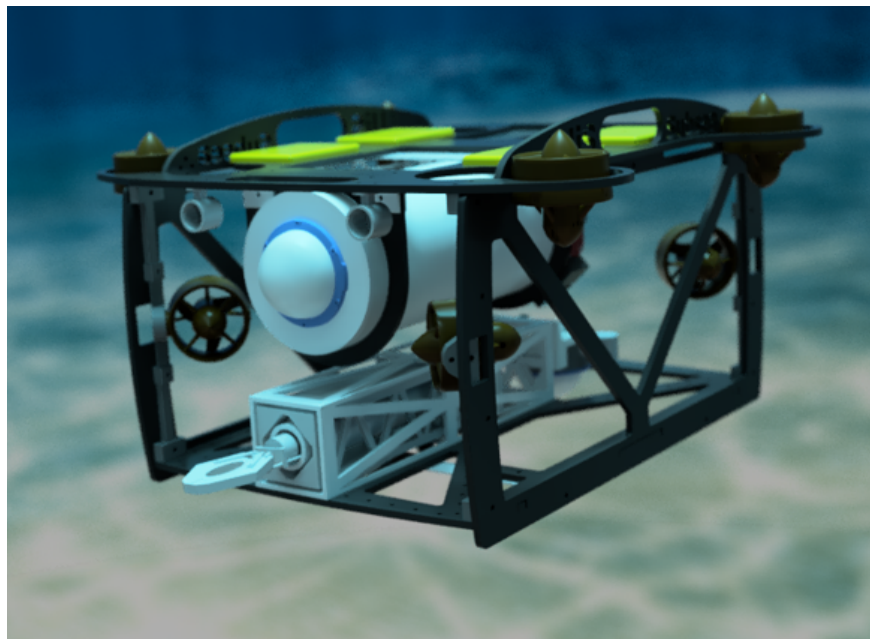
En ROV er, som navnet indikerer, en fjernstyrt undervannsfarkost. ROV-en er et hjelpemiddel som muliggjør undervannsoperasjoner uten behov for dykkere. Utviklingen av denne typen undervannsroboter har åpnet dørene for en rekke operasjoner under vann som ikke var mulig før, da man ikke lenger trenger å risikere menneskeliv. Dette utvider rekkevidden under vann, og forenkler operasjonene, siden de kan gjennomføres i mindre skala. Nyere ROV-er er også mulig å operere fra land, som reduserer kostnader av å utføre operasjoner *offshore*.

Utviklingen av ROV-er har på grunn av *offshore*-næringen vokst kraftig siden midten av 1980-tallet [2], da dette medførte utplassering av store installasjoner og behov for operasjoner på dybder man ikke kunne nå med dykkere. Eksempler på dette fremheves av årets konkurranse, med oppgaver som inspeksjon av fiskemerder og havvindmøller.

1.2.2 Fenris

ROV-en som utvikles i år, *Fenris*, er en frittstående ROV med navlestreng, vist i figur 1.1.

1.2 Farkostene



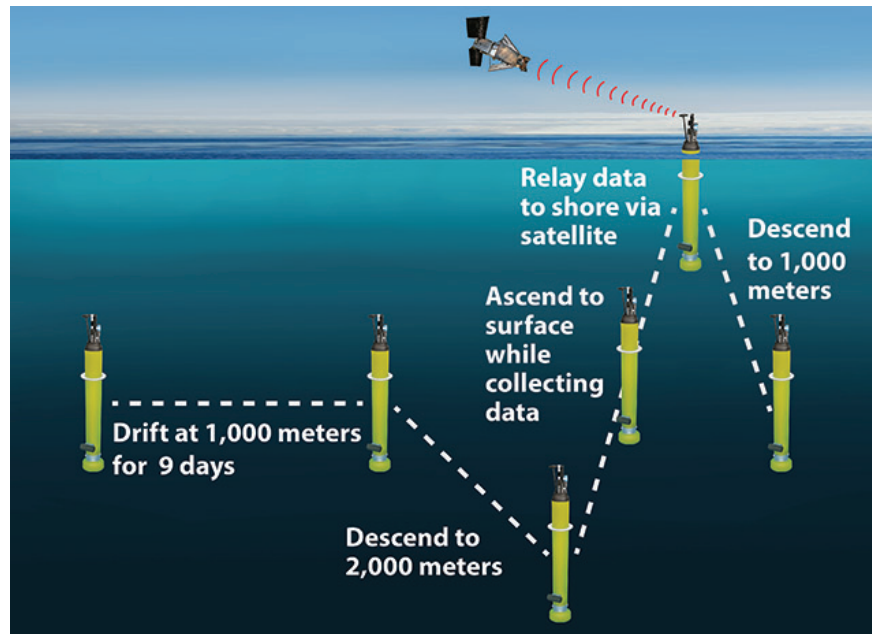
Figur 1.1: 3D-modell av Fenris.

Fenris styres fra et operatørgrensesnitt på land, og kommuniserer gjennom navlestrengen. Navlestrengen utgjør også kraftforsyningen til ROV-en. Målet er at ROV-en skal være i stand til å nå en dybde på 50 meter. Fenris er designet etter oppgavene i *MATE ROV Competition*, og er derfor utstyrt med en manipulatorarm for å løse disse. For å tilrettelegge for videreutvikling på ROV-en, er den designet modulært, slik at alt enkelt kan byttes ut. Dette gjør at Fenris kan brukes som en base for eventuell fremtidig utvikling.

1.2.3 Flyter

Nytt for årets prosjekt er at det skal bygges en *flyter*, inspirert av *float*-teknologi utviklet av forskningsprosjektet GO-BGC [3]. En flyter er en autonom undervannsfarkost som har i hovedoppgave å overvåke områder under vann. For å utføre dette, er den utstyrt med biologiske og kjemiske sensorer. Den har også en innebygd mekanisme som endrer volumet til farkosten, og dermed kan oppdriften reguleres. Et eksempel på syklusen til en flyter er vist i figur 1.2.

1.2 Farkostene

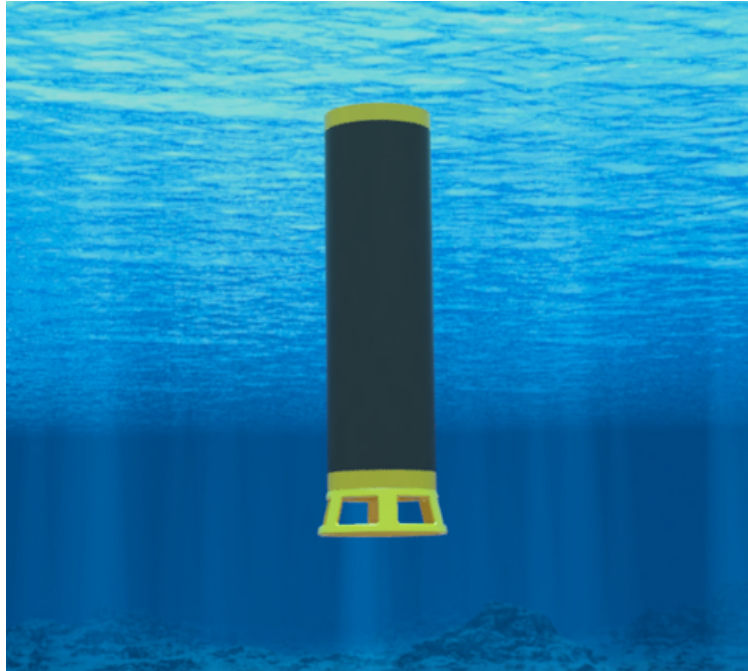


Figur 1.2: Eksempel på syklusen til en flyter. Hentet fra [4].

Flyteren kan dykke ned til flere tusen meters dybde, og returnere til overflaten på egenhånd. Når flyteren når overflaten, sendes innhentet data via satellitt, og slik skal den kunne fortsette ubemannet i opptil 5 år.

1.2.4 Frøya

Flyteren som utvikles i år, *Frøya*, er vist i figur 1.3.



Figur 1.3: 3D-modell av Frøya.

Dette er en prototype av en flyter, hvor fokuset er rettet mot den dynamiske oppdriftsmekanismen, og den er ikke utstyrt med biologiske eller kjemiske sensorer. Dybden den befinner seg på måles med en trykksensor, og reguleres gjennom en oppdriftsmotor. Oppdriftsmotoren er realisert ved hjelp av en pumpe som forflytter luft ut i en ballong på undersiden av flyteren. Av sikkerhetsmessige årsaker, må batteriene i flyteren være alkaliske. Dette begrenser hvor lenge den kan operere. Målet er at flyteren skal være i stand til å gjennomføre 2 vertikale profiler innenfor en tidsramme, etter at den er blitt plassert i vannet av ROV-en. I konkurransen tilsvarende en vertikal profil et dykk fra overflaten, ned til bunnen og tilbake.

1.3 MATE – Marine Advanced Tehchnology Education

Informasjonen under er hentet fra arrangørens hjemmeside [5].

Prosjektet gjennomføres, som tidligere nevnt, med hovedfokus rettet mot en internasjonal konkurranse innen utvikling av robotiserte undervannsfarkoster. Arrangøren bak konkurransen er forskningssenteret *The Marine Advanced Tehchnology Education (MATE) Center*, som er et samarbeid mellom flere organisasjoner i USA, med et felles mål om å forbedre utdanning innen marin teknikk. Senterets logo er vist i figur 1.4. Forskningssenteret jobber i tett samarbeid med flere skoler og universiteter, men også med bedrifter. Gjennom dette samarbeidet kan de tilby utdanning av studenter, basert på etablerte ret-



Figur 1.4: The MATE Center sin logo. Hentet fra hjemmesiden deres.

1.3 MATE – Marine Advanced Tehchnology Education

ningslinjer fra bedriftene, og sørge for direkte kontakt mellom student og arbeidsgiver under utdanningen. Et av hovedformålene med The MATE Center er å gi studenter et læringsutbytte, som senere kan være med på å utvikle hele næringen. I den sammenheng arrangeres konkurransen *MATE ROV Competition* hvert år. UiS Subsea stiller i *utforskerklassen*, som er klassen med høyest vanskelighetsgrad.

MATE ROV Competition

Informasjon om konkurransen er hentet fra konkurransemanualen [1]. Konkurransen har også sin egen logo, vist i figuren under.



Figur 1.5: *MATE ROV Competition* logo. Hentet fra konkurransens nettside.

Årets utgave av konkurransen vender oppmerksomheten mot FNs havforskningstiår (2021-2030), som er et initiativ fra FN med bakgrunn i de 17 bærekraftsmålene. Motivasjonen bak MATEs engasjement er å snu den nedadgående trenden til havets helse, og i den forbindelse vil de utfordre studenter globalt til å komme med nyskapende løsninger på problemet. Oppgaven går ut på å bygge en ROV som bidrar i arbeidet mot klimaendringer, legger til rette for ren energi, sørger for mat til en voksende populasjon, overvåker havets helse og bevarer maritim historie. MATE konstaterer at gjennom dette arbeid vil man skape «havet vi trenger, for fremtiden vi ønsker».

Poenggivning

Under konkurransen deles det ut poeng i tre hovedkategorier. I del 1 gjennomgår man en produkt-demonstrasjon. Her kontrolleres vekt og fysiske mål. I denne delen skal også ROV-en og flyteren gjennom de praktiske oppgavene som tester deres operative egenskaper. I konkurransen er det tre separate oppgaver man skal løse, hvor hver oppgave har en tidsramme på 15 minutter. I tillegg belønnes struktur og effektivitet under demonstrasjonen. Man får 1 poeng ekstra for hvert minutt, og 0.01 poeng for hvert sekund, man fullfører før den avsatte tiden i hver oppgave. I del 2 får man poeng for teknisk dokumentasjon av farkostene, samt kommunikasjon og markedsføring fra organisasjonens (UiS Subsea) side. I del 3 får man poeng for å ta hensyn til sikkerhet. Dette innebærer skriftlig sikkerhetsdokumentasjon, men også det å vise aktsomhet under operasjoner med ROV-en.

Under gjennomgås de praktiske oppgavene, med tilhørende poengfordeling. Oppgaver, poengfordeling og restriksjoner er gjengitt fra konkurransemanualen [6].

Oppgave 1: Maritim fornybar energi

FNs bærekraftsmål:

#7 Ren energi for alle

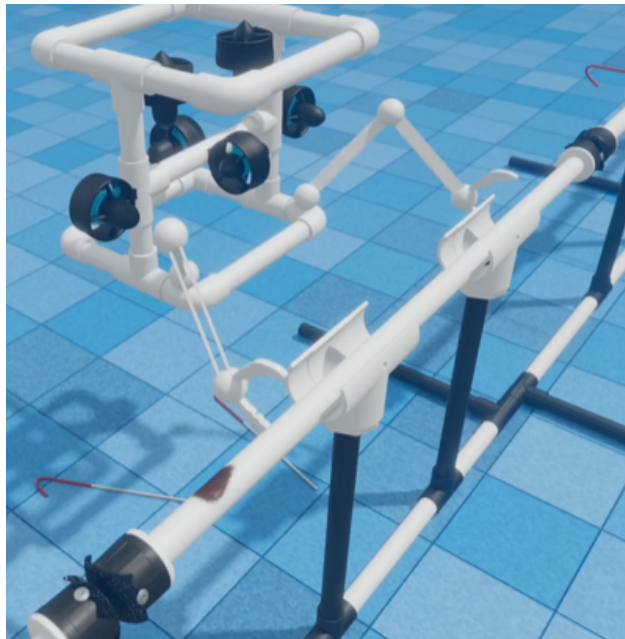
#12 Ansvarlig forbruk og produksjon

1.3 MATE – Marine Advanced Tehchnology Education

Opggaven er utformet for å representere arbeidsoppgaver som er nødvendige for å utføre vedlikehold på offshore havvind. Man skal blant annet reparere en skadet strømkabel, erstatte en ødelagt oppdriftsmodul og fjerne et fiskegarn som har satt seg fast på en av vindturbinenes understell. Utover dette skal det også plasseres ut en hydrofon for å overvåke tilstedeværelsen av sjøpattedyr. Til slutt skal ROV-en kjøre autonomt inn i en dokking-stasjon. Alle arbeidsoppgavene er simulert ved hjelp av konstruksjoner laget av PVC-rør. Under er oppgavebeskrivelsene gjengitt, med tilhørende poengfordeling.

1.1 Erstatte en skadet del av en strømkabel

Figur 1.6 viser hvordan deler av oppgaven kan løses.

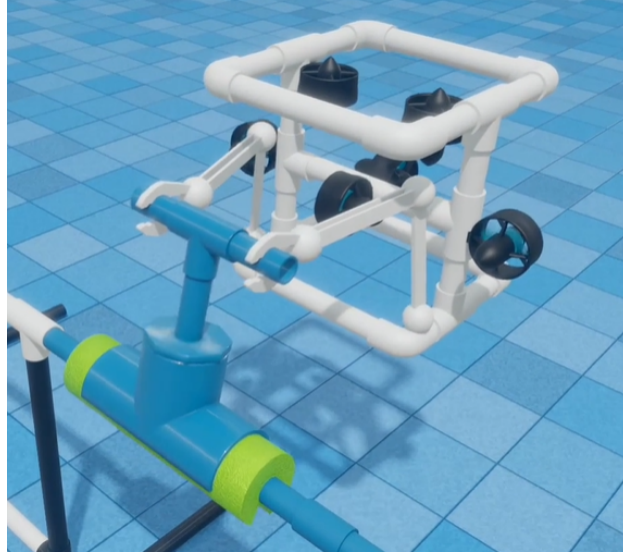


Figur 1.6: Fjerning av skadet del av kabel. Skaden er markert med en brun flekk. Låsepinnen vises rett til venstre for den brune flekken på røret. Hentet fra [7].

- Utføre en visuell inspeksjon av kabelen: **5 poeng**.
- Kutte kabelen på begge sider av den skadede delen. Simulert ved å dra ut en låsepinne på hver side: **10 poeng**.
- Fjerne den skadede delen av kabelen (PVC-rør), og bringe den til overflaten: **5 poeng**.
- Installere en ny kabelseksjon (PVC-rør), og feste denne med tilhørende festemekanisme: **5 poeng** for hver ende av røret, totalt **10 poeng**.

1.2 Erstatte en skadet oppdriftsmodul på en strømkabel tilhørende en havvindmølle

Figur 1.7 viser hvordan deler av oppgaven kan løses.

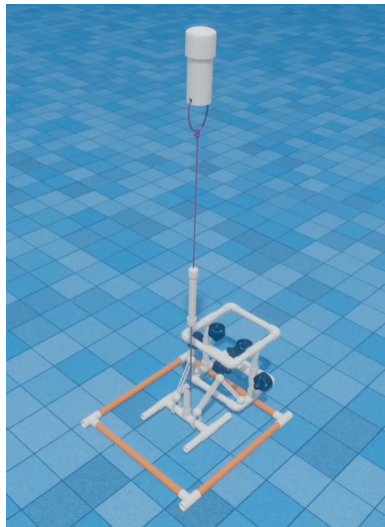


Figur 1.7: Fjerning av skadet oppdriftsmodul. Den nye oppdriftsmodulen er lik den som fjernes, men har borrelås som lar den festes på røret. Hentet fra [7].

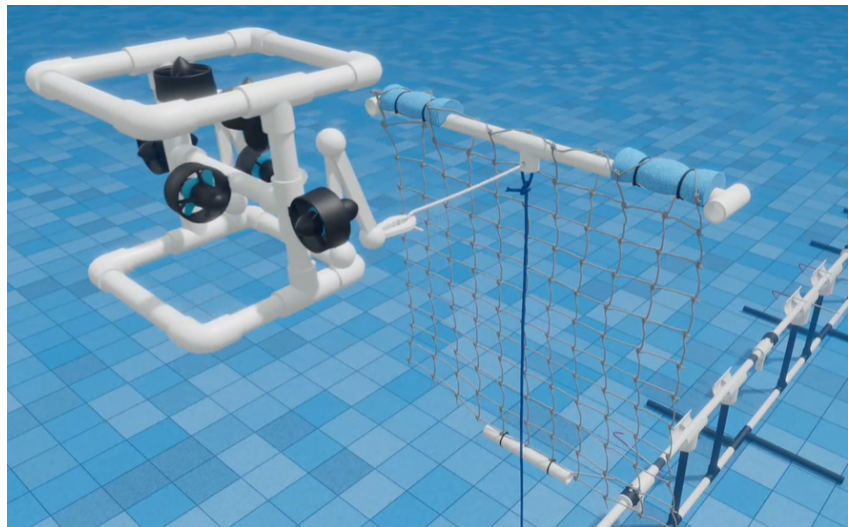
- Fjerne den skadede oppdriftsmodulen ved å rotere festet 180 grader: **5 poeng**.
- Frakte den skadede oppdriftsmodulen til kanten av bassenget, slik at den kan plukkes opp fra land: **5 poeng**.
- Plassere en ny oppdriftsmodul på kabelen: **5 poeng**.
- Feste oppdriftsmodulen ved hjelp av borrelås: **5 poeng**.

1.3 Overvåke miljøet

Figur 1.8a viser hvordan første del av oppgaven kan løses. Figur 1.8b viser hvordan andre del av oppgaven kan løses.



(a) Ut plassering av hydrofon. Området på $40\text{ cm} \times 40\text{ cm}$ er representert av de oransje PVC-rørene. Hentet fra [7].



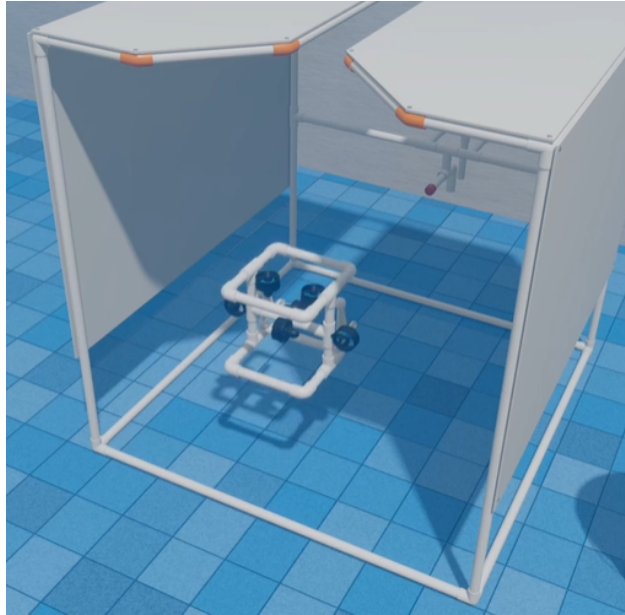
(b) Fjerning av fiskegarn. Garnet vil flyte opp til vannoverflaten når låsespinnen dras ut. Hentet fra [7].

Figur 1.8

- Ut plassere en hydrofon, simulert av et PVC-rør, for å oppdage og registrere tilstedeværelsen av sjøpattedyr.
 - Plassere hydrofonen i et angitt område på $40\text{ cm} \times 40\text{ cm}$: **5 poeng**.
 - Plukke opp hydrofonen etter 5 minutter i vannet og frakte den til bassengkanten: **5 poeng**.
- Fjerne et fiskegarn som er fanget på vindturbinens understell.
 - Dra ut en låsepinne som holder en flytende ramme med fiskegarn under vann: **10 poeng**.
 - Fjerne fiskegarnet fra vannet ved å frakte det til bassengkanten, og plukke det opp fra land: **10 poeng**.

1.4 Styre ROV-en inn i en dokking-stasjon

Figur 1.9 viser hvordan oppgaven kan løses.



Figur 1.9: Parkering av ROV i dokking-stasjon. Hentet fra [7].

- Styre ROV-en autonomt inn i dokking-stasjonen: **15 poeng**.
- Styre ROV-en manuelt inn i dokking-stasjonen: **5 poeng**.

Oppgave 2: Offshore akvakultur og blå karbon

FNs bærekraftsmål:

#2 Utrydde sult

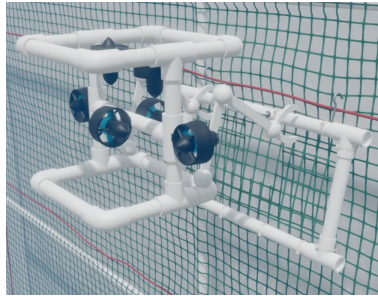
#13 Stoppe klimaendringene

#14 Liv under vann

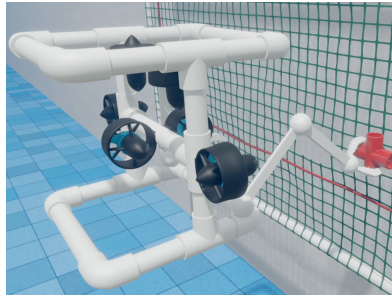
Oppgaven er utformet for å representere arbeidsoppgaver som er nødvendige for å utføre vedlikehold på en fiskemerd, og å bidra til en sunn havhelse. Man skal blant annet reparere en skadet del av en fiskemerd, og fjerne uønsket algevekst. Oppgaven innebærer også å autonomt skille døde fisk fra levende, og å kunne måle størrelsen på fisken. Utover dette skal dødt sjøgress fjernes, og det skal videre plantes nytt. Alle arbeidsoppgavene er simulert ved hjelp av konstruksjoner laget av PVC-rør. Under er oppgavebeskrivelsene gjengitt, med tilhørende poengfordeling.

2.1 Inspisere en offshore akvakultur fiskemerd

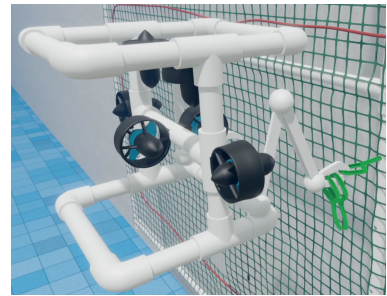
Figur 1.10 viser hvordan noen av deloppgavene kan løses.



(a) Reparasjon av skadet del av nettet.



(b) Fjerne innkapslende marin vekst.



(c) Fjerne algevekst.

Figur 1.10: Alle hentet fra [7].

- Inspisere nettet for å identifisere skadede områder.
 - Kjøre en transektlinje for å identifisere skadede områder: Autonomt: **25 poeng**. Manuelt: **10 poeng**.
 - Identifisere og telle skadede områder av nettet: **5 poeng**.
- Reparere en skadet del av nettet: **10 poeng**.
- Fjerne marin vekst.
 - Fjerne innkapslende marin vekst, simulert med et PVC-kryss: **5 poeng**.
 - Fjerne algevekst, simulert med 3 piperensere: **5 poeng**.

2.2 Opprettholde et sunt miljø

Oppgaven som innebærer oppsamling av død fisk er vist i figur 1.11.



Figur 1.11: Plassering av død fisk i oppsamlingsrør. Hentet fra [7].

- Håndtere fiskedød ved å fjerne død fisk, simulert av en gummifisk, fra bunnen av bassenget.
 - Lage et program som kan skille døde fra levende fisk. Man får utdelt en video, og programmet skal merke døde fisk med røde rammer: **10 poeng**.
 - Plukke opp en død fisk: **5 poeng**.
 - Legge fisken i et oppsamlingsrør, simulert av en bøtte: **5 poeng**.

2.3 Måle fiskestørrelser

Et eksempel på hvordan man kan løse denne oppgaven er vist i figur 1.12.



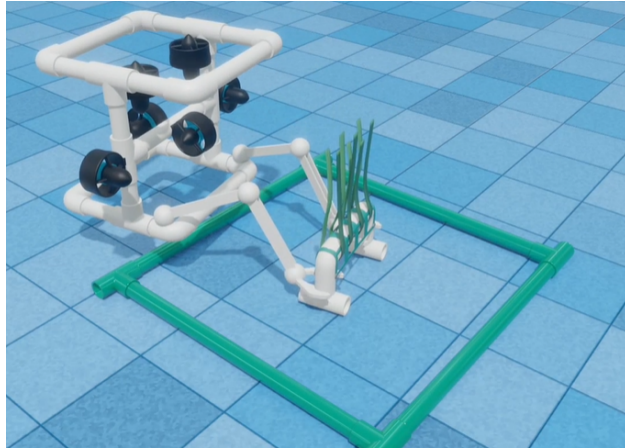
Figur 1.12: Måling av fiskelengde. Hentet fra [7].

1.3 MATE – Marine Advanced Tehchnology Education

- Beregne gjennomsnittstørrelsen på en fiskekohort (tre gummifisker av ulik lengde) med maksimalt 2 cm feilmargin: **15 poeng**.
- Beregne biomassen av fiskekohorten: **5 poeng**.

2.4 Dyrke sjøgress

Planting av nytt sjøgress er vist i figur 1.13.



Figur 1.13: Planting av nytt sjøgress. Sjøgresset som skal lukes er simulert av en lignende konstruksjon, men denne skal fjernes fra det markerte området. Hentet fra [7].

- Luke et eksisterende sjøgressbed: **5 poeng**.
- Plante et nytt sjøgressbed: **5 poeng**.

Oppgave 3: Da og nå – *Endurance22* og *MATE Floats*!

FNs bærekraftsmål:

#13 Stoppe klimaendringene

Første del av oppgaven representerer det å hente inn en «GO-BGC»-flyter, for så å plassere ut vår egenproduserte flyter i et angitt område. Flyteren vår skal deretter gjennomføre 2 vertikale profiler, altså traversere dybden av bassenget to ganger. Andre del av oppgaven handler om å kartlegge posisjonen til vraket av skipet *Endurance*, som sank i Antarktis. Deretter skal det autonomt lages en fotosaikk av vraket, og videre skal lengden av det måles. Både «GO-BGC»-flyteren og vraket av *Endurance* er simulert ved hjelp av PVC-rør. Under er oppgavebeskrivelsene gjengitt, med tilhørende poengfordeling.

3.1 MATE Floats!

Utplassering av flyter i et angitt område er vist i figur 1.14.



Figur 1.14: Plassering av selvlagd flyter i angitt område. Hentet fra [7].

- Hente inn en *GO-BGC* flyter.
 - Beregne hvor flyteren dukker opp fra vannet: **5 poeng**.
 - Plukke opp flyteren, simulert av et PVC-rør: **10 poeng**.
- Design og konstruksjon av en operativ flyter for vertikal profilering.
 - Bygge en flyter før konkurransen starter: **5 poeng**.
 - Plassere flyteren i et angitt område ved hjelp av ROV-en: **5 poeng**.
 - Flyteren fullfører vertikal profilering.
 - * To ganger: **25 poeng**.
 - * Én gang: **15 poeng**.

3.2 Endurance22

Kartlegging av området der vraket av *Endurance* ble funnet, se figur 1.15.



Figur 1.15: Området der vraket av *Endurance* er plassert. Vraket er simulert med den brune PVC-strukturen. Hentet fra [8].

- Finne og kartlegge posisjonen til *Endurance*.
 - Kjøre en transektlinje over området der vraket er. Vraket er simulert av PVC-rør: **10 poeng**.

1.3 MATE – Marine Advanced Tehchnology Education

- Indikere på et kart hvor vraket er: **5 poeng**.
- Lage en fotomosaikk av vraket.
 - Ta bilder av alle delene av vraket: **5 poeng**.
 - Autonomt sette bildene sammen til en fotomosaikk: **20 poeng**.
 - Manuelt sette bildene sammen til en fotomosaikk: **10 poeng**.
- Måle lengden av vraket fra baug til akterende.
 - Innen 10 cm av den sanne lengden: **10 poeng**.
 - Innen 10.1 til 20 cm av den sanne lengden: **5 poeng**.

Videre vil ROV-en veies, og belønnes med 10 ekstrapoeng dersom egenvekt i luft er mindre enn 20 kg, og 5 ekstrapoeng med egenvekt under 28 kg. Det deles ikke ut poeng dersom ROV-en er tyngre enn 28 kg, og veies den til over 35 kg resulterer det i diskvalifikasjon. Nytt for året er at det ikke tas størrelsesmål av farkosten. Likevel begrenses størrelsen på ROV-en av dokking-stasjonen på én kubikkmeter.

Oversikt over poengfordeling

Det går ikke inn på detaljer rundt poenggivning i forhold til dokumentasjon og sikkerhet, da det ikke har betydning for den tekniske delen av prosjektet. Tabellen under viser en oppsummering av den totale poengfordelingen i konkurransen.

Produktdemonstrasjoner	
Oppgave 1-3	300 + tidsbonus
Vektrestriksjoner	10
Organisatorisk effektivitet	10
Prosjektering og kommunikasjon	
Teknisk dokumentasjon	100
Produktpresentasjon	100
Markedsføring	50
Bedriftens spesifikasjonsark	20
Bedriftsansvar	20
Bruk av VR-utstyr	25
Sikkerhet	
Gjennomgang av sikkerhet og dokumentasjon	20
Sikkerhetsinspeksjon	30
Sikker jobbanalyse	10
Totalt	695 + tidsbonus

Begrensninger og restriksjoner

Fysiske begrensninger for ROV-en omfatter ikke flyteren, da denne regnes som en egen enhet.

1.4 Overordnet system

I utforskerklassen spesifiseres det at deltakere skal designe en ROV, uten eksterne komponenter, for å løse de praktiske oppgavene. Alle deler og komponenter skal være festet i ROV-ens ramme. Thrusterene skal ha beskyttelse som ikke tillater fingre å berøre propellene. Farkosten skal operere i kloret ferskvann med temperaturer i området $15\text{ }^{\circ}\text{C}$ - $30\text{ }^{\circ}\text{C}$. Det nevnes også at uforutsette strømninger i vannet kan oppstå på grunn av bassengets filtreringssystem. Bassenget oppgis til å være maksimalt 6 meter dypt, og alle oppgaver utføres innenfor 10 meter fra bassengkanten. Stasjonen for skjermer og styresystem vil maksimalt være plassert 3 meter fra bassenget. Lengde på navlestreng må altså beregnes etter disse målene. Vinsj eller kran for sjøsetting er ikke tillatt. Dette utføres manuelt.

Arrangøren stiller med kraftforsyning, og dette er den eneste forsyningen man har tilgang til. Ekstra batterier og lignende tillates ikke. Kraftforsyningen leverer en nominell spenning på 48 VDC. I år er også deltakere pålagt å bruke en av MATE sine elektriske sikringer på 20 A, 25 A eller 30 A. Dette begrenser altså effektforbruket til 1440 W. All spenningsregulering skal foregå i elektronikkhuset til ROV-en, og kan ikke overgå 48 VDC. I tillegg er det oppgitt at koblinger og motorer som er eksponert i vann skal vanntettes, og ha en minimum resistans på $10\text{ M}\Omega$ til vannet.

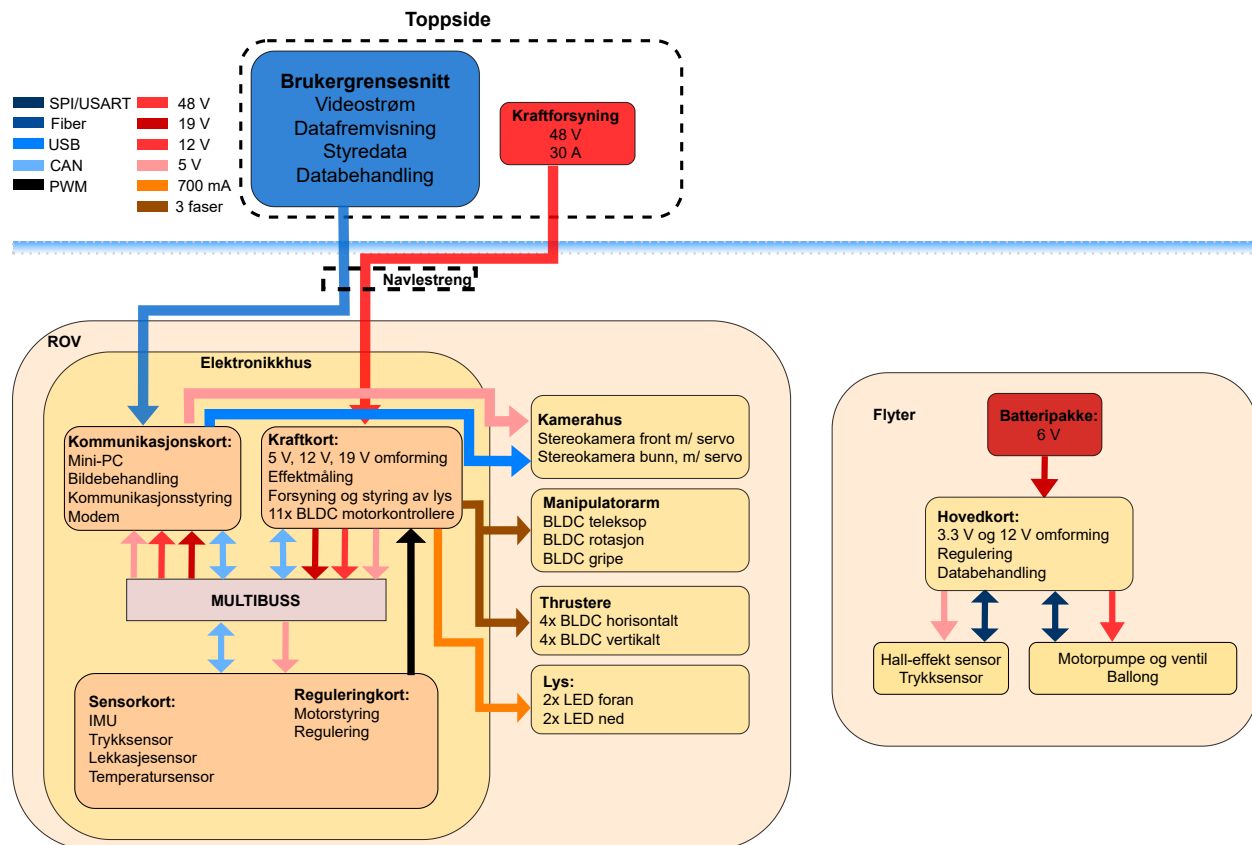
Flyteren skal være bygget fullstendig adskilt fra ROV-en, og skal fungere som en egen enhet. Størrelsen på flyteren er begrenset til 1 m i høyde, og 18 cm i diameter. Batterier ombord brukes som kraftforsyning. Her angir arrangøren en maksimal spenning på 12 VDC, og maksimalt strømtrekk på 6 A. Det kreves i tillegg en sikring på 7.5 A, som maksimalt kan plasseres 5 cm fra positiv pol på batteripakken.

1.4 Overordnet system

Figur 1.16 viser et blokkskjema av det overordnede systemet. ROV-en styres fra et brukergrensesnitt på toppsiden. Herfra sendes det styredata, i tillegg til at det vises videostrøm og status fra ROV-en. Kraftforsyning og fiberkommunikasjon fra toppsiden går gjennom en navlestreng. Kraftforsyningen går direkte inn på kraftkortet. Her foregår omforming til nødvendige spenningsnivåer, og distribuering av disse. Lys, motorer og motorkontrollere forsynes direkte fra kraftkortet. Fiberkommunikasjonen går inn på en mini-PC, som behandler data og organiserer kommunikasjonen i systemet. Kommunikasjonssignalene går inn på et kommunikasjonskort, via USB, og sendes videre over den lokale CAN-bussen. Mini-PC-en er også koblet direkte til kameraene, og driver kontinuerlig bildebehandling. Både kommunikasjon og kraftforsyning sendes ut til det interne systemet i elektronikkhuset, via en felles multibuss. Det siste kortet er et kombinert sensor- og reguleringskort. Sensordelen av kortet leser og behandler data fra de ulike sensorene i systemet. Reguleringsdelen sørger for styring av thrustere og manipulatomotorer basert på styredata fra toppsiden. I tillegg utføres regulering av thrustere fra sensordataen. Pådragsdata sendes videre via motorkontrollerne på kraftkortet, og ut til aktuelle motorer.

Flyteren drives av en batteripakke på 6 V, som går direkte inn på et hovedkort. Her omformes spenningen fra 6 V til både 3.3 og 12 V. I tillegg gjennomføres databehandling og regulering i mikrokontrolleren på kortet. Sensordataen hentes fra to eksterne sensorer, som inkluderer én hall-effekt-sensor, og én trykksensor. Mikrokontrolleren sender også styredata til motorpumpen og luftventilen, som sammen med en ballong utgjør oppdriftsmotoren.

1.5 Prosjektinndeling



Figur 1.16: Overordnet blokkdiagram av ROV-en.

1.5 Prosjektinndeling

Prosjektet er delt opp i flere oppgaver, hvor hver bachelorgruppe er tildelt et eget ansvarsområde. Totalt utgjør dette 9 bacheloroppgaver, hvor 5 av disse er innen elektro, 2 innen maskin, 1 innen data og 1 innen økonomi. Nedenfor presenteres hver oppgave i korte trekk, med ansvarsområde og gruppelemmer.

1.5.1 Elektro

Kraftforsyningsmodul – Carl Henrik Preber Ettesvoll, Nicolai Jensen Narvesen og Jon Arve Andersen:

Oppgaven handler om å utvikle en kraftforsyningsmodul til ROV-en. I konkurransen skal ROV-en få elektrisk forsyning fra land via en navlestreng. Konkurransemanualen oppgir at det blir tilført 48 V spenning, og at strømbegrensningen er på 30 A. Modulen skal sørge for at all elektronikk blir tilført riktig spenningsnivå, og at effektforbruk overvåkes der det er nødvendig. Det skal også kunne prioritere kritiske prosesser, ved hjelp av digitalt styrte sikringskretser. Kraftmodulen må ha rask

1.5 Prosjektinndeling

responstid, kombinert med et robust design.

Maskinsyn og kommunikasjon – Christoffer Næss, Mats Røste og Tage Mellemstrand:

Oppgaven er todelt. Maskinsyn-delen går ut på å hente ut informasjon fra stereokameraene. Dette innebærer blant annet avstands- og størrelsesmåling, gjenkjenning av objekter og nødvendig informasjon for å løse de autonome oppgavene. Kommunikasjonsdelen går ut på å lage et robust kommunikasjonssystem i samarbeid med brukergrensesnittgruppen. Systemet skal kunne motta kommandoer fra toppsiden, behandle disse og sende dem videre til mikrokontrollere, som styrer de lokale prosessene i ROV-en. I tillegg skal systemet hente bilder fra kameraer, og sender dem tilbake til toppsiden, med så lite forsinkelse som mulig.

Sensorsystem – Jørgen Hemnes Johannessen:

Oppgaven handler om å utvikle et sensorsystem til ROV-en. Dette innebærer å hente inn rådata fra sensorer, behandle dem og distribuere dem videre over kommunikasjonssystemet. Sensordata som behøves til reguleringen, er vinkelhastighet og -posisjon, samt dybden ROV-en befinner seg på. Det må i tillegg være mulig å detektere kritiske feil, som for eksempel vannlekkasje eller overoppheting. For å realisere systemet, må det utvikles et kretskort med en mikrokontroller som sørger for tilfredsstillende databehandling. Vinkeldata leses fra en *Inertial Measurement Unit* (IMU) som settes på kortet. Resterende data leses fra eksterne sensorer. Dette innebærer trykk- og temperaturmåling, i tillegg til lekkasjedeteksjon.

Styrings- og reguleringsystem – Tomas Royal Choat, Kristian Birkeland og Otto Nessa Ljosdal:

Oppgaven går ut på å utvikle et motorsystem for ROV-en. Dette består av thrustere for manøvrering, samt elektriske motorer for bevegelse av manipulatorarmen. Det skal utvikles et robust styringsystem for alle motorer. Dette må kunne motta manuell styredata fra toppsiden, eller autonom styredata fra mini-PCen, og generere motorpådrag etter ønsket oppførsel. For å forenkle manøvreringen, skal det i tillegg utvikles et reguleringsystem, bestående av tre PID-regulatorer. Disse skal sørge for at ROV-en automatisk kan holdes ved en ønsket dybde, og at den ligger stabilt i vannet. Sistnevnte oppnås ved å motvirke rotasjon fremover, bakover og sideveis.

Utvikling av smart flyter – Malin Harr Overland og Hanne Lovise Berger:

Oppgaven går ut på å utvikle en trådløs flyter, som automatisk kan manøvreres i vertikal retning. Manøvreringen realiseres ved hjelp av et styresystem, og en oppdriftsmotor. Motoren består av en pumpe og en solenoidventil, som endrer oppdriften ved å forflytte luft fra innsiden av flyteren, og ut i en ballong. For at styresystemet skal vite når motoren må aktiveres, kreves et sensorsystem. Dette inkluderer en trykkmåler for avlesing av dybdeendring, og en hall-effektsensor for å detektere om flyteren holdes av ROV-en. Flyteren skal i tillegg drives på batterier, og systemet må derfor tilpasse spenningsnivå til de ulike formålene. Dette gjøres på et hovedkort, som også sørger for tilfredsstillende styring og databehandling.

1.5 Prosjektinndeling

1.5.2 Maskin

Design og montering av ROV og flyter - Christine Nordal og Sandra Nygård:

Oppgaven går ut på å designe og bygge rammen til ROV-en, samt den indre og ytre konstruksjonen til flyteren, ved å følge produktutviklingsprosessen. Den indre konstruksjonen til flyteren inkluderer oppdriftssystemet. Fokuset ved designet er å sikre at farkostene er godt egnet til å utføre oppgavene i konkurransen. I år rettes det også et økt fokus mot bærekraft og miljø. Det vil derfor bli lagt vekt på konseptet *Design for environment* (DFE) i utviklingsprosessen. Målet er å redusere miljøpåvirkningen i utviklingen av produktene. Effektiv bruk av DfE kan også bidra til reduserte kostnader og produksjonstid, i tillegg til å øke kvaliteten på produktet. Oppgaven inneholder også materialvalg, dimensjonering, strukturell analyse, flytanalyse og beregning av oppdrift og stabilitet. Dette for å sikre at produktene er stabile, har riktig oppdrift og er lette å manøvrere.

Design og produksjon av manipulator – Henrik Welde og Sindre Rød Torsteinsen:

Oppgaven går ut på å designe en manipulator som er i stand til å gripe tak i objekter. Fokuset for designet er å gjøre den så enkel som mulig, uten at dette går på bekostning av funksjonaliteten. Dette vil forenkle demontering, i tilfelle vedlikehold må utføres. Samtidig skal det tilstrebes å produsere armen så lett som mulig, da redusert vekt vil bidra til både bedre manøvreringsegenskaper, og poeng i konkurransen. Klypen må være i stand til å gripe objekter av forskjellige størrelser og former. I tillegg skal den ha mulighet for rotasjon og teleskopbevegelse.

1.5.3 Data

Operatørgrensesnitt og kommunikasjon – Vebjørn Lia Riiser og Åse Jortveit Sagebakken:

Oppgaven som skal løses, er å utvikle et system for å styre og overvåke ROV-en. Det må derfor implementeres et system for å sende kommandoer og styringsdata fra toppsiden til mini-PC-en i ROV-en. Dette gjøres i samarbeid med **Maskinsyn**-gruppen. I tillegg må det designes et brukergrensesnitt som presenterer videostrøm og sensordata i sanntid. Hovedfokuset for grensesnittet er brukervennlighet, som innebærer fremvisning av nødvendig informasjon på en oversiktlig måte.

1.5.4 Økonomi

Endringsprosess i UiS Subsea – Maren Lovise Jåsund, Sina Brunnes og Sanna Sørskår:

UiS Subsea er i år utvidet ved å involvere en gruppe fra økonomi og administrasjon. Målene fremover er blant annet å utvide organisasjonen til å involvere flere fagfelt, og ha flere pågående prosjekter samtidig. Ved hjelp av John P. Kotters 8-steps modell, skal gruppen se på hvordan UiS Subsea på best mulig måte kan fortsette endringsprosessen av organisasjonen. Hovedsakelig innebærer dette organisering av de økonomiske og administrative oppgavene. UiS Subsea er hovedkilden. For å få et større perspektiv på økonomi og administrasjon, intervjues i tillegg tre andre bedrifter som

1.6 Kraftforsyningsmodul

organiserer disse oppgavene på forskjellige måter. Innhentet informasjon legger grunnlaget for videre analyser av hvordan UiS Subsea på best mulig måte kan organiseres med flere medlemmer og prosjekter. De strategiske analysene som skal gjennomføres, er *SWOT*-analyse og strategierret. Analysemetodene vil gi god innsikt i bedriftene, og et godt grunnlag for å sammenligne dem.

1.6 Kraftforsyningsmodul

Fokuset for denne oppgaven er å designe og utvikle en kraftforsyningsmodul som sørger for at alt elektronikk på ROV-en forsynes med korrekt og stabil spenning for optimalt virkning. Rapporten vil presentere løsninger på problemer en står ovenfor ved å realisere en kraftforsyningsmodul som skal supplere spenning til et nettverk av interne kretser, elektronikk på andre moduler og eksterne komponenter. Grunnlaget for prosjektet er å designe en kraftforsyningsmodul på en ROV som skal delta i *MATE ROV Competition* i Los Angeles, USA. Under konkurransen skal diverse oppgaver gjennomføres, som er beskrevet i underkapittel 1.3. For at ROV-en skal kunne gjennomføre oppgavene på en god og sikker måte, trengs det diverse elektriske komponenter slik som motorer, kameraer, sensorer og annen mindre elektronikk som legger tilrette for overvåking og styring av ROV-en. Dette vil si at kraftmodulen må designes slik at den kan levere gode spenninger ved variert strømtrekk. På bakgrunn av dette vil rapporten presentere bakgrunnen for valg av regulatorer, kondensatorer, overspenningsvern og overstrømsvern, samt logging av effekttap og kommunikasjon mellom modulen og andre moduler internt i ROV-en og styrestasjonen på toppsiden.

Videre i delkapitlene nedenfor vil en presentere behovs- og funksjonsspesifikasjoner som er nødvendig for at kraftforsyningsmodulen skal virke i et nettverk av de andre modulene på ROV-en.

1.6.1 Behovsspesifikasjoner

På bakgrunn av hensikten til ROV-en er følgende behovsspesifikasjoner satt opp.

- Omforme til korrekte og stabile spenninger til alt av elektronikk som skal befinne seg på ROV-en
- Valg av navlestreng for å forsyne ROV-en, med utgangspunkt i at lav vekt, samt lavt spenningsfall. Dette er to faktorer som må balanseres.
- Kommunikasjon med andre moduler og styrestasjonen.
- Designe strømsikringer for å verne mot overstrøm. Disse må også kunne nullstilles digitalt fra styrestasjonen.
- Gi styrestasjonen handlingsfrihet knyttet til hvilke komponenter som skal forsynes med spenning. Det innebærer å legge tilrette for at ønskede omformere kan skrues av fra styrestasjonen.
- Inkludere overspenningsvern slik at en trygt kan koble fra utvendige kabler fra ROV-en, med liten risiko for at komponenter ødelegges av Electrostatic discharge (ESD).

1.6 Kraftforsyningsmodul

- Styre og forsyne lys på utsiden av ROV-en, basert på data fra styrestasjonen.
- Gjennombruk av overflødig komponenter av kabler og komponenter der det er hensiktsmessig.
- Designe et kretskort som skal fungere som kraftforsyningsmodul innenfor begrensingen av størrelsen til elektronikkhuset.
- Designe et kretskort med fokus på støyreduksjon rundt sensitiv elektronikk slik som sensorer og mikrokontrollere.
- Designes slik at spenningstester enkelt kan gjennomføres.
- Det skal måles effektforbruk på kretser der store strømmer kan oppstå. Effektforbruket skal sende til styrestasjonen slik at det kan overvåkes.

1.6.2 Funksjonsspesifikasjon

For å bestemme funksjonsspesifikasjonene til ROV-en er det tatt utgangspunkt i hovedformålet til ROV-en, som er å delta i *MATE ROV Competition*[1]. Begrensinger i konkurransen er at ROV-en maksimalt skal forsynes med 30 A på en 48 V forsyning. I tillegg begrenser konkurransen ROV-en til å ha en maksimal intern spenning på 48 V. Dette vil altså si at det ikke tillatt å øke spenninger over denne grensen. Samtidig er en av målene for konkurransen å lage et bærekraftig design.

For å tilfredstille behovene som er fastsatt er funksjonsspesifikasjon nedenfor satt sammen.

- Kraftforsyningsmodulen må kunne forsynes med 48 V og reguler ned spenninger, som suppleres til de ulike delene av ROV-en:
 - 19 V til mini-PC-en som skal stå for kommunikasjon i ROV-en.
 - 12 V til thrustere og motorer til manipulatoren.
 - 5 V til elektronikk internt og annen elektronikk på andre moduler i ROV-en.
- Kretskortet som designes og navlestrengen som velges må kunne forsynes med maksimalt 30 A, med lite nok spenningsfall til at spenningen ikke faller under behovet til omformerene.
- Modulen må kommunisere over CAN, og skal sende data som er ønsket på andre moduler med en frekvens på 20 Hz.
- Sikringskretsene må designes slik at den kutter strømforsyningen dersom den overgår en bestemt strømverdi. Den må fleksibelt kunne justeres slik at strømterskelen kan justeres etter ønske. Sikringskretsen må kunne nullstilles ved hjelp av et styresignal fra en mikrokontroller, som mottar data fra styrestasjonen over CAN. Strømsikringen skal inkluderes på følgende kretser:
 - Forsyningskrets til thrustere
 - Forsyningskrets til manipulatormotorer

1.6 Kraftforsyningsmodul

- Overspenningsvernet må beskytte mot overspenning på forsyningen og de utgangen ved de ulike regulatorene. Dette vil si at det behøves overspenningsvern for følgende spenninger:
 - 48 V
 - 19 V
 - 12 V
 - 5 V
- Det må velges ut lys basert på at ROV-en skal kunne se objekter godt fra en avstand på 1 meter, uten andre lyskilder. Lysene må kunne dimmes, ved hjelp av Pulse Width Modulation (PWM) fra en MCU som mottar data fra styrestasjonen.
- Kretskortet som utgjør kraftforsyningsmodulen må være mindre enn dimensjonene til elektronikkhuset, som er sylindereformet med en diameter på 161 mm og en lengde på 370 mm, kraftforsyningsmodul skal plasseres i sentrum av huset. Det skal designes slik at kraftinntaket er på den ene kortsiden, mens den på den andre kortsiden skal det være en Peripheral Component Interconnect Express (PCIe)-kontakt hvor kommunikasjon og forsyning til de andre modulene skal gå. Det må også ta hensyn til høyden kortene. Minste avstand som er tilgjengelig er på 33.5 mm, og maksimal avstand er på 60.5 mm.
- For at det skal enkelt skal kunne gjøres spenningstester på kretskortet må det plasseres testpunkter på hensiktsmessige områder.

2 Kabel

2.1	Behov	24
2.2	Helkjerne mot flertrådet	24
2.3	Kabellengde	25
2.4	Tverrsnitt	28
2.5	Konklusjon	32

Dette avsnittet tar for seg evalueringer som er gjort knyttet til valg av kabel. Dette innebærer valg av typen kabel, lengden på denne og tverrsnittet til kabelen.

2.1 Behov

For å velge hvilken type kabel som skal tas i bruk, er det tatt utgangspunkt i konkurransemanualen [1]. I konkurransemanualen er det definert at ROV-en skal forsynes fra land med en 48 V forsyning, med maksimaleffekt på 1440 W. I tillegg til dette skal det være en fiberkabel som skal sørge for kommunikasjon mellom land og ROV-en. Den samlede kabelbunten som inkluderer begge disse to blir kalt for en navlestreng.

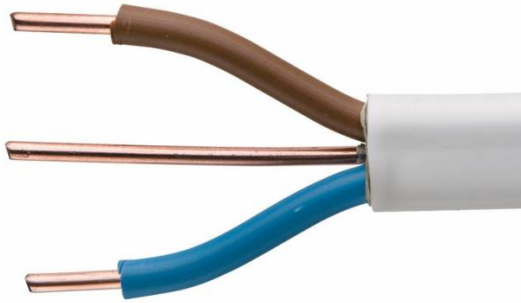
Da kabelen også er med i vektberegningen på systemet, så er vekten et moment som må tenkes på. Siden hele systemet skal være på maks 35 kg, vil en ferdig produsert 2-leder kabel bli for tungt, grunnet ytterkappen og eventuell armering.

2.2 Helkjerne mot flertrådet

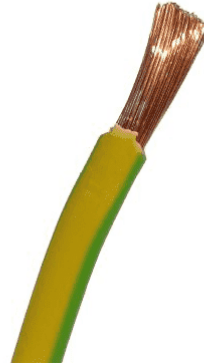
En elektrisk leder kan være sammensatt av enten en tykk enkeltleder, slik som i figur 2.1a, eller ved hjelp av flere mindre tråder¹, vist i figur 2.1b.

¹Ofte kalt kordeler

2.3 Kabellengde



(a) Leder med en hel kjerne. Hentet fra [9]



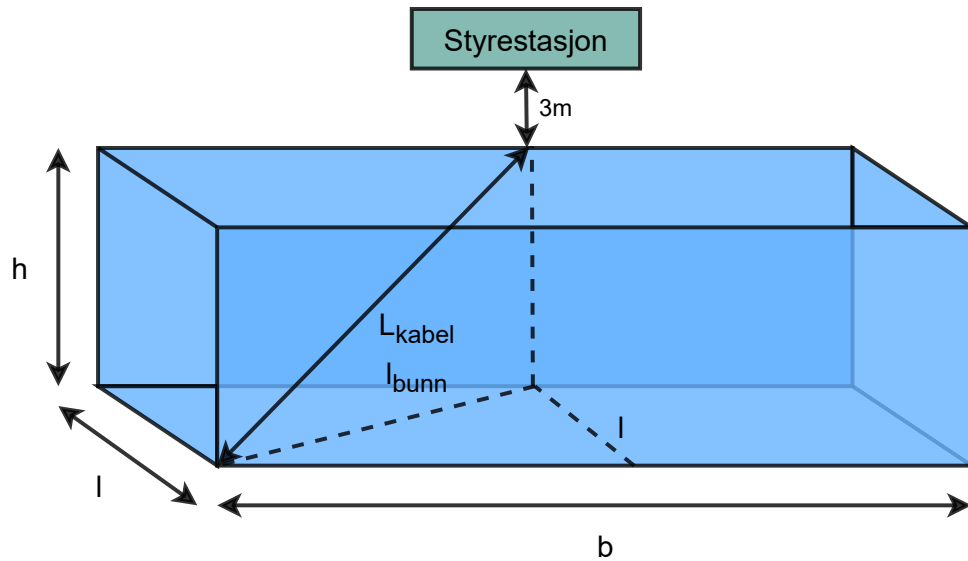
(b) Leder med flertrådet kjerne. Hentet fra [10]

En leder med en fast kobbertråd er svært rigid, og egner seg derfor best i faste installasjoner. Ledere som er satt sammen av tvinnede kobbertråder er mer fleksibel, og egner seg derfor bedre for formål der mobilitet er ønsket. Da ROV-en skal fungere som et mobilt fartøy, egner en flertrådet leder seg best for bruk i kraftkablene.

2.3 Kabellengde

Den minimale lengden på kablen er begrenset av bassenget ROV-en skal operere i. I konkurransemanualen er det oppgitt at styrestasjonen står maksimalt tre meter fra bassengkanten, på midten av bredden til bassenget. Dermed kan bassenget med kablen, illustreres slik som er vist i figur 2.2.

2.3 Kabellengde

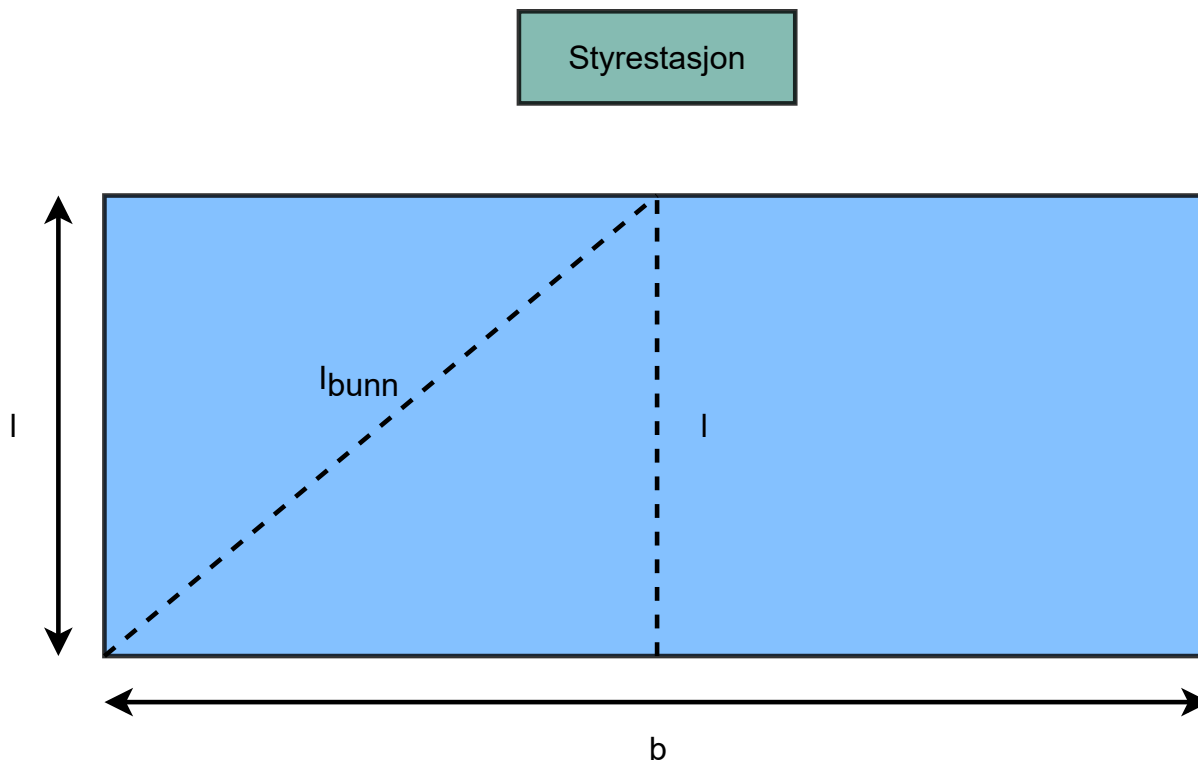


Figur 2.2: Illustrasjon av bassenget som ROV-en skal operere i, med dimensjonene lengde l , bredde b og høyde h .

For å finne den totale lengden til kabelen kan denne uttrykkes ved hjelp av Pytagoras, slik som i ligning 2.1, da disse vil danne rettvinklet trekant.

$$L_{kabel} = \sqrt{l_{bunn}^2 \cdot h^2} \quad (2.1)$$

I formelen ovenfor, er høyden h , til bassenget kjent, men l_{bunn} er ukjent. Denne kan uttrykkes ved hjelp av hjelpelinjene i figur 2.2. Når disse hjelpelinjene blir observert ovenfra vil de se ut slik som i figur 2.3.



Figur 2.3: 2D av hvordan hjelpetegningen i figur 2.2 sett ovenfra.

Figuren viser at l_{bunn} vil være hypotenusen i en rettvinklet trekant, hvor katetene er $\frac{b}{2}$ og l . Dermed kan l_{bunn} uttrykkes ved hjelp av Pytagoras, som gir uttrykket i ligning 2.2.

$$l_{bunn}^2 = l^2 + \left(\frac{b}{2}\right)^2 \quad (2.2)$$

Ved å sette ligning 2.2, inn i ligning 2.1, får man uttrykket i ligning 2.3.

$$L_{kabel} = \sqrt{h^2 + l^2 + \left(\frac{b}{2}\right)^2} \quad (2.3)$$

$$(2.4)$$

Konkurransemanualen oppgir følgende dimensjoner for bassenger som ROV-en skal operere:

- Bredde, b: 20 meter
- Lengde, l: 10 meter

2.4 Tverrsnitt

- Høyde, h : 6 meter

Basert på verdiene ovenfor kan minimal kabellengde fra bassengkanten finnes til å være 15.36 m, fra ligning 2.5.

$$L_{kabel} = \sqrt{6^2 + 10^2 + \left(\frac{20}{2}\right)^2} = 15.36m \quad (2.5)$$

Ved å kompensere for avstanden fra bassenget og til stasjonen, som er 3 meter, vil den totale lengden som er nødvendig være 18.36 m. Da kabelen skal ha strekkavlastning og burde ha litt fleksibilitet så ROV-en kan manøvrere selv på maksimal operasjonell avstand, er ønsket kabellengde satt til å være 21 m.

2.4 Tverrsnitt

Motstanden i kabelen dikteres i hovedsak av tre ting; tverrsnittet til kabelen, temperaturen i ledermaterialet samt ledermaterialets elektriske ledningsevne. For å finne motstanden i en kabel kan ligning 2.6 brukes.

$$R_{kabel} = \rho \frac{2 \cdot l}{A} \quad (2.6)$$

Lengden til kabelen må multipliseres med to, for å medberegne motstanden i kabelen frem og tilbake.

Formelen for motstanden² er beregnet når materialet er ved 20 °C. Endring i temperatur utgjør også en endring i resistiviteten, og korrigeres for ved hjelp av ligning 2.7.

- α : Ledermaterialets temperaturkoeffisient, for kobber: 0.00393[11]

$$R_{ny} = R_{20} \cdot [1 + \alpha(t_{ny} - 20)] \quad (2.7)$$

Endringen i motstanden til kabelen vil være på 0.393 $\frac{\%}{^\circ C}$ [11]. Kabelen vil befinne seg i vann, som har bedre termisk ledeevne enn luft, så endringen i temperatur er anslått til å være liten. Derfor er temperaturendringen i lederene sette bortifra, ved beregning av motstand.

Tverrsnittene som er aktuelle for formålet er med tverrsnitt på 2.5-, og 4 mm^2 . Disse er små nok til å ikke gi et stort vektutslag, har lav nok motstand til ikke å ha for høyt effekttap og er fleksible nok til å ikke hindre bevegelsen til ROV-en.

²Resistiviteten

2.4 Tverrsnitt

Lengden på kabelen er som tidligere nevnt ønsket å være på 21 m, mens resistiviteten, ρ , for en kobberkabel er på $1.72 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$ [12]. Dette vil altså si at følgende parametre kan brukes for å regne ut motstanden i kabelene:

- Resistiviteten i ledere, ρ : $1.72 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$
- Tverrsnitt, A: 2.5 mm^2 og 4 mm^2
- Lengde, l: 21 m

Basert på verdiene ovenfor gir en dette motstand på 0.289Ω i en 2.5 mm^2 kabel, slik som vist i ligning 2.8, mens en 4 mm^2 kabel har en motstand på 0.1806 , vist i ligning 2.9.

$$R_{2.5\text{mm}^2} = 1.72 \cdot 10^{-8} \cdot \frac{2 \cdot 21}{2.5 \cdot 10^{-6}} = \underline{0.2890 \Omega} \quad (2.8)$$

$$R_{4\text{mm}^2} = 1.72 \cdot 10^{-8} \cdot \frac{2 \cdot 21}{4 \cdot 10^{-6}} = \underline{0.1806 \Omega} \quad (2.9)$$

Motstanden i kabelen vil medføre et effekttap, som kan finnes ved hjelp av ligning 2.10.

$$P_{kabel} = I_{inn}^2 \cdot R_{kabel} \quad (2.10)$$

$$(2.11)$$

Ved å ta utgangspunkt i maksimaleffekt på 1440 W og 48 V forsyning, vil strømmen i kabelen være 30 A. Da vil effekttapet i en 2.5 mm^2 kabel bli på 260.06 W, vist i ligning 2.12, mens en 4 mm^2 kabel har et effekttapet 162.54 W, vist i ligning 2.13.

$$P_{2.5\text{mm}^2} = 30^2 \cdot 0.2890 = \underline{260.06 W} \quad (2.12)$$

$$P_{4\text{mm}^2} = 30^2 \cdot 0.1806 = \underline{162.54 W} \quad (2.13)$$

Prosentvis mengde dette utgjør av den totale effekten kan videre finnes ved hjelp av ligning 2.14.

$$\eta = \frac{P_{kabel}}{P_{inn}} \cdot 100\% \quad (2.14)$$

$$(2.15)$$

Dette gir et prosentvis effekttap for en 2.5 mm^2 kabel på 18.06 %, vist i ligning 2.16, mens for en 4 mm^2 kabel er den på 11.3 %, fra ligning 2.17.

2.4 Tverrsnitt

$$\eta_{2.5mm^2} = \frac{260.06}{1440} \cdot 100 \% = 18.06 \% \quad (2.16)$$

$$\eta_{4mm^2} = \frac{162.54}{1440} \cdot 100 \% = 11.3 \% \quad (2.17)$$

Den andre elektronikken som vil medføre stort tap i kretsen er hovedsaklig omformerene. Typisk medfører disse under 10 % effekttap, som blir vist senere i kapittel 3. Kabelen utgjør altså en svært stor årsak til effekttapet i kretsen og bør derfor begrenses.

I tillegg vil kabelen medføre et spenningsfall. Dette kan finnes av ligning 2.18.

$$V_{kabel} = \frac{P_{kabel}}{I_{Inn}} \quad (2.18)$$

$$(2.19)$$

For å unngå at spenningsfallet over kabelen blir for stort, som videre kan bety at elektronikken som forbruker effekten ikke vil fungere, bør denne begrenses.

Dette gir et spenningsfall på 8.67 V for en 2.5 mm² kabel, vist i ligning 2.20, mens et 5.42 V spenningsfall for en 4 mm² kabel, fra ligning 2.21

$$V_{2.5mm^2} = \frac{260.064}{30} = 8.669V \quad (2.20)$$

$$V_{4mm^2} = \frac{162.54}{30} = 5.418V \quad (2.21)$$

Samtidig som kabelen medfører en resistiv last på systemet, vil de parallelle lederene medføre en induktivitet. Denne induktive lasten kan finnes ved hjelp av ligning 2.22[13].

$$L = \frac{\mu_0 \mu_r}{\pi} \cdot \cosh^{-1}\left(\frac{s}{d}\right) \cdot l \quad (2.22)$$

Diameteren, d , til kabelen kan finnes ved hjelp av ligning 2.23, med å anta at det ikke er noe luft i mellom lederene inne i kabelen.

$$d = 2\sqrt{\frac{A}{\pi}} \quad (2.23)$$

$$(2.24)$$

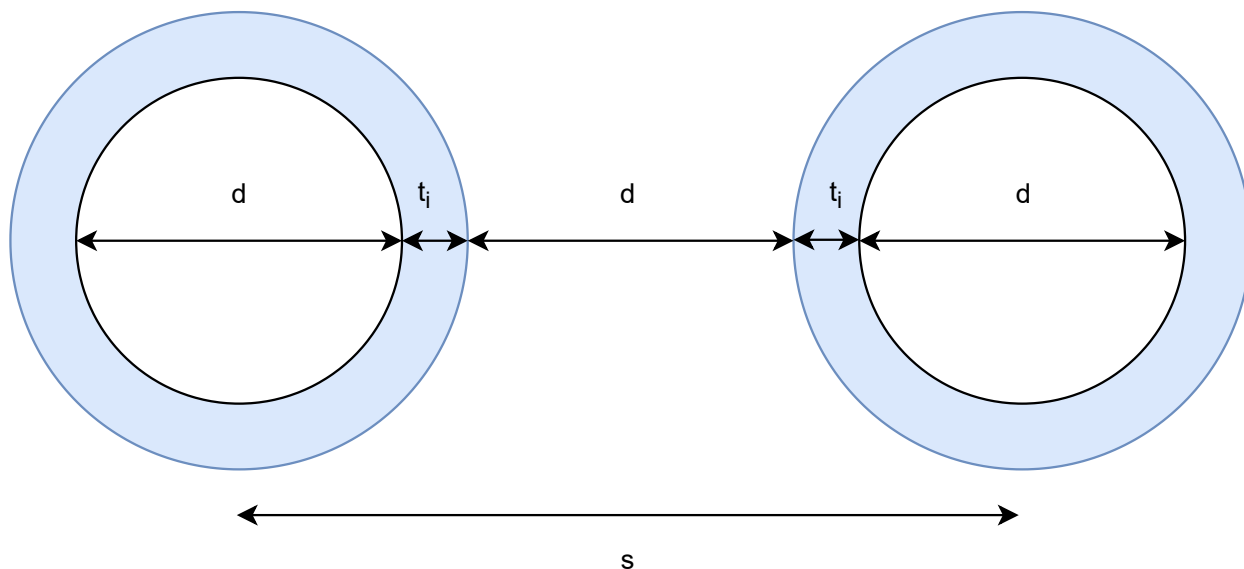
2.4 Tverrsnitt

Dette gir en diameter på 1.78 mm for 2.5 mm^2 kabelen, vist i ligning 2.25, mens 2.26 mm for 4 mm^2 kabelen, fra ligning 2.26.

$$d_{2.5\text{mm}^2} = 2\sqrt{\frac{2.5 \cdot 10^{-6}}{\pi}} = 1.78\text{mm} \quad (2.25)$$

$$d_{4\text{mm}^2} = 2\sqrt{\frac{4 \cdot 10^{-6}}{\pi}} = 2.26\text{mm} \quad (2.26)$$

Ved hjelp av figur 2.4 kan avstand mellom kabelen finnes.



Figur 2.4: Figur som illustrerer posisjonen til kablene mot hverandre.

For å finne tykkelsen på isolasjonen til kabelene, t_i , er det tatt utgangspunkt i Radoxs sine kabler[14]. Databladet oppgir at både 2.5 mm^2 og 4 mm^2 kabler har en isolasjonstykkelse på 0.7 mm. Optimalt ville lederparet ligge inntil hverandre. Fra 2.22 vil en større avstand mellom kablene gi en større kabelinduktans. Derfor er det sagt at avstanden mellom utsiden av lederene vil være den samme som kjernens diameteren, slik at verdien som finnes her kan brukes i senere kapitler, med trygghet om at dette vil gi et robust design. Dette gir ligning 2.22, hvor avstanden mellom kablene gitt fra sentrum av hver av lederene.

$$s = 2 \cdot d + 2 \cdot t_i \quad (2.27)$$

Dette gir en avstand på 4.96 mm for 2.5 mm^2 kabelen, vist i ligning 2.28, mens en avstand på 5.92 mm for 4 mm^2 kabelen, ligning 2.29.

2.5 Konklusjon

$$s_{2.5mm^2} = 2 \cdot 1.78 + 2 \cdot 0.7 = 4.96mm \quad (2.28)$$

$$s_{4mm^2} = 2 \cdot 2.26 + 2 \cdot 0.7 = 5.92mm \quad (2.29)$$

Den relative permabiliteten til kobber, $\mu_{r,kobber}$, kan antas å være lik én, mens permeabiliteten i vakuum, μ_0 er på $4\pi \cdot 10^{-7}$. Dermed er verdiene som er funnet som følger:

- Permabilitet til kobber, $\mu_{r,kobber} \cdot \mu_0$: $4\pi \cdot 10^{-7}$
- Avstand mellom ledere, s: 4.96 (2.5 mm²), 5.92 (4 mm²)
- Diameter til ledere, d: 1.78 (2.5 mm²), 2.26 (4 mm²)
- Lengden til lederene, l: 21 m

Ved hjelp av verdiene listet ovenfor kan induktansen mellom kablene kalkuleres ved hjelp av ligning 2.22. Dette gir en induktans på 14.15 μH for 2.5 mm² kabel, vist i ligning 2.30, mens 13.56 μH for 4 mm² kabel, fra ligning 2.31.

$$L_{2.5mm^2} = \frac{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}}{\pi} \cdot \cosh^{-1}\left(\frac{4.96}{1.78}\right) \cdot 21 = 14.15\mu\text{H} \quad (2.30)$$

$$L_{4mm^2} = \frac{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}}{\pi} \cdot \cosh^{-1}\left(\frac{5.92}{2.26}\right) \cdot 21 = 13.56\mu\text{H} \quad (2.31)$$

Det er altså minimal forskjell mellom induktansen som de to kabelene vil påføre systemet.

2.5 Konklusjon

Effekttapet over kabelen er høyt sammenlignet med annen elektronikk. Derfor er det svært viktig å begrense effekttapet. Tatt dette i betrakning er 4 mm² kabel det beste valget. Denne medfører i tillegg et vesentlig lavere spenningsfall, og en litt mindre induktans, noe som gjør at en mindre kondensator behøves på inngangen av ROV-en, som beskrives i kapittel 3. Basert på dette vil kabeltrommelen designet av fjorårets studenter [15], som er 21 m lang, med 4 mm² kabel, bli tatt i bruk til årets ROV også.

3 Kraftforsyning

3.1	Spenningsregulatorer	33
3.1.1	Lineærregulator	34
3.1.2	Buckregulator	36
3.1.3	Fullbro DC/DC-regulator	42
3.1.4	Sammenligning av regulatorer	60
3.2	Valg av spenningsregulatorer	61
3.2.1	Regulator for 12 V 1300 W til thrustere	61
3.2.2	Regulator for 12 V 240 W til manipulatorer	63
3.2.3	Regulator for 19 V 250 W til mini-PC	65
3.2.4	Regulator for 5V 65W til mikro-kontrollere og annen elektronikk	67

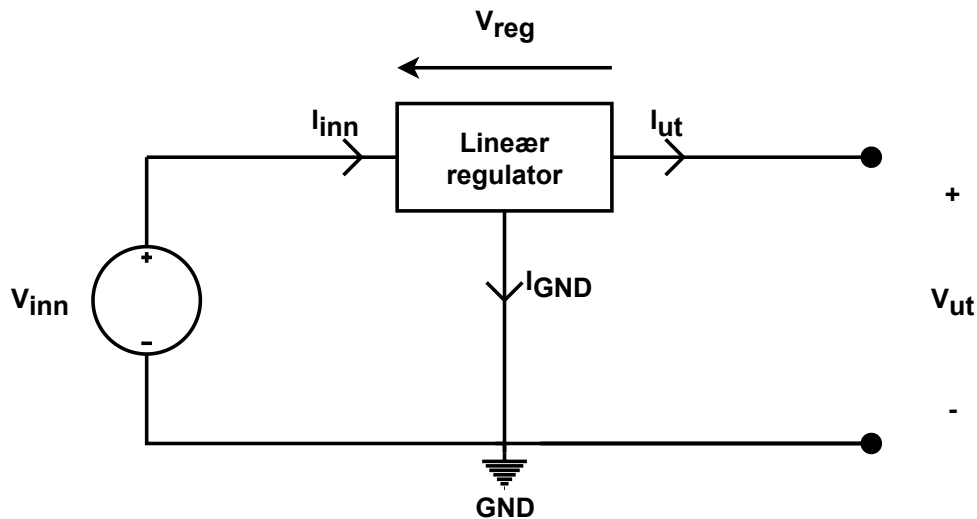
3.1 Spenningsregulatorer

Det er flere måter å velge spenningsregulator på. Regulatortypene som ble brukt i emnet data-maskinkonstruksjon, med emnekode ELE 340 [16], var lineære- og svitsjede regulatorer. Kraftforsyningen inn til ROV-en har en spenningsbegrensning på 48 V og maksimaleffekt på 1440 W fra konkurransemanualen [1]. I tillegg sier konkurransemanualen at det ikke er tillatt å ha over 48 V til ROV-en, og at spenningen internt ikke kan overstige dette. Dette fører til at det er kun blitt evaluert regulatorer som har til hovedformål å senke spenningen. Derfor blir ikke topologier som *Boost*- og *Buck-Boost* regulatorer forklart. De regulatorene som blir forklart i dette avsnittet er lineærregulator, Svitsjet ned-regulator (Buck-regulator) og DC/DC-fullbro-regulator.

3.1 Spenningsregulatorer

3.1.1 Lineærregulator

Lineærregulatorer er de enkleste og billigste regulatorene å bruke. Oppkoblingen til en lineærregulator er illustrert figur 3.1. Denne regulatoren er godt egnet ved små spenningsdifferanser på utgangen og inngangen.



Figur 3.1: En enkel krets for lineær regulator

For å beskrive effektiviteten til en lineærregulator kan man starte med å sette opp Kirchoff's Current Law (KCL), som sier at total strøm inn i et koblingspunkt er lik null. Dette gir uttrykket gitt i ligning 3.1.

$$i_{inn} = i_{GND} + i_{ut} \quad (3.1)$$

Deretter kan Kirchoff's Voltage Law (KVL) tas i bruk, som sier at summen av spenningene over komponenter i en lukket sløyfe skal være lik null. Ved å sette denne opp på yttersløyfen til en lineærregulator, får man uttrykket i ligning 3.2.

$$V_{inn} = V_{reg} + V_{ut}. \quad (3.2)$$

Ved å ta ligning 3.1 og multiplisere med ligning 3.2, får en uttrykk 3.5, som er den totale effekten inn, P_{inn} , for lineærregulatoren.

3.1 Spenningsregulatorer

$$P_{inn} = V_{inn} \cdot i_{inn} \quad (3.3)$$

$$\Rightarrow P_{inn} = (V_{reg} + V_{ut}) \cdot (i_{GND} + i_{out}) \quad (3.4)$$

$$\Rightarrow P_{inn} = V_{reg} \cdot i_{GND} + V_{reg} \cdot i_{ut} + V_{ut} \cdot i_{GND} + V_{ut} \cdot i_{ut} \quad (3.5)$$

Deretter kan en beskrive utgangseffekten, P_{ut} , ved hjelp av ligning 3.6. Dette betyr at resten av effekttapet, P_{tap} , kan beskrives ved ligning 3.7.

$$P_{ut} = V_{ut} \cdot i_{ut} \quad (3.6)$$

$$P_{tap} = P_{inn} - P_{ut} \quad (3.7)$$

$$(3.8)$$

Ved å sette inn uttrykkene ovenfor i ligning 3.5, får man uttrykk 3.9.

$$P_{tap} = V_{reg} \cdot i_{GND} + V_{reg} \cdot i_{ut} + V_{ut} \cdot i_{GND} \quad (3.9)$$

For å approksimere effekttapet i regulatoren, kan forenklingen at $i_{GND} = 0$ brukes, da $i_{GND} \ll i_{ut}$ [17]. Dette gir uttrykk 3.10.

$$P_{tap} = V_{reg} \cdot i_{ut} \quad (3.10)$$

I ligningen ovenfor er $V_{reg} = V_{inn} - V_{ut}$, fra ligning 3.2. Dette gjør at effekttapet kan approksimeres ved hjelp av ligning 3.11.

$$P_{tap} = (V_{inn} - V_{ut}) \cdot i_{ut} \quad (3.11)$$

I ligning 3.11 kan en se at effekttapet som oppstår er styrt av spenningsdifferansen mellom inngangen og utgangen til regulatoren og utgangstrømmen i_{ut} . Siden i_{GND} blir neglisjert så kan en ta utgangspunkt i at $i_{inn} \approx i_{ut}$. Dette gir formelen for virkningsgraden til regulatoren, vist i ligning 3.13.

$$\eta = \frac{P_{ut}}{P_{inn}} \cdot 100\% \quad (3.12)$$

$$\Rightarrow \frac{V_{ut} \cdot i_{ut}}{V_{inn} \cdot i_{inn}} \cdot 100\% \approx \frac{V_{ut}}{V_{inn}} \cdot 100\% \quad (3.13)$$

3.1 Spenningsregulatorer

Med ligning 3.13 kan virkningsgraden til de forskjellige spenningene som behøves, fra kapittel 1.6.2, samt spenningen som forsynes til en mikrokontroller, regnes ut. Dette gir følgende verdier:

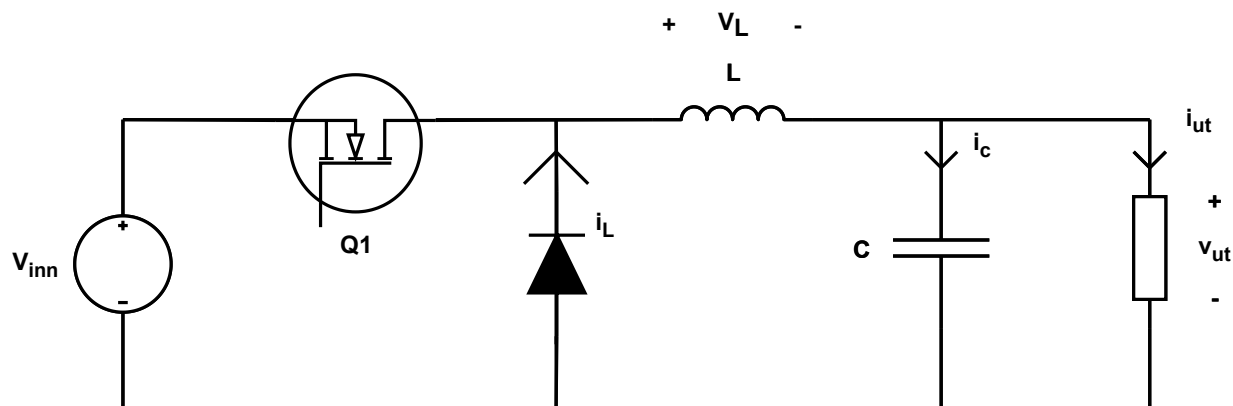
	48 V \rightarrow 19 V	48 V \rightarrow 12 V	48 V \rightarrow 5 V	5 V \rightarrow 3.3 V
Spenningsdifferanse	29 V	36 V	43 V	1.7 V
Virkningsgrad	39.6 %	25 %	10.4 %	66 %

Tabell 3.1: Tabell over spenningsdifferanser og virkningsgrad for lineær regulator

I tabell 3.1 kan en se virkningsgraden ved stor spenningsdifferansene er svært lav. Samtidig viser den at det er mulig å bruke en lineær regulator for å konvertere fra 5 V til 3 V da dette burde være en stabil spenning med lite støy for MCU-en.

3.1.2 Buckregulator

En switchet ned-regulator, ofte kalt *Buck-regulator*, er bygd opp ved hjelp av topologien vist i figur 3.2.



Figur 3.2: Topologien som brukes for å realisere en Buck-regulator.

Nedregulatoren bruker PWM på en Metal-Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor (MOSFET) for å regulere spenningen, som er gitt av forholdet i ligning 3.14[18]. D er driftsyklusen¹, som er gitt av uttrykk 3.15.

$$V_{ut} = D \cdot V_{inn} \quad (3.14)$$

$$D = \frac{T_{paa}}{T} \quad (3.15)$$

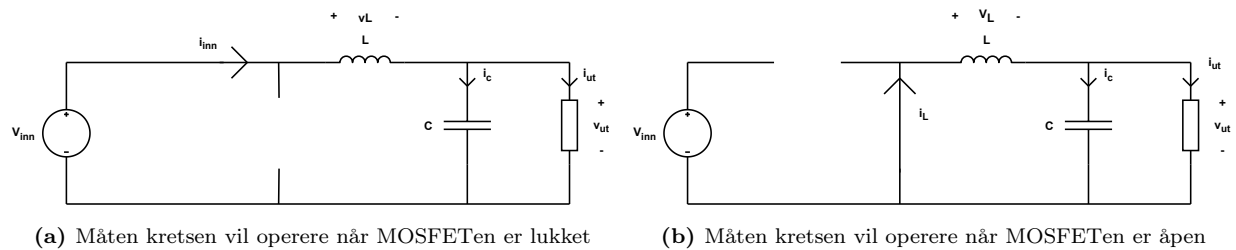
Analysen som presenteres er en stasjonærttilstandsanalyse med ideelle komponenter. Dette vil si at det ikke tas hensyn til en MOSFET sin motstand når den leder og lekkasjestrømmen som vil

¹Andelen av den totale perioden hvor signalet er høyt.

3.1 Spenningsregulatorer

lekke gjennom når den er åpen. I tillegg tar den ikke hensyn til spenningsfallet over dioden og lekkasjestrømmen når den blokkerer strømmen. Dette vil altså si at MOSFET-en vil virke som en kortslutning når den lukket og som en åpen krets når den er åpen. I tillegg vil dioden virke som en åpen krets ved blokkering av strøm og som en kortslutning når den leder. Igjen, da kretsen er en stasjonærttilstandsanalyse av kretsen beregnes ikke transientene som kan oppstå ved oppstartsfasen til kretsen.

Spolen i en ned-regulator har til hensikt å redusere rippelstrømmen på utgangen. Denne sammenhengen kan finnes ved å se på de to ulike tilstandene som kretsen kan operere i, som er vist i figur 3.3.



Figur 3.3: Tilstandene som en ned Buck-regulator vil operere i

Den første tilstanden er vist i figur 3.3a, hvor MOSFET-en er lukket. Da vil strømmen gå fra spenningskilden og inn i kretsen. I denne tilstanden vil dioden virke som en åpen krets, da strømmen ideelt ikke kan gå fra katoden til anoden på dioden, som vil si at den vil operere i *reverse bias*. Den andre tilstanden er når MOSFET-en er åpen og virker som en åpen krets, vist i figur 3.3b. Da det ikke kan skje en momentan endring av strømmen, vil spolen indukere en spenning i denne tilstand. Siden strømmen ikke kan gå til spenningskilden, vil den gå fra anoden til katoden i dioden, som vil operere i *forward bias*. Den vil da ideelt virke som en kortslutning.

Ved å ta KVL på ytterløkken på den første tilstanden, figur 3.3a, kan spenningen over spolen uttrykkes som i ligning 3.16.

$$V_L = V_{inn} - V_{ut} \quad (3.16)$$

KVL kan også brukes på ytterløkken under den andre tilstanden, figur 3.3b. Da vil spenningen kunne uttrykkes som i ligning 3.17.

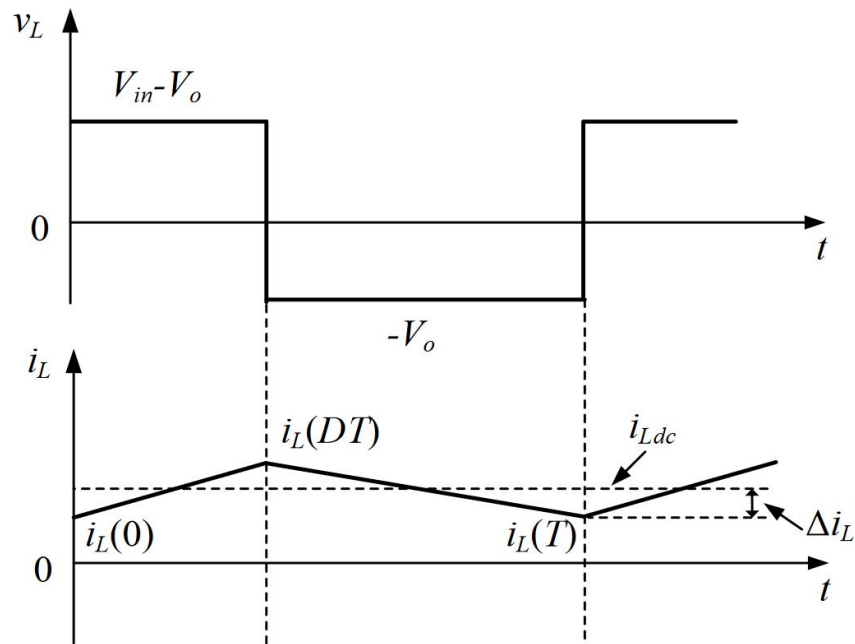
$$V_L = -V_{ut} \quad (3.17)$$

Over en periode i stasjonærttilstand må spenningen over spolen være null, slik som er vist i ligning 3.18, for at kretsen skal være stabil.

$$\int_0^T V_L(t) dt = 0 \quad (3.18)$$

3.1 Spenningsregulatorer

Dette vil dermed bety at spenningen over spolen vil variere rundt null spenning over en periode. Ved å anta at utgangsspenningen er konstant, vil spenningen over spolen se ut slik er vist i øverste plot i figur 3.4, basert på ligning 3.16 og 3.17.



Figur 3.4: Spenningen (øverst) og strømmen (nederst) for en spole i en Buck-regulator. I figuren er $V_{ut} = V_o$, mens $V_{inn} = V_{in}$. Hentet fra [19].

Ved å se på den dynamiske ligningen til en spole, som er gitt av ligning 3.19, kan en si at strømmen vil variere lineært rundt en konstant verdi, siden strømmen er den integrerte av spenningen over tid. Dermed kan strømmen gjennom spolen illustreres slik som er vist nederste plot i figur 3.4.

$$i_L(t) = \frac{1}{L} \int_0^t V_L(\tau) d\tau + i_L(0) \quad (3.19)$$

Basert på nederste plot i figur 3.4 ovenfor, kan strømmen også uttrykkes ved hjelp av ligning 3.20

$$i_L(t) = \Delta i_L(t) + i_L(0) \quad (3.20)$$

Videre kan da man ved å erstatte $i_L(t)$ i ligningen ovenfor, med uttrykket i ligning 3.19, få ligningen for rippelstrømmen vist i ligning 3.22.

3.1 Spenningsregulatorer

$$\Delta i_L(t) + i_L(0) = \frac{1}{L} \int_0^t V_L(\tau) d\tau + i_L(0) \quad (3.21)$$

$$\Rightarrow \Delta i_L(t) = \frac{1}{L} \int_0^t V_L(\tau) d\tau \quad (3.22)$$

Ved å se på perioden hvor MOSFET-en er av, som er fra 0 til DT i nederste plot i figur 3.3, kan ripplestrømmen uttrykkes som i ligning 3.23. Ripplestrømmen er uttrykt som $2\Delta i_L$, da rippleen er satt fra gjennomsnittsstrømmen.

$$2\Delta i_L = \frac{1}{L} \int_0^{DT} V_{inn} - V_{ut} dt \quad (3.23)$$

Integralet ovenfor vil være det som arealet under spolespenningen, i perioden fra 0 til DT . Dette vil forme et rektangel, med høyde på $V_{inn} - V_{ut}$, og bredde på DT , som gir sammenhengen i ligning 3.24.

$$\int_0^{DT} V_{inn} - V_{ut} dt = (V_{inn} - V_{ut})DT \quad (3.24)$$

Ved å sette ligning 3.24 inn i ligning 3.23, kan sammenhengen mellom ripplestrømmen og induktansen finnes til å være gitt av ligning 3.25.

$$\Delta i_L = \frac{(V_{inn} - V_{ut})DT}{2L} \quad (3.25)$$

Opgaven til kondensatoren er å redusere ripplespenningen på utgangen av omformereren. Denne kan også finnes ved å se på strømmen inn i kondensatoren. Ved å ta KCL i noden over kondensatoren i figur 3.2, gir dette uttrykket vist i ligning 3.26.

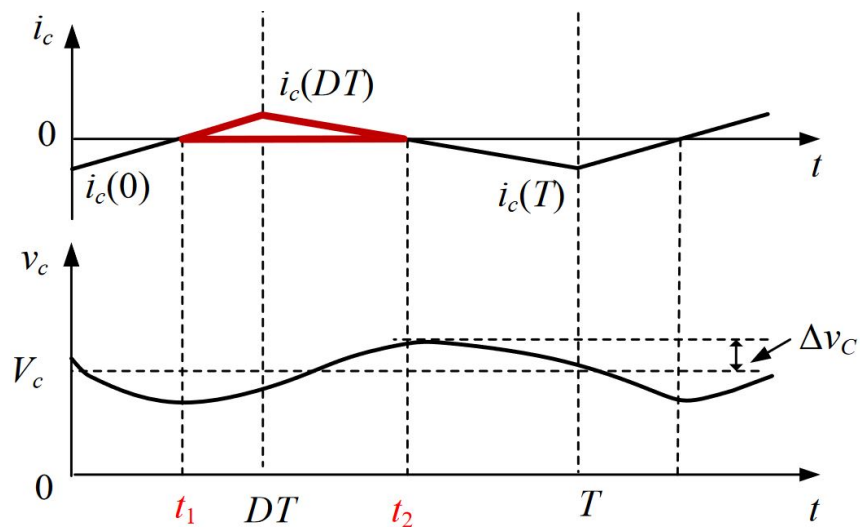
$$i_c = i_L - i_{ut} \quad (3.26)$$

I stasjonært tilstand er strømmen til kondensatoren over en periode lik null, slik som er vist i ligning 3.27, da kretsen må være stabil.

$$\int_0^T i_c(t) dt = 0 \quad (3.27)$$

3.1 Spenningsregulatorer

Fra analysen av spolen varierer strømmen i spolen lineært. Ved å anta at spenningen over lasten er konstant, vil også strømmen over lasten er konstant, dersom det er en ren resistiv last. Dermed vil ripplestrømmen i kondensatoren være den samme i spolen. For at ligningen ovenfor skal gjelde, må ripplen variere rundt null. Dermed kan strømmen i kondensatoren illustreres som i det øverste plottet i figur 3.5.



Figur 3.5: Strøm (øverst) og spenning (nederst) for kondensatoren i en Buck-regulator. Hentet fra [19].

Den dynamiske ligningen til en kondensator sier at spenningen i en kondensator vil variere proporsjonalt med den integrerte av strømmen, vist i ligning 3.28. Dermed vil spenningen variere som vist i nederste plot i figur 3.5.

$$V_c(t) = \frac{1}{C} \int_0^t i_c(t) dt \quad (3.28)$$

Ripplene fra maksimalspenningen til minimalspenningen over kondensatoren vil altså være fra t_1 til t_2 vist i figur 3.5. Dette vil si at rippleen kan uttrykkes som vist i ligning 3.29. I ligningen er rippleen, ΔV_c , uttrykt som spenningen fra gjennomsnittsspenningen til maksimalspenningen.

$$2\Delta V_c = \frac{1}{C} \int_{t_1}^{t_2} i_c(t) dt \quad (3.29)$$

Tiden fra t_1 til t_2 utgjør halvparten av den totale perioden, da strømmen over en periode for kondensatoren må være lik null. Dette vil si at arealet over og under nullpunktet må være lik. Dermed kan integralet finnes som arealet til trekanten vist i øverste plot i figur 3.5, hvor høyden er ripplestrømmen, Δi_L , og bredden er en halv periode, $T/2$. Dette gir ligning 3.30 for integralet.

3.1 Spenningsregulatorer

$$\int_{t_1}^{t_2} i_c(t) dt = \frac{\Delta i_L T}{2} \quad (3.30)$$

Ved å putte denne ligningen inn i ligning 3.29, får en sammenhengen mellom kondensatorverdien, strømrippelen og spenningsrippelen vist i ligning 3.31.

$$2\Delta V_c = \frac{\Delta I_L T}{4C} \quad (3.31)$$

Videre kan uttrykket for strømrippelen, i ligning 3.23, settes inn i uttrykket ovenfor, slik at man får uttrykket for kapasitans i kondensatoren, med hensyn på ripplepenningen. Dette gir uttrykket vist i ligning 3.32.

$$C = \frac{(V_{inn} - V_{ut})DT^2}{16L\Delta V_C} \quad (3.32)$$

Videre kan en se på den terskelverdiene, strøm og spenning, som halvlederene i kretsen må tåle, ved å se på de to tilstandene vist i figur 3.3. Fra tilstand én, når MOSFET-en er åpen, vil spenning over MOSFET-en være den samme som spenningen fra inngangen. MOSFET-en må da minimalt kunne blokkere inngangsspenningen. I samme tilstanden vil dioden operere som en kortslutning hvor strømmen er den samme som spolestrømmen. Maksimalt vil denne være summen av ripplestrømmen Δi_L og utgangsstrømmen i_o , som blir minste strømmen som dioden må kunne drive. Ved å se på tilstand to, når MOSFET-en er lukket, vil strømmen gjennom MOSFET-en være den samme som strømmen gjennom spolen. På lik linje for dioden, vil denne maksimalt være på summen av ripplestrømmen, Δi_L , og utgangsstrømmen i_o , som blir minimumsstrømmen som MOSFET-en må kunne drive. Dioden i tilstand to vil da operere som en åpen krets, som står i parallell med spenningskilden. Dette vil si at dioden må ha en *breakdown*-spenning som er større enn inngangsspenning. Dermed må dioden og MOSFET-en sine strøm- og spenningverdier være slik som vist i ligning 3.33 og 3.34

$$V_{MOSFET/diode,max} \geq V_{inn} \quad (3.33)$$

$$i_{MOSFET/diode,max} \geq i_o + \frac{(V_{inn} - V_{ut})DT}{L} \quad (3.34)$$

Begrensingen til denne analysen er at den kun gjelder ved Continuous Conduction Mode (CCM). Dette vil si at den er gjeldende når strømrippelen, Δi_L , i spolen er større enn gjennomsnittsstrømmen i spolen ved stasjonært tilstand. Gjennomsnittsstrømmen i spolen vil være den samme som utgangsstrømmen. Dette vil altså si at for at analysen gjelder innenfor området vist i ligning 3.35, gitt at lasten kun er resistiv.

3.1 Spenningsregulatorer

$$\overline{i_L} = \frac{V_{ut}}{R} \geq \Delta i_L \quad (3.35)$$

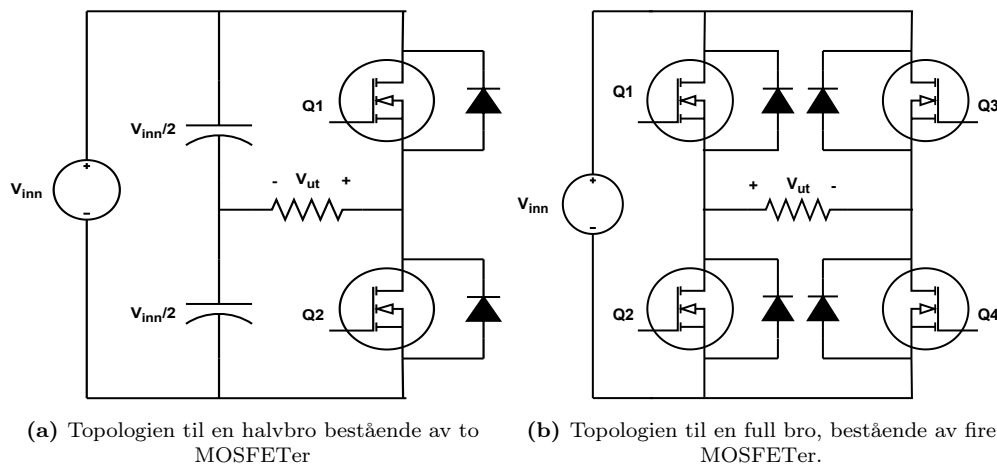
Dersom ripplestrømmen til spolen er større enn gjennomsnittstrømmen vil kretsen gå inn i Discontinuous Conduction Mode (DCM). Da vil analysen som er gjort basert på figur 3.4 og 3.5 ikke stemme. Dette er siden ripplestrømmen vil være null på et tidspunkt, som videre vil gjøre rippleen ikke lenger vil være lineær over en hel periode.

3.1.3 Fullbro DC/DC-regulator

En alternativ måte å realisere DC/DC-omforming er ved å først konvertere DC-spenning til AC-spenning, så bruke en transformator for å endre spenningen, og deretter gjøre om AC-spenningen til DC-spenning igjen. Hvordan denne omformingen vil skje, blir gått gjennom i dette kapitlet, med utgangspunkt i at ideelle komponenter brukes. For å simulere alle figurer i kapitlet, er simulink- og plects-modellene² i vedlegg A.1 og A.2 brukt.

DC til AC

Omforming fra DC til AC er typisk gjennomført ved hjelp av en halvbro eller en fullbro, som begge er illustrert i figur 3.6



(a) Topologien til en halvbro bestående av to MOSFETer (b) Topologien til en full bro, bestående av fire MOSFETer.

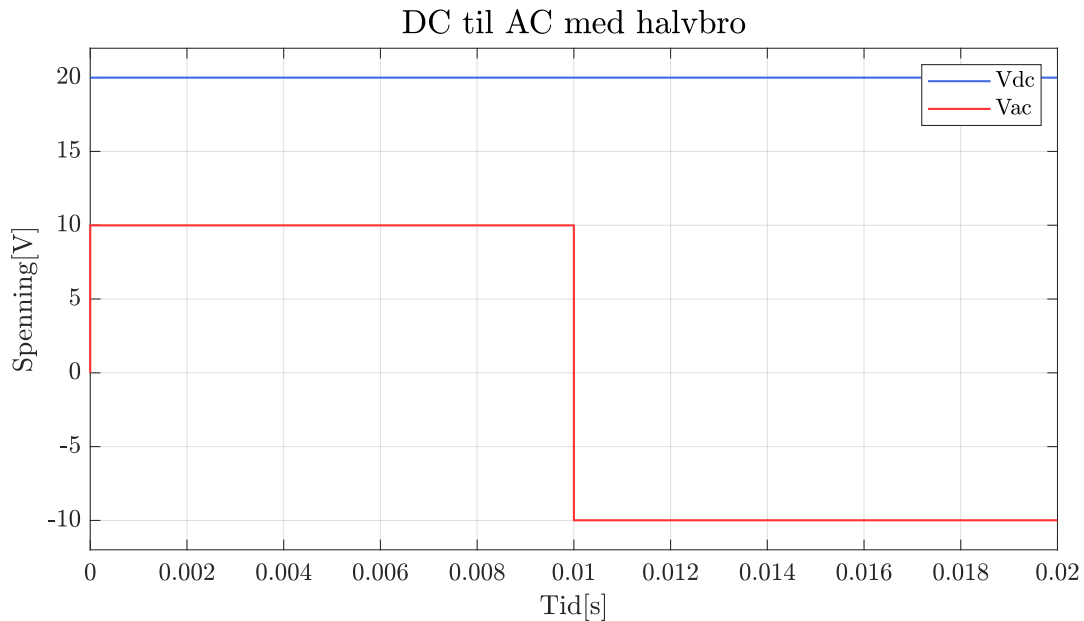
Figur 3.6: Begge topologiene som typisk brukes for å omforme DC- til AC-spenning.

Halvbroen, vist i figur 3.6a, realiserer omformingen ved hjelp av to ulike tilstander. Den første tilstanden realiseres ved å lukke MOSFET Q1 og holde Q2 åpen, slik at spenningen over utgangslasten vil bli $V_i/2$. Den andre tilstanden realiseres ved å lukke Q2 og holde Q1 åpen, slik at spenningen

²Plects er en betalt tilleggsfunksjon til MatLab som er spesielt designet for å simulere kraftelektronikk

3.1 Spenningsregulatorer

ut blir $-V_i/2$. Dermed oppnår man en spenning som vil veksle mellom $V_{inn}/2$ og $-V_{inn}/2$, slik som er vist i 3.7.

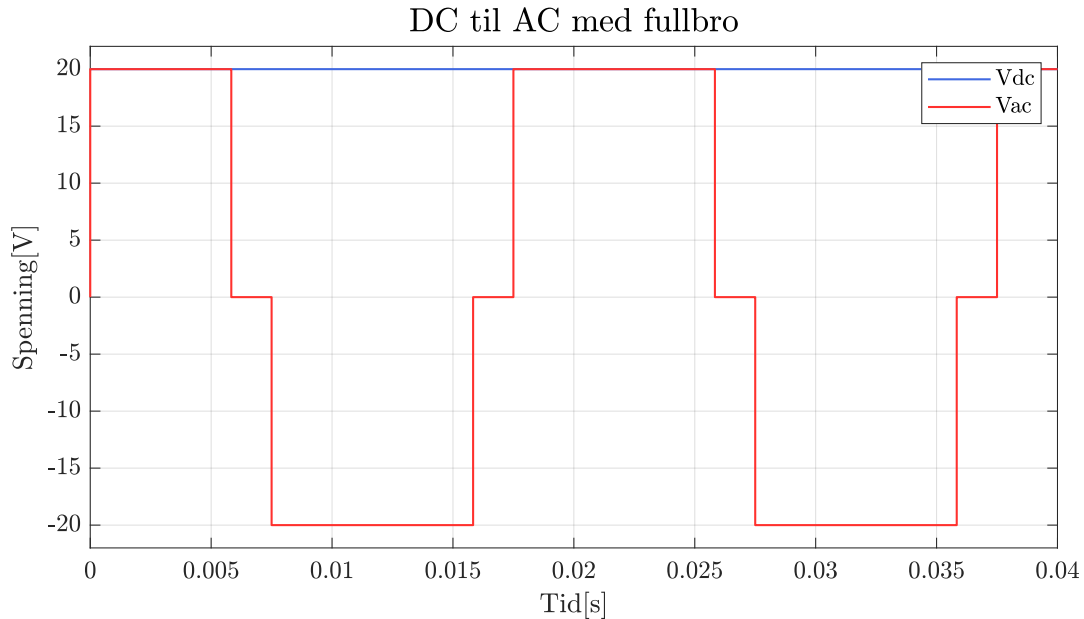


Figur 3.7: Eksempel på utgangsspenning (rød) som kan realiseres ved hjelp av en halvbro, med en inngangsspenning (blå).

Frekvensen til utgangssignalet kan varieres ved å øke eller senke svitsjefrekvensen på MOSFET-ene, mens hvor stor andel $V_{inn}/2$ og $-V_{inn}/2$ utgjør, kan endres ved å bestemme hvor stor del hver av tilstandene utgjør av den totale perioden.

Den andre topologien som typisk brukes til å realisere omformingen er en fullbro, vist i figur 3.6b. I motsetning til halvbroen, kan fullbroen realisere en ekstra tilstand som gir nullspenning ved utgangen. Denne realiseres enten ved å lukke Q1 og Q3 samtidig, og holde Q2 og Q4 åpen, eller ved å lukke Q2 og Q4, mens Q1 og Q3 er åpen, slik at spenningspotensialet på hver side av lasten vil være den samme. Den positive spenningen realiseres ved å lukke Q1 og Q4 samtidig, mens Q2 og Q3 er åpne, slik at spenningspotensialet blir V_{inn} over lasten. Den negative spenningen realiseres ved å lukke Q3 og Q2, mens Q4 og Q1 er åpne, slik at spenningen over lasten blir $-V_{inn}$. Dermed kan man realisere et signal slik som i figur 3.8.

3.1 Spenningsregulatorer

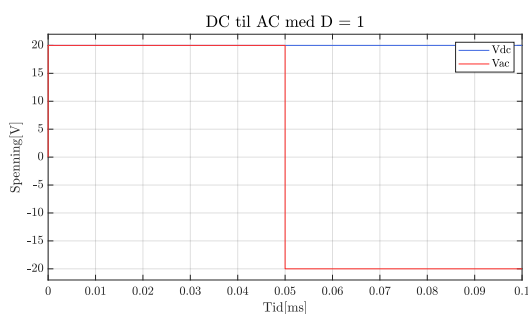


Figur 3.8: Eksempel på utgangsspenning (rød) som kan realiseres ved hjelp av en fullbro, med en inngangsspenning (blå).

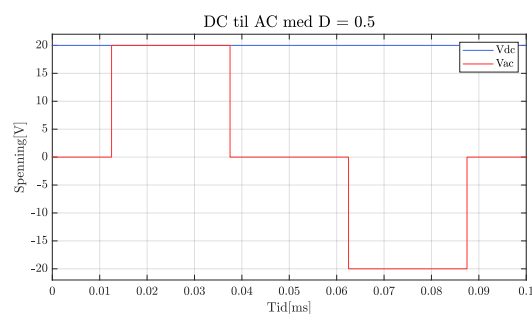
På lik linje med halvbroen kan fullbroen endre frekvensen på utgangsspenningen ved å endre frekvensen som man styrer MOSFET-ene med.

Den første fordelen med en fullbro er at den maksimale inngangsspenningen kan realiseres på utgangen, i motsetningen til halvbroen hvor man kun får halvparten av inngangsspenningen på utgangen.

Den andre fordelen er med fullbroen er muligheten for nullspenningen. Ved å modulere driftsyklusen til den negative og positive spenningen kan den perioden hvor spenningskilden supplerer reguleres. Dermed kan signaler slik som er vist i figur 3.9 realiseres, hvor figur 3.9a har en driftsyklus på 1, mens figur 3.9b har en driftsyklus på 0.5.



(a) DC til AC omforming ved hjelp av en fullbro med en driftsyklus på 1



(b) DC til AC omforming ved hjelp av en fullbro med en driftsyklus på 0.5

Figur 3.9: Utgangsspenninger med ulik driftsyklus, som kan realiseres ved kontrollering

Dette er en fordel fordi man enkelt kan variere pulsbredden på utgangen, som vil være med å

3.1 Spenningsregulatorer

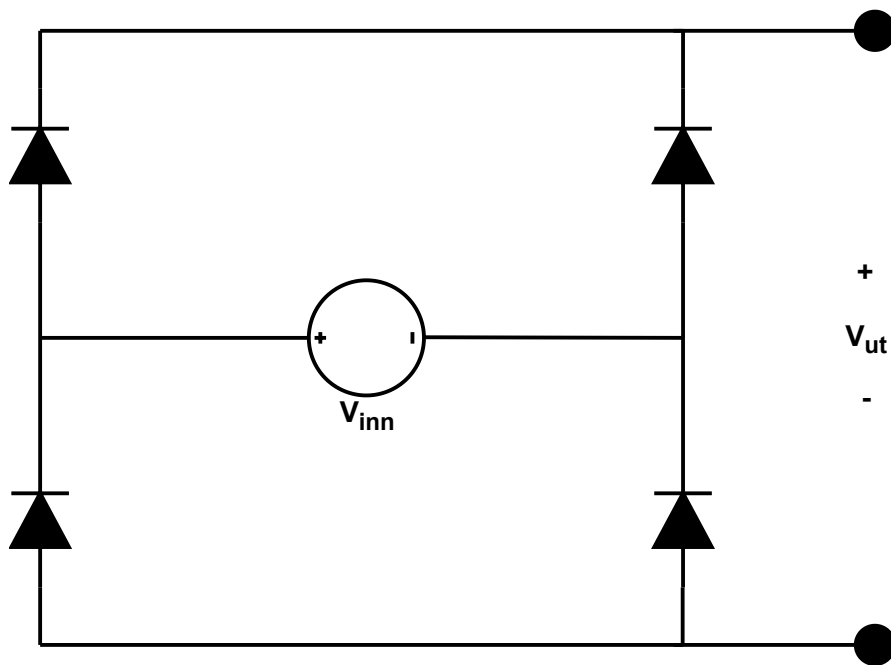
bestemme utgangsspenningen fra DC/DC regulatoren.

Den AC-spenningen som da genereres ved hjelp av styring på de to topologiene går deretter gjennom en transformator, slik at spenningen kan økes eller senkes etter vikleingsforholdet i transformatoren. Spenningen som kommer ut av transformatoren er gitt av ligning 3.36, hvor N_1 er antall viklinger på inngangssiden, og N_2 er antall viklinger på utgangssiden.

$$V_{ut,transformator} = \frac{N_2}{N_1} V_{inn} \quad (3.36)$$

AC til DC

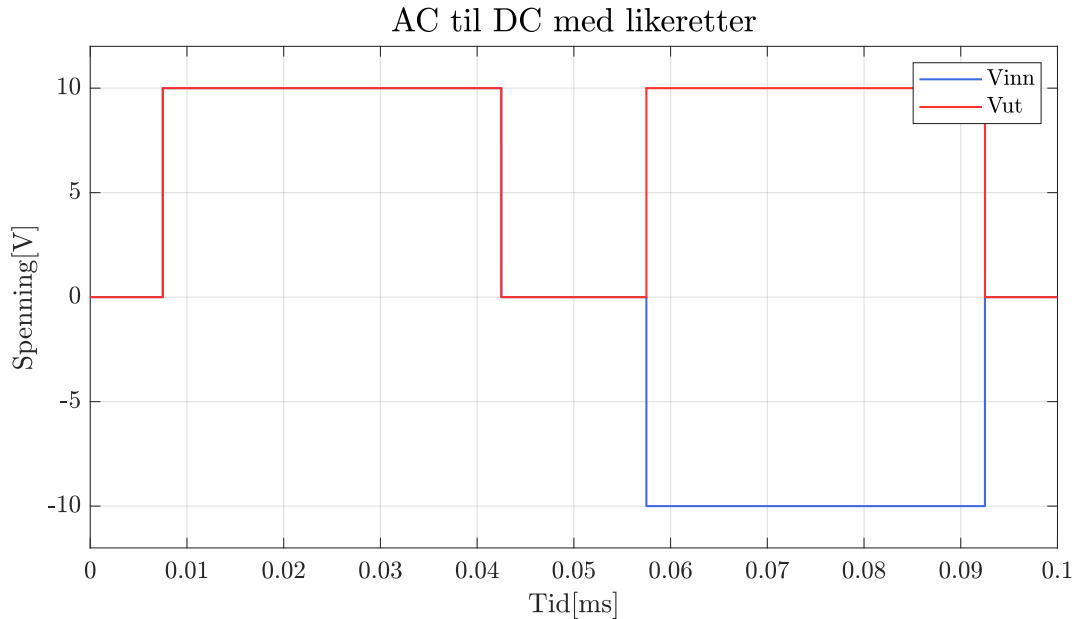
For å konvertere spenningen tilbake fra AC til DC, kan en fullbro-likere tter brukes, hvor topologien er vist i figur 3.10.



Figur 3.10: Topologi for å realisere en fullbro-likere tter.

Topologien fungerer slik at den negative spenningen inverteres, mens den positive spenningen forblir den samme, slik som vist i figur 3.11.

3.1 Spenningsregulatorer



Figur 3.11: En periode av inngangsspenning (blå) og utgangsspenning (rød) fra en likeretter. I figuren er $V_{ut,transformator} = V_{inn}$.

Den gjennomsnittlige utgangsspenningen kan finnes ved å integrere over en hel periode og dele på den totale perioden, som vist i ligning 3.37.

$$\bar{V}_{ut} = \frac{1}{T} \int_0^T V_{ut,transformator} dt \quad (3.37)$$

Dette gir forholdet mellom gjennomsnittlig spenning og spenning fra transformatoren vist ved uttrykk 3.38, hvor D er gitt ved ligning 3.39.

$$\bar{V}_{ut} = D \cdot V_{ut,transformator} \quad (3.38)$$

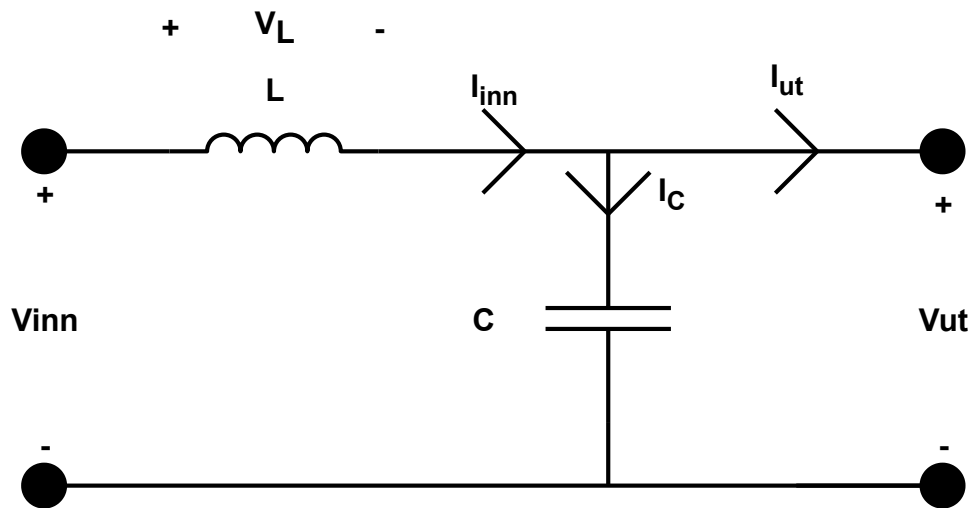
$$D = \frac{T_{paa}}{T} \quad (3.39)$$

DC-filter

Utgangsspenningen (Rød) som kommer fra likeretteren, vist i figur 3.11, vil variere mellom den maksimale inngangsspenningen og null. Denne spenningen vil inneholde mange harmoniske frekvenser, som ikke er optimalt, blant annet fordi det medfører unødvendig slitasje for det som skal forbruke utgangseffekt, i tillegg til at kretsen kan oppføre seg uforutsigbart [20].

3.1 Spenningsregulatorer

Dette kan løses ved hjelp av et DC-filter[21]. En enkel topologi for et slikt filter er et LC-lavpassfilter, slik som vist i figur 3.12.



Figur 3.12: DC-filtertopologi

Komponentstørrelsene som brukes i filteret kan da designes utifra ripple på strøm og spenning for komponentene, slik som for Buck-regulator forklart i underkapittel 3.1.2. For å finne sammenhengen mellom induktansen og ripplestrømmen starter man med å sette opp spenningen over spolen. Den er gitt ved:

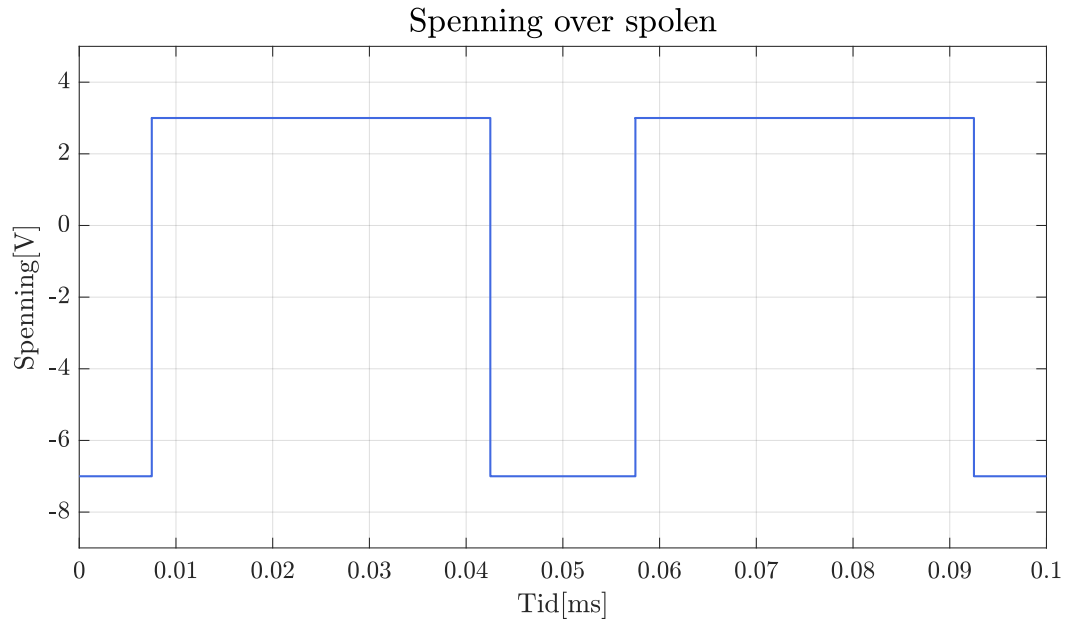
$$V_L = V_{inn} - V_{ut} \quad (3.40)$$

På lik linje som for analysen av en Buck-regulator må spenningen til spolen i stasjonærtilstand over en periode være lik null, for at kretsen skal være stabil. Dette gir forholdet i uttrykk 3.41.

$$\int_0^T V_L dt = 0 \quad (3.41)$$

For å finne spenningen over spolen tas det utgangspunkt i inngangsspenningen på filteret er den samme som utgangsspenningen fra fullbro-likretteren vist i figur 3.11. Ved å videre anta at utgangsspenningen er konstant, vil den være gjennomsnittsspenningen av pulsen, som er på 7 V. Basert på ligning 3.40 og 3.41 vil da spenningen over spolen se ut som i figur 3.13.

3.1 Spenningsregulatorer



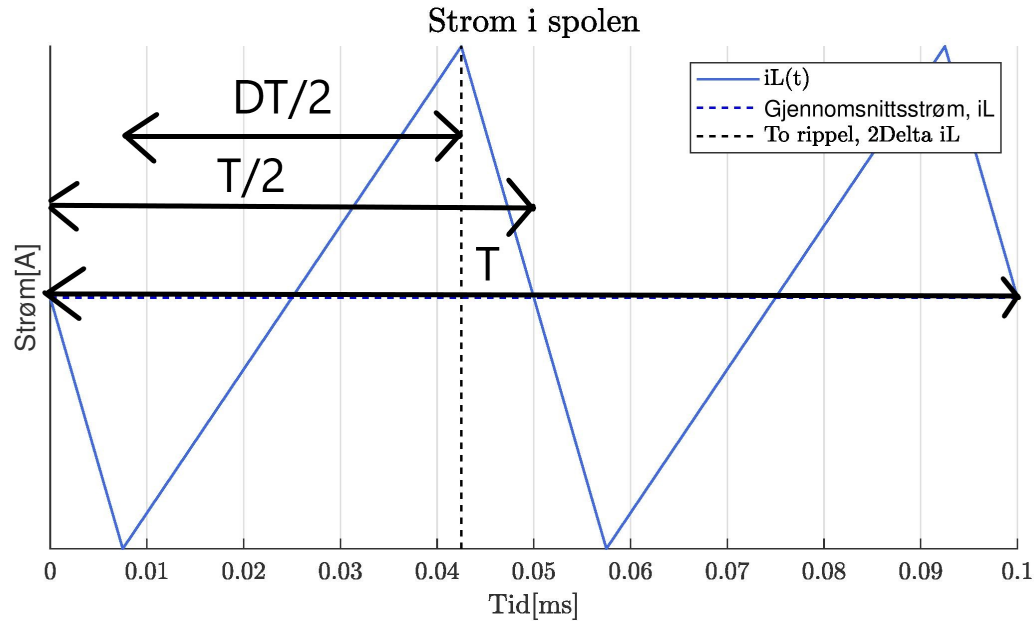
Figur 3.13: Spenningen over spolen.

Videre kan strømmen gjennom spolen finnes ved hjelp av den dynamisk ligningen til spolen, vist i ligning 3.42. Siden spenningen er konstant 3 V og -7 V, vil spolestrømmen lineært variere, da den er integrert.

$$i_L(t) = \frac{1}{L} \int_0^t V_L(\tau) d\tau + i_L(0) \quad (3.42)$$

Dette vil altså si at spolestrømmen kan illustreres som i figur 3.14.

3.1 Spenningsregulatorer



Figur 3.14: Strømmen i spolen med en blå stiplet linje, som viser gjennomsnittstrømmen, den svarte stiplet linje som viser to ganger rippleen i strømmen for spolen, og oppdeling av den totale perioden.

Fra figur 3.14 ovenfor kan også strømmen skrives som summen av en gjennomsnittlig strøm og en ripple, slik som er vist i ligning 3.43.

$$i_L(t) = i_L + \Delta i_L(t) \quad (3.43)$$

Ved å sette ligning 3.42 inn i ligning 3.43, får man sammenhengen mellom spenningen over spolen og ripplestrømmen nedenfor.

$$\Delta i_L(t) = \frac{1}{L} \int_0^t V_L(\tau) d\tau \quad (3.44)$$

Den totale rippleen kan finnes ved å integrere spenningen for den ene pulsbredden. Perioden som dette vil utgjøre er halvparten av den totale perioden ganget med driftsyklusen, slik som illustert i figur 3.14. Spenningen som er gjeldene for denne perioden er $V_{inn} - V_{ut}$. Dermed kan rippleen uttrykkes som i ligning 3.45. Rippleen er her satt med hensyn på gjennomsnittsstrømmen, derav $2\Delta i_L$.

$$2\Delta i_L = \frac{1}{L} \int_0^{DT/2} (V_{inn} - V_{ut}) dt \quad (3.45)$$

3.1 Spenningsregulatorer

Integralet ovenfor kan løses ved å se på spenningen over spolen, vist i figur 3.13. Spenningspulsen vil forme et kvadrat med høyde $V_{inn} - V_{ut}$ og en bredde på $DT/2$. Siden integralet er arealet under denne spenningsrippelen, kan det da løses som i ligning 3.46.

$$\int_0^{DT/2} (V_{inn} - V_{ut}) dt = \frac{(V_{inn} - V_{ut})DT}{4} \quad (3.46)$$

Ved å kombinere ligning 3.45 og 3.46 får man da uttrykket vist i ligning 3.47.

$$\Delta i_L = \frac{(V_{inn} - V_{ut})DT}{4L} \quad (3.47)$$

Kondensatoren kan designes ved hjelp av å sette en ønsket rippelspenning over kondensatoren. Sammenheng mellom kondensatoren og rippelspenning kan finnes ved å sette opp KCL for strømmen i kondensatoren, som vist i ligning 3.48.

$$i_c = i_L - i_{ut} \quad (3.48)$$

Summen av kondensatorstrømmen over en periode i stasjonært tilstand må være null, for at spenningen skal være stabil, som gir uttrykket i ligning 3.49.

$$\int_0^T i_c(t) dt = 0 \quad (3.49)$$

Ved å bruke den dynamiske ligningen til kondensatoren, vist i ligning 3.50, kan forholdet mellom strømmen og spenningen tas i bruk, som kan skrives som en sum av en DC-spenning og en varierende rippelspenning.

$$v_c(t) = \frac{1}{C} \int_0^t i_c(\tau) d\tau + v_c(0) = v_c + \Delta V_c(t) \quad (3.50)$$

I stasjonært tilstand er gjennomsnittstrømmen i spolen den samme som utgangsstrømmen, som gir sammenhengen i ligning 3.51.

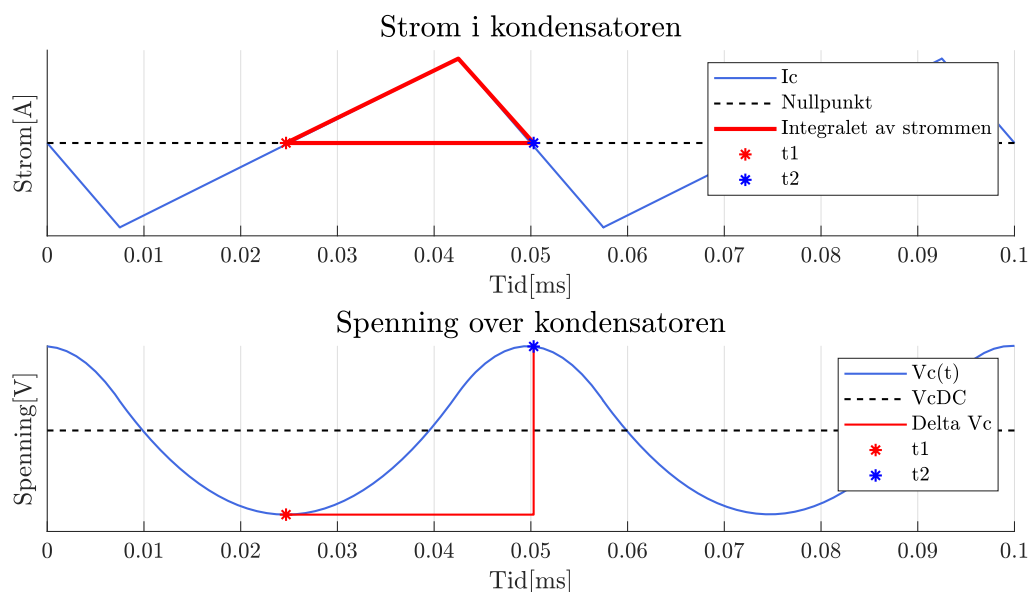
$$i_{ut} = \bar{i}_L \quad (3.51)$$

3.1 Spenningsregulatorer

Strømmen i spolen ble beskrevet som summen av en DC-strøm og en ripplestrøm, fra ligning 3.43. Ved å kombinere denne med KCL-en til kondensatoren i ligning 3.48, får man at strømmen i kondensatoren må være gitt av ligning 3.52.

$$i_c(t) = \Delta i_L(t) \quad (3.52)$$

Fra analysen av spolen observeres det at rippleen vil variere lineært, så strømmen i kondensatoren kan illustreres med øverste plottet i figur 3.15.



Figur 3.15: Strømmen i kondensatoren (øverste figur) sammen med trekanten brukt for å beregne kondensator rippleen (rød trekant), spenningen (nederste figur), gjennomsnittsspenningen i kondensatoren (svart stiplet linje) og ripple-spenningen (rød linje). Punktene er tiden hvor strømmen krysser over null og ned under null, som er t_1 og t_2 . Punktene merker også starten og slutten på spenningsrippleen.

Fra den dynamiske ligningen til kondensatoren, ligning 3.50, er spenningen over kondensatoren gitt som den integrerte av ripplestrømmen. Dermed må spenningen variere slik som er vist i nederste plot i figuren ovenfor.

Perioden til en spenningsripple er den samme som tiden fra strømmen krysser nullpunktet t_1 , til den krysser under nullpunktet på nytt, t_2 , som begge to er vist i plottene. Dermed kan altså den totale rippleen beskrives ved hjelp av den dynamiske ligningen til kondensatoren, ligning 3.50, som integralet vist i ligning 3.53. Spenningsrippleen nedenfor er satt med hensyn på gjennomsnittsspenningen, derav $2\Delta V_c$.

$$2\Delta V_c = \frac{1}{C} \int_{t_1}^{t_2} i_c dt \quad (3.53)$$

3.1 Spenningsregulatorer

Den røde trekanten i øverste plot i figur 3.15 tilsvarer integralet fra t_1 til t_2 , hvor høyden på integralet er Δi_L . Størrelsen på denne trekanten må være den samme over og under nullpunktet, for at spenningen skal være stabil over en periode. Dette betyr at trekanten utgjør halvparten av perioden fra 0 til 0.05 . Perioden fra 0 til 0.05 er igjen halvparten av den totale periode, siden en full periode vill inneholde to pulser. Dette betyr at generelt vil lengden på trekanten være $T/4$. Da er arealet til trekanten, som også er integralet, gitt av ligning 3.54.

$$\int_{t_1}^{t_2} i_c dt = 0.5 \cdot \frac{T}{4} \cdot \Delta i_L \quad (3.54)$$

Ved å sette løsningen for integralet inn i ligning 3.53, får man at sammenhengen er gitt av ligning 3.55.

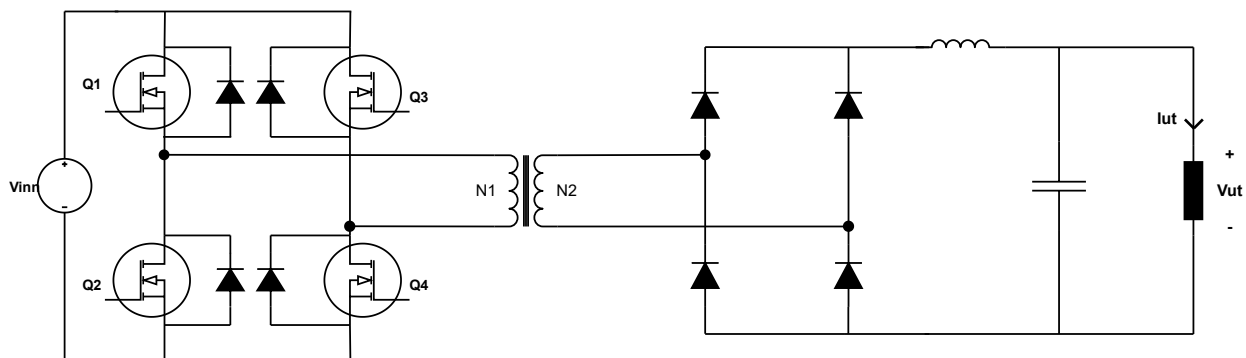
$$2\Delta V_c = \frac{\Delta i_L \cdot T}{8C} \quad (3.55)$$

Dermed kan ligningen løses med hensyn på rippelspenningen, rippelstrømmen kan byttes med sammenhengen i ligning 3.47, som gir sammenhengen mellom rippelspenningen og kondensatorverdien gitt av ligning 3.56.

$$\Delta V_c = \frac{(V_{inn} - V_{ut})DT^2}{64LC} \quad (3.56)$$

DC/DC-fullbro-regulator

Ved å sette sammen alle de tidligere forklarte topologien som vist i figur 3.16, kan en DC/DC-fullbro-regulator bli realisert.



Figur 3.16: Topologi for en fullbro DC til DC regulator.

3.1 Spenningsregulatorer

Ved å sette sammen ligning 3.38 og 3.36 får man et forhold mellom utgangsspenningen og inngangsspenningen slik som vist i ligning 3.57.

$$V_{ut} = \frac{N_2}{N_1} D \cdot V_{inn} \quad (3.57)$$

For å kalkulere utgangsverdiene til filterkomponentene er ligning 3.47 og 3.56 kombinert med ligning 3.36 brukt, slik at den totale formelen for komponentene med hensyn på inngang- og utgangsspenningen kan kalkuleres ved å bruke ligning 3.58 og 3.59.

$$L = \frac{(\frac{N_2}{N_1} V_{inn} - V_{ut}) DT}{4 \Delta i_L} \quad (3.58)$$

$$C = \frac{(\frac{N_2}{N_1} V_{inn} - V_{ut}) DT^2}{64 L \Delta V_c} \quad (3.59)$$

For å verifisere at analysen stemmer er den fulle kretsen simulert. Simuleringen tar utgangspunkt i følgende verdier:

- Inngangsspenning, V_{inn} : 20 V
- Viklingsforhold på transformatoren: $N_1 = 2$, $N_2 = 1$
- Driftsykel, D : 0.7
- Svitsjefrekvens på MOSFET-er, f_{sw} : 10 kHz
- Motstand, R : 0.5 Ω
- Strømripping på spole, $\Delta i_L = 0.05 \cdot i_L$
- Spenningsripping, $\Delta V_C = 0.05 \cdot V_{ut}$

For å beregne komponentene som trengs, må perioden og utgangsspenningen kalkuleres. Perioden er gitt av ligning 3.60, som gir 0.1 ms. Utgangsspenningen finnes ved hjelp av ligning 3.57, som gir 7 V, vist i ligning 3.61.

$$T = \frac{1}{f_{sw}} = \frac{1}{10^4} = 0.1ms \quad (3.60)$$

$$V_{ut} = 0.7 \cdot \frac{1}{2} \cdot 20 = 7V \quad (3.61)$$

3.1 Spenningsregulatorer

Videre vil dette si at ønsket spenningsrippel er på 0.35 V. Med en 0.5Ω last gir dette en strøm på 14 A. Den gjennomsnittlige strømmen over en periode er den samme som for lasten, som gir at ønsket rippelstrømmen er 0.7 A.

Dermed kan også induktansen og kapasitansen regnes ut ved hjelp av ligning 3.58 og 3.59. Dette gir en induktans på $75 \mu\text{H}$, vist i ligning 3.62, og en kapasitans på $12.5 \mu\text{F}$, vist i ligning 3.63.

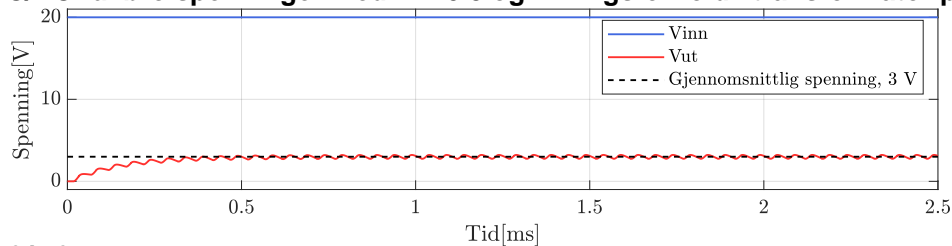
$$L = \frac{(\frac{1}{2} \cdot 20 - 7) \cdot 0.7 \cdot 10^{-4}}{4 \cdot 0.7} = 75 \mu\text{H} \quad (3.62)$$

$$C = \frac{(\frac{1}{2} \cdot 20 - 7) \cdot 0.7 \cdot (10^{-4})^2}{64 \cdot 75 \cdot 10^{-6} \cdot 0.35} = 12.5 \mu\text{F} \quad (3.63)$$

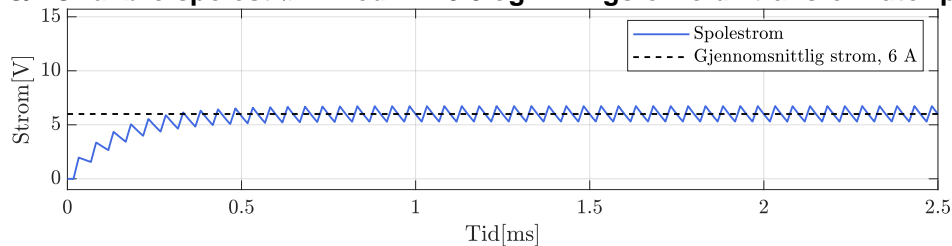
Ved å simulere kretsen og variere puls-bredden kan formel 3.57 verifiseres. Resultatet av denne simuleringen er vist i figur 3.17.

3.1 Spenningsregulatorer

DC/DC-fullbro spenninger med $D = 0.3$ og viklingsforhold i transformator på 2:1

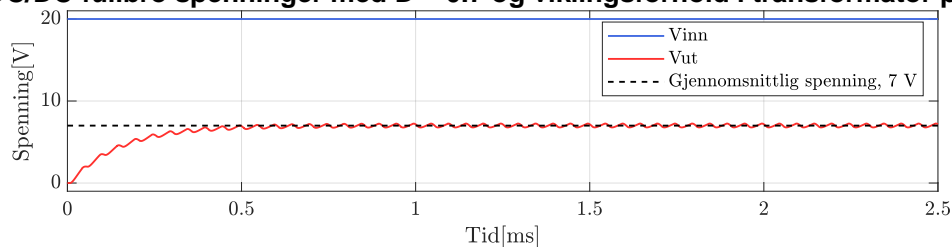


DC/DC-fullbro spolestrøm med $D = 0.3$ og viklingsforhold i transformator på 2:1

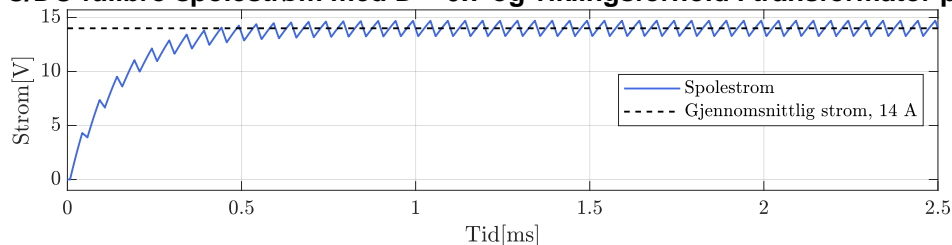


(a) Inngang (blå) og utgangsspenning (rød) i øverste figur med en puls-bredde på 0.3 og viklingsforhold 2:1. Resulterende spolestrøm er vist nedre figur.

DC/DC-fullbro spenninger med $D = 0.7$ og viklingsforhold i transformator på 2:1



DC/DC-fullbro spolestrøm med $D = 0.7$ og viklingsforhold i transformator på 2:1



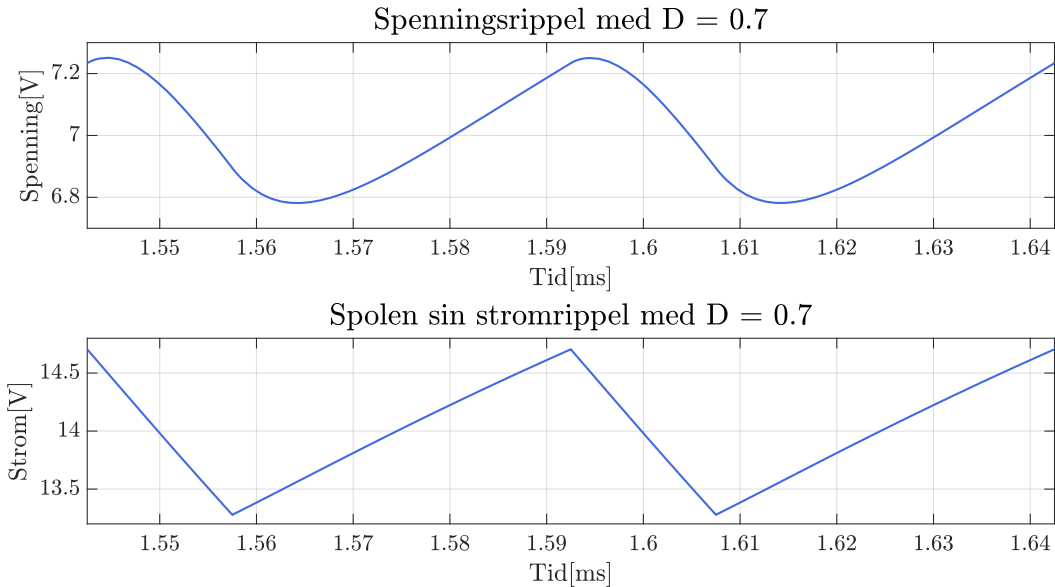
(b) Inngang (blå) og utgangsspenning (rød) i øverste figur med en puls-bredde på 0.7 og viklingsforhold på 2:1. Resulterende spolestrøm er vist i nedre figur.

Figur 3.17: Resultat av en DC til DC med fullbro og utgangsspenningskontroll ved hjelp av puls-bredde forklart i 3.1.3

Figur 3.17a har en driftssyklus på 0.3, noe som resulterer i en utgangsspenning på 3 V, mens figur 3.17b har en driftssyklus på 0.7, som resulterer i en utgangsspenning på 7 V. Begge disse resultatene stemmer overens med ligning 3.57.

Ved å simulere DC/DC-omformeren med kalkulerede komponentverdier, får man resultatet i figur 3.18.

3.1 Spenningsregulatorer



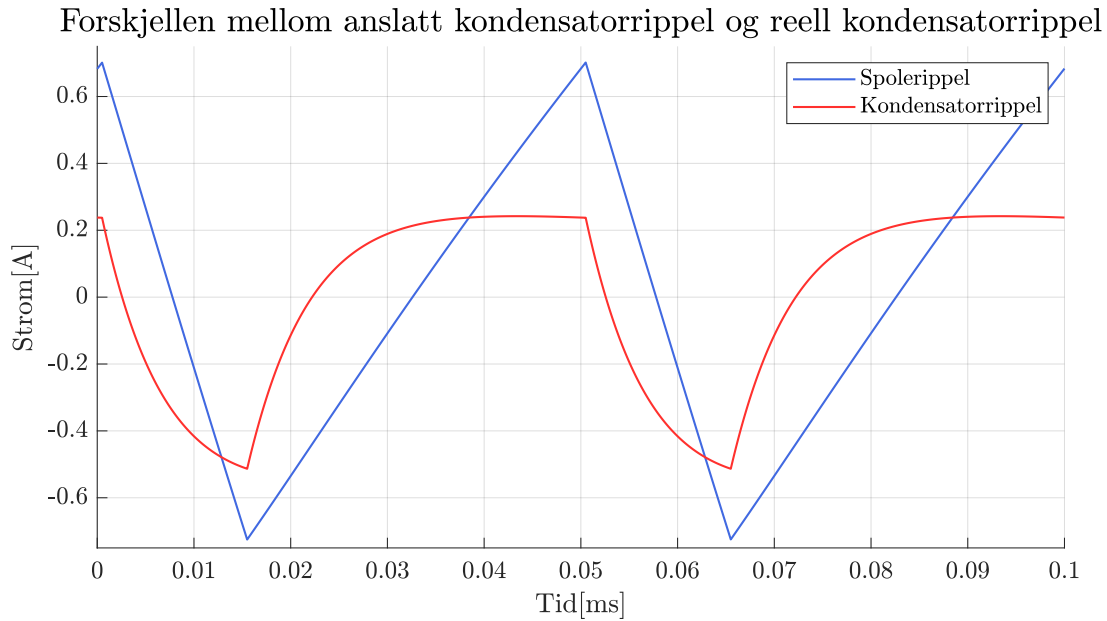
Figur 3.18: Resulterende rippelspenning og rippelstrøm ved bruk av komponenter kalkulert med ligning 3.58 og 3.59.

Dette viser en strømrippel på 0.7 A og en spenningsrippel på 0.25 V, noe som stemmer veldig godt med verdiene brukt til å kalkulere filterkomponentene, som videre viser at formlene stemmer.

Årsaken til at reelle rippelspenningen er lavere enn den anslåtte rippelspenningen på 5%, som tilsvarer 0.35 V rippel, og er fordi utledningen tar utgangspunkt i at utgangsstrømmen er konstant, som gir at strømrippel i kondensatoren skal være den samme som den for spolen. Dette gjelder kun når lasten på utgangen er uendelig stor, som tilsvarer en åpen krets. Når motstanden ikke er uendelig stor, vil lasten senke rippelen, siden den vil lede en høyere strøm når spenningen er over gjennomsnittsspenningen, og en lavere strøm når den er under gjennomsnittsspenningen. Dette vil videre senke variasjonen i strømmen til kondensatoren. Siden strømrippelen minker, vil også spenningsrippelen minke, siden arealet under strømrippelkurven minker.

Dette er også illustrert i figur 3.19, som viser den anslåtte rippestrømmen for kondensatoren, som ble evaluert til å være den samme som rippelstrømmen til spolen, og den reelle rippelstrømmen til kondensatoren

3.1 Spenningsregulatorer



Figur 3.19: Sammenligning av strømrippelen til spolen (blå), som var den anslåtte strømrippelen til kondensatoren og den reelle strømrippelen til til kondensatoren.

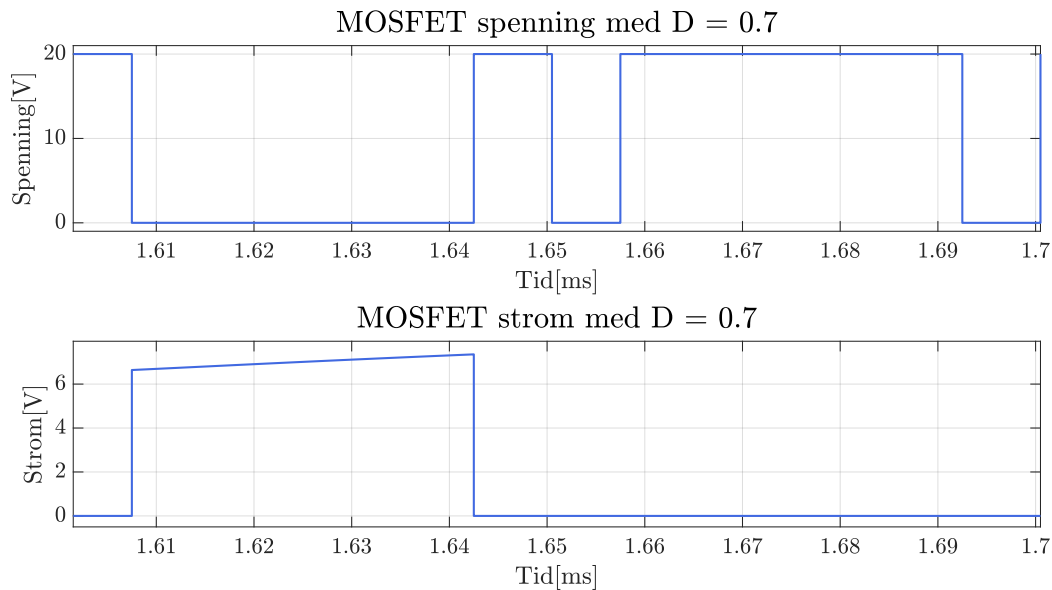
Videre kan den maksimale spenningen som halvlederene verifiseres. Den maksimale spenningen som MOSFET-ene må kunne blokkere, er inngangsspenningen, V_{inn} . Samtidig trengte de å kunne lede strømmen som går på venstre side av transformatoren. Denne vil være den samme som spolestrømmen, men viklingsjustert, da det er før transformatoren. Dette gir at MOSFET-ene må velges utifra ligning 3.64 og 3.65.

$$V_{MOSFET,max} \geq V_{inn} \quad (3.64)$$

$$i_{MOSFET,max} \geq \frac{N_2}{N_1} \left(i_o + \frac{(\frac{N_2}{N_1} V_{inn} - V_{ut})DT}{4L} \right) \quad (3.65)$$

For eksempelet vil dette si at maksimalspenningen skal være på 20 V, mens maksimalstrømmen skal være på 7.35 A. Dette kan også vises at stemmer ved simulering, som vist i figur 3.20.

3.1 Spenningsregulatorer



Figur 3.20: Spenning (øverste figur) og strøm (nederste figur) for MOSFET-ene i fullbroen.

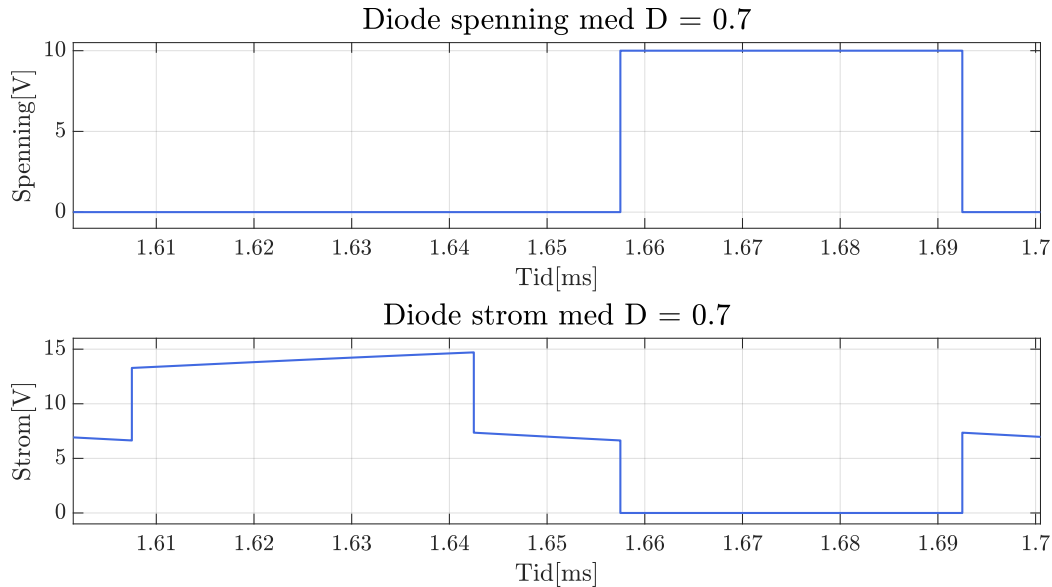
Diodene må derimot kunne lede utgangsstrømmen pluss rippelen, mens de må kunne blokkere inngangsspenningen justert for viklingsforholdet til transformatoren. Dermed må diodene designes etter ligning 3.66 og 3.67.

$$V_{Diode,max} \geq \frac{N_2}{N_1} V_{inn} \quad (3.66)$$

$$i_{Diode,max} \geq i_o + \frac{(\frac{N_2}{N_1} V_{inn} - V_{ut})DT}{4L} \quad (3.67)$$

I simuleringen tilsier dette at maksimalspenningen over diodene skal være på 10 V, mens maksimalstrømmen skal være på 14.7 A. Strøm- og spenningskravene som behøves for diodene er bekreftet ved simulering, som vist i figur 3.21.

3.1 Spenningsregulatorer



Figur 3.21: Spenning (øverste figur) og strøm (nederste figur) for diodene i fullbro-liketterten.

På lik linje med analysen for en Buck-regulator er også denne analysen kun gjeldene ved CCM. Dette vil si når gjennomsnittsstrømmen i spolen er høyere enn rippelspenningen. Dette vil altså si analysen er gjeldende når kretsen er i innenfor spekteret vist i ligning 3.68.

$$\bar{i}_{ut} \geq \Delta i_L \quad (3.68)$$

Dette kommer av at antagelsene om at strømmen gjennom spolen varierer lineært over en periode, knyttet til analyse av DC-filteret, ikke lenger vil holde, da strømmen gjennom spolen vil være null i en periode. Dersom ripplestrømmen blir for høy sammenlignet med utgangsstrømmen, vil kretsen operere i DCM. Analysen er også en stasjonærtilstand analyse, som vil si at den ikke tar hensyn til transientene før stasjonærtilstand er oppnådd.

For å finne den minste rent resistive lasten som omformerer kan operere med, før den går inn i DCM, kan uttrykket i ligning 3.58 subsidieres med Δi_L . Dette gir ulikeheten nedenfor.

$$\frac{V_{ut}}{R} \geq \frac{(\frac{N_2}{N_1} V_{inn} - V_{ut})DT}{4L} \quad (3.69)$$

Videre kan denne løses med hensyn på mostanden, R , som ulikeheten i ligning 3.70.

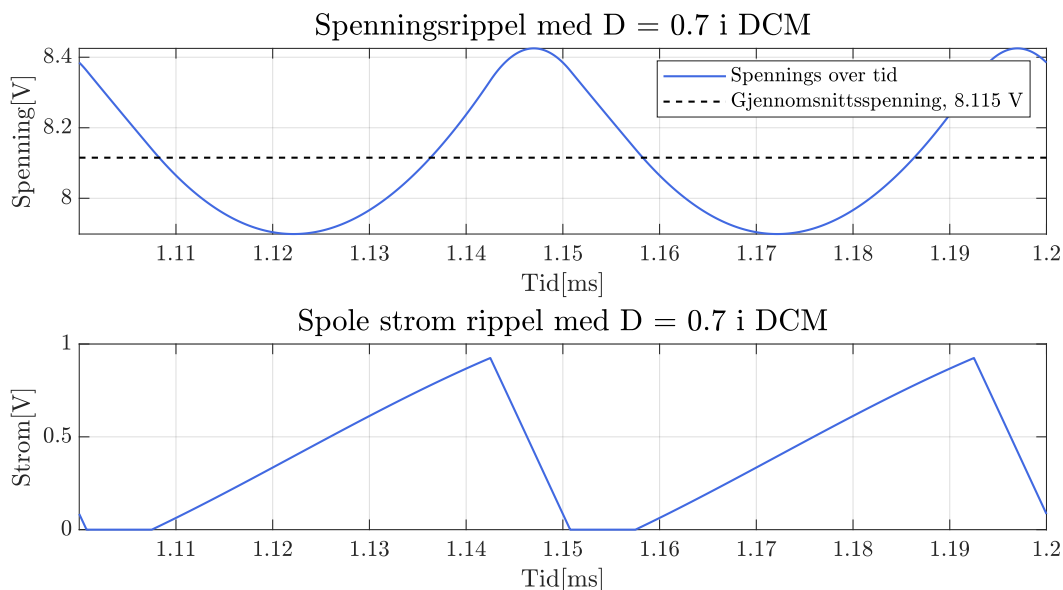
$$R \leq \frac{4V_{ut} \cdot L}{(\frac{N_2}{N_1} V_{inn} - V_{ut})DT} \quad (3.70)$$

3.1 Spenningsregulatorer

Dette kan også verifiseres ved å hjelp av simulering. Ved å ta utgangspunkt i verdiene brukt for i simuleringene ovenfor blir minste lasten som omformerer kan operere før den går i DCM på 10Ω , vist i ligning 3.71.

$$R \leq \frac{4 \cdot 7 \cdot 75 \cdot 10^{-6}}{(\frac{1}{2} \cdot 20 - 7) \cdot 0.7 \cdot 10^{-4}} = 10 \Omega \quad (3.71)$$

Ved å øke lasten fra 0.5Ω til 20Ω får en da resultatet vist i figur 3.22. Simuleringen viser at med en last på 20Ω går kretsen i DCM, da strømmen i en periode vil være null, vist i nederste plot. Den viser også at ligning 3.57, som beskriver utgangsspenning med en gitt driftssyklus, ikke vil stemme. Gjennomsnittlig utgangsspenning blir på 8.115 V mot ønsket spenning på 7 V fra simuleringene tidligere. I tillegg vil det være en ulik spenningsrippel på oversiden og undersiden, med en rippel på 0.31 V over gjennomsnittsspenningen, og 0.217 V under gjennomsnittsspenningen.



Figur 3.22: Spennings- og strømrippel når DC/DC-fullbro-omformerer opererer i DCM. Med en 20Ω last på utgangen får en da en gjennomsnittsspenning på 8.115 V med en rippel på 0.31 V over og 0.217 V under gjennomsnittsspenningen.

3.1.4 Sammenligning av regulatorer

De tre ulike regulatorer som er blitt beskrevet i underkapittel 3.1.1, 3.1.2 og 3.1.3 har ulike fordeler og ulemper[22], [23]. Disse er listet opp i tabell 3.2.

3.2 Valg av spenningsregulatorer

regulator type	Fordeler	Ulemper
Lineær regulator	<ul style="list-style-type: none">• Lav ripplestrøm og rippelspenning• Enkel og billig	<ul style="list-style-type: none">• Høyt effekttap
DC/DC Buck-regulator	<ul style="list-style-type: none">• Høy effektivitet• Enkel topologi	<ul style="list-style-type: none">• Støyinduserende
Fullbro DC/DC	<ul style="list-style-type: none">• Halvert svitsjefrekvens mot Buck-regulator• Lavere terskelverdier for halvlederene• Høy effektivitet v/ høy effekt pga transformator• Galvanisk skille pga transformator	<ul style="list-style-type: none">• Støyinduserende• Komplisert topologi• Komplisert styring

Tabell 3.2: Fordeler og ulemper med de tre topologiene som er blitt evaluert for kraftforsyning. Hentet fra [22], [23]

3.2 Valg av spenningsregulatorer

Årets ROV har bruk for flere ulike spenninger. ROV-en skal ha thrustere som operer på 12 V, en manipulator med motorer som behøver 12 V, en mini-PC drives på 19 V og 5 V for mikro-kontrollere og annen mindre elektronikk. Siden MCU-en kommer med regulatorer fra 5 V til 3 V, trengs ikke denne omformingen. Da denne omformingen ikke behøves, vil heller ingen lineære regulatorer bli tatt i bruk, siden det vil medføre store effekttap ved omforming fra 48 V til de nødvendige spenningene, utenom hvis den hadde blitt gjort med den omformede 5 V-spenningen, vist i tabell 3.1. Fra tidligere år så har det blitt erfart at det er lurt å ha egne spenningsregulatorer for motorene, da disse vil medføre rask endring i strømtrekket, som vil være støyinduserende.

3.2.1 Regulator for 12 V 1300 W til thrustere

ROV-en skal ha åtte thrustere som bruker 200 W hver. I tillegg behøves kjøling til elektronikken som tar i bruk forsyningen, altså regulatoren og motorkontrollene. Disse vil tilsammen bruke tre vifter. Det totale effektbudsjettet er vist i tabell 3.3.

12V manipulator forsyning	Effekt
Manipulatorer	8 x 200 W
Vifter	3 x 1 W
Total	1603 W

Tabell 3.3: Effektbudsjett for thruster forsyningen.

Det er anslått at ikke alle thrusterene vil kjøre samtidig, så full effekt for denne forsyningen vil være unødvendig. Samtidig er maksimale forsyning fra overflaten er 1440 W, så det er anslått at en 1300 W regulator vil holde. De to regulatorenene som er blitt evaluert er regulatoren som ble tatt i bruk på fjordårets ROV sin kraftforsyningsmodul, som er *ABB* sin QBVE067A0B Barracuda[24], og BMR4904318/033H[25] fra *Flex*. Sistnevnte er en DC/DC-regulator med fullbro-topologien, slik som er beskrevet i underkapittel 3.1.3. Topologien til 800 W-regulatoren er ukjent.

3.2 Valg av spenningsregulatorer



Figur 3.23: DC/DC regulatoren, BMR4904318/033H. Hentet fra [25].

Spesifikasjonene til begge regulatorene er vist i tabell 3.4.

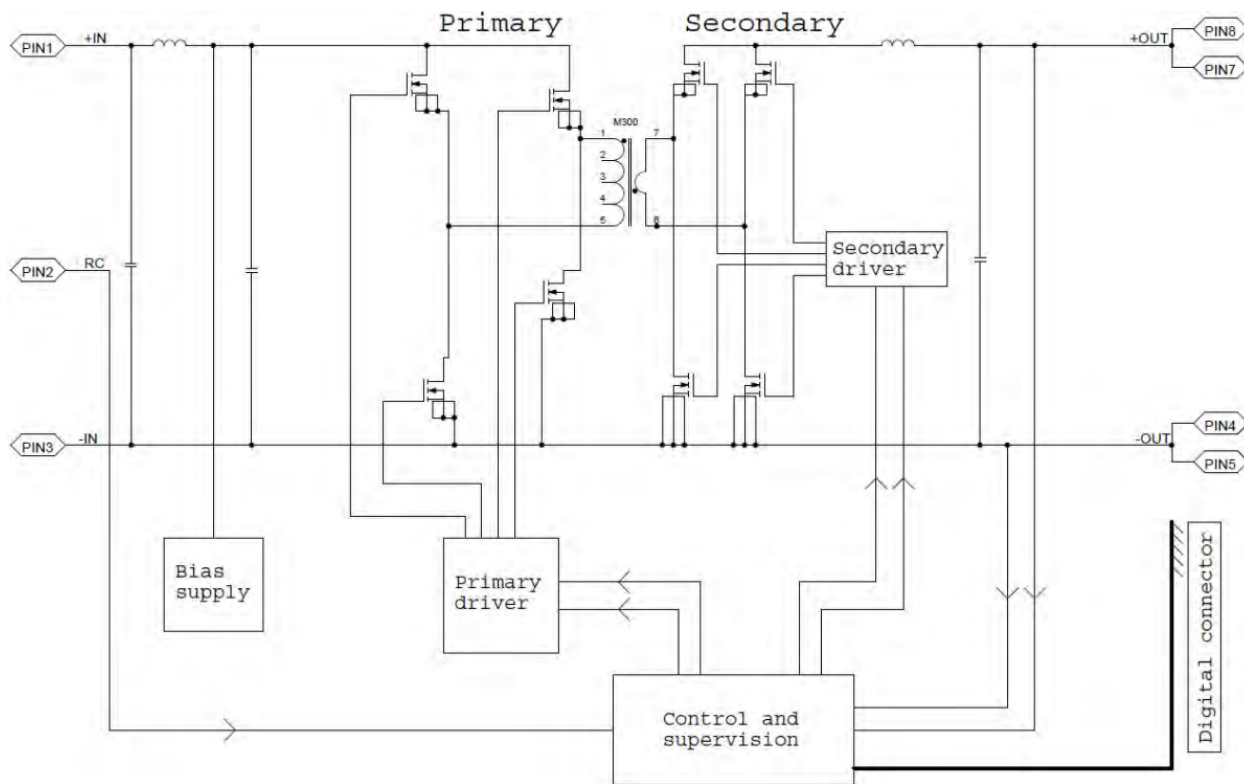
Type	Verdi	
	BMR4904318/033H	QBVE067A0B
Anbefalt inngangsspenning	40-60 V	40-60 V
Minimumsspenning (max)	36 V	37.5 V
Maksimal utgangsstrøm	139 A	67 A
Maksimal effekt	1300 W	800 W
Effektivitet ved maks effekt	97.1 %	96.1 %

Tabell 3.4: De evaluerte regulatorene til manipulatorene, og deres viktigste spesifikasjoner.

Begge regulatorene har samme anbefalte inngangsspenning på 40-60 V, men 1300 W-regulatoren har en lavere minimumsspenning på 36 V. Begge to er lavere enn det anslåtte spenningsfallet på 5.42 V, fra kapittel 2. I tillegg til en lavere minimumsspenning, har 1300 W-regulatoren høyere maksimaleffekt enn 800 W regulatoren, så for å ha mulighet til å levere lignende mengde effekten, må to stykk 800 W-regulatorer brukes. Størrelsen på de to er den samme, hvor begge er *quarter brick* størrelse, så to stykk av 800 W regulatoren vil ta mer plass. Tatt disse forskjellene i betraktning er den valgte regulatoren BMR4904318/033H, som er vist i figur 3.23.

Topologien til regulatoren er hentet fra databladet[25], og er som nevnt realisert av fullbro-topologien, slik som vist i figur 3.24.

3.2 Valg av spenningsregulatorer



Figur 3.24: BMR4904318/033H topologien, med pi-filteret på inngangen (til venstre), en fullbro, transformeren og en til fullbro, og et DC-filter på utgangen (til høyre). Hentet fra [25].

Regulatoren bruker MOSFET-er istedenfor en likeretter på lavspenningssiden, som gjør at den kan transformere både fra primær- til sekundærside, men også fra sekundær- til primærside. Dette er ikke av betydning i dette tilfellet, da den ikke skal supplere resteffekt fra thrusterene tilbake i kretsen. I tillegg til det som er beskrevet i underkapittel 3.1.3, kommer regulatoren også med pi-filter, som er et tredje ordens lavpass-filter som brukes til å filtrere bort høyfrekventstøy på inngangen[26]. Den har også et LC-utgangsfiler, slik som beskrevet i underkapittel 3.1.3. Regulatorene er ikke isolert, da både høyspennings- og lavspenningssiden bruker samme jord.

3.2.2 Regulator for 12 V 240 W til manipulatorer

Regulatoren som skal brukes til manipulatoren og annen elektronikk som behøver 12 V, har et kraftbudsjett som vist i tabell 3.5.

3.2 Valg av spenningsregulatorer

Type	Verdi
Manipulatorer	3 x 180 W
Vifte	1 W
Ekstra til annen elektronikk	50 W
Total	591 W

Tabell 3.5: Kraftbudsjett for manipulator regulatoren

ROV-en skal ta i bruk tre motorer til manipulatorarmen, men det er kun en av dem som skal kjøre av gangen. Dermed kan den totale effekten for regulatoren justeres ned til å være rundt 230 W ved å begrense styresignalet.

Det er derfor tatt i bruk DC/DC-regulator Q36SR12020 [27], som har maksimaleffekt på 240 W. Ved tidligere år har en 204 W regulator blitt tatt i bruk, som er for lavt for dette formålet, så derfor er ikke dette alternativet blitt evaluert noe videre. Regulatoren er vist i figur 3.25.



Figur 3.25: Manipulator regulatoren, Q36SR12020. Hentet fra databladet [27].

Regulatoren oppgir ikke topologien som er brukt, men det er antatt at den ikke bruker en standard Buck-regulator, da den er isolert, så det må være en annen form for regulator. De ulike topologien som dette kan være er blant annet *Forward*- [28], isolert *buck*- [29] eller en fullbro-regulator, som alle er isolerte.

Spesifikasjonene til regulatoren er gitt i tabell 3.6.

3.2 Valg av spenningsregulatorer

Type	Verdi
Inngangsspenning	18-75 V
Minimumsspenning	18 V
Utgangsspenning	12 V
Maksimal utgangsstrøm	20 A
Maksimal effekt	240 W
Effektivitet	93 %

Tabell 3.6: Spesifikasjonene til 12 V regulatoren, Q36SR12020, til manipulatorene.

Regulatoren har god margin på minimumsspenningen, hvor den kan operere stabilt på en inngangsspenning på minst 18 V. Maksimal effekt er på 240 W, som er større enn de 230 W-ene som er ønsket. I tillegg opererer den på en relativt høy effektivitet på 93 % ved maksimaleffekt.

3.2.3 Regulator for 19 V 250 W til mini-PC

ROV-en skal ha en mini-PC. Mini-PCen [30] behøver 19 V og 4.74 A maksimalt, noe som er en ukonvensjonell spenning. Kraftbudsjettet vil da se ut som i tabell 3.7.

Type	Verdi
Mini-PC	90 W
Total	90 W

Tabell 3.7: Kraftbudsjett for 19 V regulatoren

På grunn av den ukonvensjonelle spenningen er det nødvendig å bruke en omformerer der utgangsspenningen kan justeres. Regulatoren som er valgt er i6A4W010A033V[31], vist i figur 3.26, og er av typen Buck-regulator.



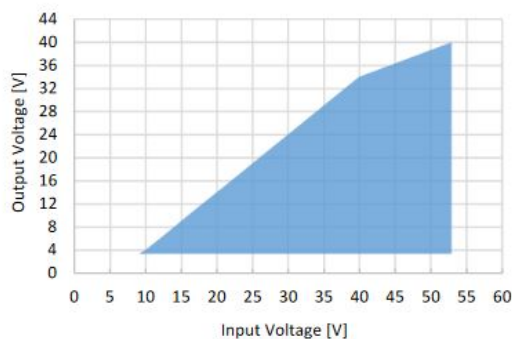
3.2 Valg av spenningsregulatorer

Spesifikasjonene til regulatoren er gitt i tabell 3.8.

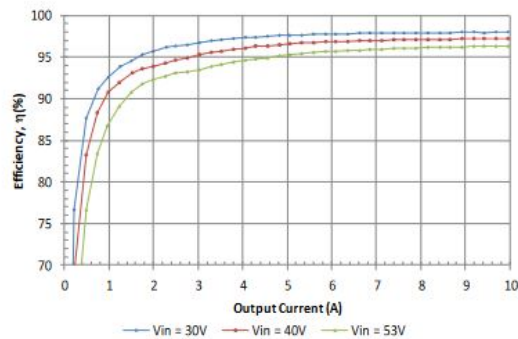
Type	Verdi
Inngangsspenning	9-53 V
Minimumsspenning	8 V
Utgangsspenning	3.3-40 V
Maksimal utgangsstrøm	10 A
Maksimal effekt ved operasjonsspenning	190 W
Effektivitet verdi ved operasjonsspenning og -strøm	95%

Tabell 3.8: Spesifikasjoner for 19 V regulatoren, i6A4W010A033V.

Regulatoren kan operere med en inngangsspenning på 9-53 V, mens minste spenningen er 8 V, noe som er langt under den antatte minimumsspenningen. Utgangsspenningen er på 3.3-40 V, noe som dekker 19 V området. Figur 3.27a, som er hentet fra databladet [31], viser at regulatoren fint kan operere på 19 V utgangsspenning, ved 48 V inngangsspenning, hvor en minimalspenning vil ligge på rundt 25 V. I tillegg er maksimalstrømmen på 10 A, som er langt større enn maksimalstrømmen for mini-pc-en, som er 4.74 A. Det er valgt en omformer som kan tåle en strøm godt over den antatte maksimalstrømmen, da omformeren skal supplere effekt kontinuerlig til mini-PC-en. Dette vil videre si at det skal mye til for at regulatoren feiler på grunn av varmegang, noe som er kritisk at den ikke gjør. Effektiviteten på 95 % er anslått ved hjelp av figur 3.27b, som er hentet fra databladet[31], og viser effektiviteten ved utgangsstrøm mellom 0 og 10 A, for ulike inngangsspenninger, når utgangsspenningen er 24 V.



(a) Utgangsspenningene som kan realiseres ved de ulike inngangsspenningene. Hentet fra datablad [31]



(b) Effektivitet ved ulike utgangsstrømmer, for regulatoren brukt til å realisere 19 V utgangsspenning, hvor grafene er med hensyn til 24 V utgangsspenning. Hentet fra datablad [31]

3.2.4 Regulator for 5V 65W til mikro-kontrollere og annen elektronikk

I ROV-en så skal det meste av elektronikk kjøres på 5V. De forskjellige komponentene som skal bruke 5 V er gitt i tabell 3.9

3.2 Valg av spenningsregulatorer

Type	Verdi
Mikrokontrollere	4 x 2.6 W
Fiberkonverter	5 W
USB-hub	1 W
CAN-transceivere	4 x 0.35 W
Strømsensorer	3 x 3 W
Kamera	2 x 2 W
Servomotor til kamera	2 x 1 W
Annen elektronikk	20 W
Total	52.8 W

Tabell 3.9: Kraftbudsjett for 5 V regulatoren.

Regulatoren som er valgt å ta i bruk er V48SR05013NRFA [32], som er den samme som den som ble brukt på fjordårets kraftkort. Regulatoren er vist i figur 3.28.



Figur 3.28: 5 V regulatoren, V48SR05013NRFA, som er brukt. Hentet fra [32].

Spesifikasjonene til regulatoren er gitt i tabell 3.10.

3.2 Valg av spenningsregulatorer

Type	Verdi
Inngangsspenning	36-75 V
Minimumsspenning	35 V
Utgangsspenning	5 V
Utgangsspenningsrippel	50 mV
Maksimal utgangsstrøm	13 A
Maksimal effekt	65 W
Effektivitet	91 %

Tabell 3.10: Spesifikasjonene til 5 V regulatoren, V48SR05013NRFA.

Regulatoren opererer på en minimalspenning på 35 V, noe som godt under det minimale inngangsspenningen som blir supplert, som er på 43 V, fra kapittel 2. Utgangsspenningen vil som ønsket ligge på 5 V, med en rippelspenning på 50 mV, noe som er 1 % av den totale spenningen, som er lite. Dette er en viktig parameter da den skal drive mindre elektronikk i ROV-en, som kan være mer følsomme knyttet til forsyningsspenningen. Maksimal effekt for regulatoren er 65 W, som gir god margin i forhold til effektbudsjett. Det er valgt en regulator med god margin til budsjett, da regulatoren skal kjøres på lik effekt over tid. Dette vil videre si at det er liten sannsynlighet for at omformereren feiler, selv uten kjøling.

4 Kondensatorer

4.1	Kondensatorvalg	70
4.1.1	Kondensatortyper	73
4.1.2	Bulk-kondensator	75
4.1.3	Inngangskondensatorer	82
4.1.4	Utgangskondensatorer	84

Dette kapitlet vil ta for seg rollen til ulike kondensatorer i kraftforsyning, hvordan de kan kalkuleres, kondensatorvalg for den helhetlige kretsen og for enkelt omformerene beskrevet i kapittel 3.

4.1 Kondensatorvalg

Kondensatorvalg begrunnes hovedsaklig av tre hovedmomenter. Disse tre er som følger:

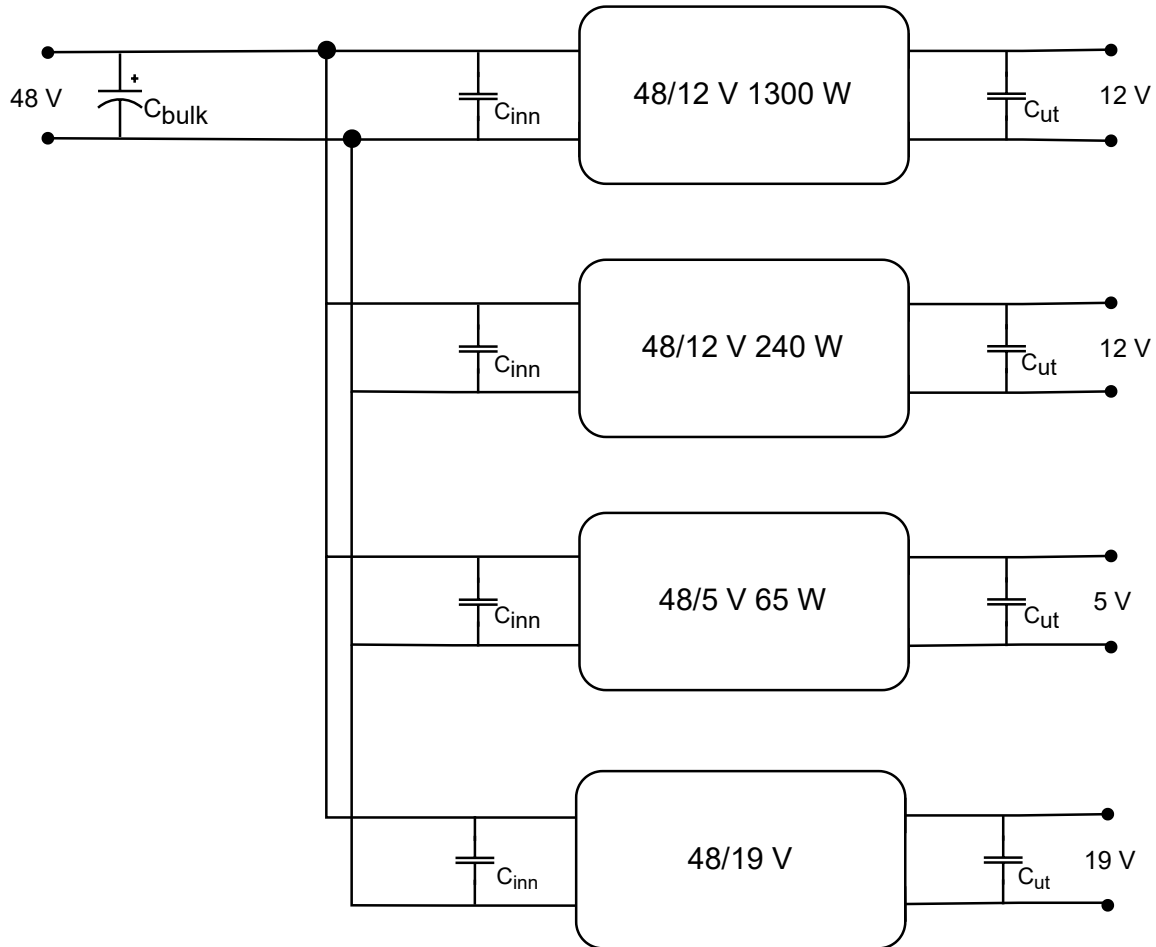
1. Eksternt spenningsfall og transienter fra induktanser.
2. Spenningsfall grunnet plutselige endringer i strømtrekk
3. Elektromagnetisk Interferens (EMI) fra høyfrekvente kretser

Overordnet er hovedoppgaven til kondensatorene å kompensere for plutselige spenningsfall og transienter i kretsen. I en kraftforsyning kan kondensatorbankene deles i 3 hovedgrupper:

- Bulk-kondensatorer, C_{bulk}
- Inngangskondensatorer, C_{inn}
- utgangskondensatorer, C_{ut}

4.1 Kondensatorvalg

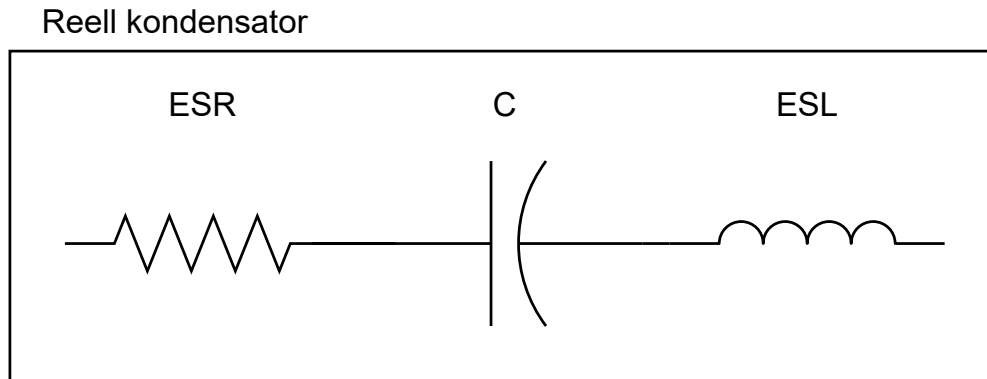
I tillegg tas det også ofte i bruk avkoblingskondensatorer til enkeltkomponenter, for å redusere påvirkning fra høyfrekvent støy og gi en lav impedans nær lasten som skal forbruke spenningen[33]. De ulike typene kondensatorbanker vil plasseres ved ulike punkter i kretsen. slik som i figur 4.1, som er det overordnede kraftforsyningssystemet, basert på evalueringer gjort i kapittel 3.



Figur 4.1: Oversikt over plassering av kondensatorer

Ved design av kondensatorer i en kraftforsyning er det være svært viktig å analysere den parasittiske motstanden, også kalt Equivalent Series Resistance (ESR), og den parasittiske induktansen, kalt Equivalent Series Inductance (ESL), i en reell kondensator. Ved å ta disse parameterene i betraktningen, kan en reell kondensator modelleres slik som er illustrert i figur 4.2.

4.1 Kondensatorvalg



Figur 4.2: Oppbygningen til en reell kondensator.

ESR-en i en kondensator kan variere svært mye fra type til type og størrelse til størrelse. Ofte har aluminiumskondensatorer en høyere ESR, enn keramiske kondensatorer. ESR-en til aluminiumskondensatorer kan variere fra 0.01 til 1.3 Ω [34], mens en keramisk kondensator kan ha $< 0.015 \Omega$ ESR[35].

Den induktive effekten i en kondensator vil typisk være svært lav, men aluminiumskondensatorer vil ofte ha en større ESL enn keramiske kondensatorer[36], som typisk variere mellom 60 til 1250 pH [37]. Dette har svært liten betydning på lavfrekvente signaler, men kan ha stor betydning for hvordan en kondensator motvirker høyfrekvente signaler.

Ved å se på den totale impedansen til en reell kondensator, vil den være slik som vist i ligning 4.1, hvor X_{ESL} er impedansen i den parasittiske induktive lasten, mens X_C er impedansen til en ideelle kondensatoren.

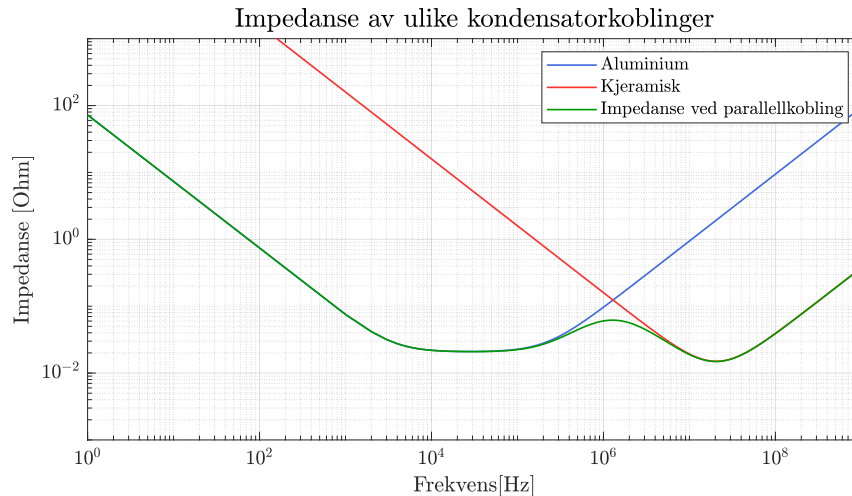
$$Z = ESR + jX_{ESL} + \frac{1}{j}X_C \quad (4.1)$$

Det er hovedsaklig relevant å se absoluttverdien til denne impedansen, da dette direkte kan knyttes til mengden spenning som vil legge seg over kondensatoren, for ulike frekvensen. Denne er gitt av ligning 4.2.

$$|Z| = \sqrt{ESR^2 + (X_{ESL} - X_C)^2} \quad (4.2)$$

Ofte motvirkes denne effekten ved å koble flere ulike kondensatorer av ulik type og størrelse i parallell. Dette gjøres fordi den totale resistive og induktive lasten vil minke når det kobles flere kondensatorer i parallell med hverandre, mens kapasitansen vil øke. Dette kan også illustreres ved hjelp av figur 4.3.

4.1 Kondensatorvalg



Figur 4.3: Impedansen til en aluminiumskondensator (blå graf) med kapasitans på 2.2 mF, ESR på 0.021 Ω og ESL på 15 nH, en keramisk kondensator (rød graf) med kapasitans på 1 μ F, ESR på 0.015 Ω og ESL på 60 pF, samt den totale impedansen (grønn graf) som vil oppnås ved parallellkobler de to kondensatorene.

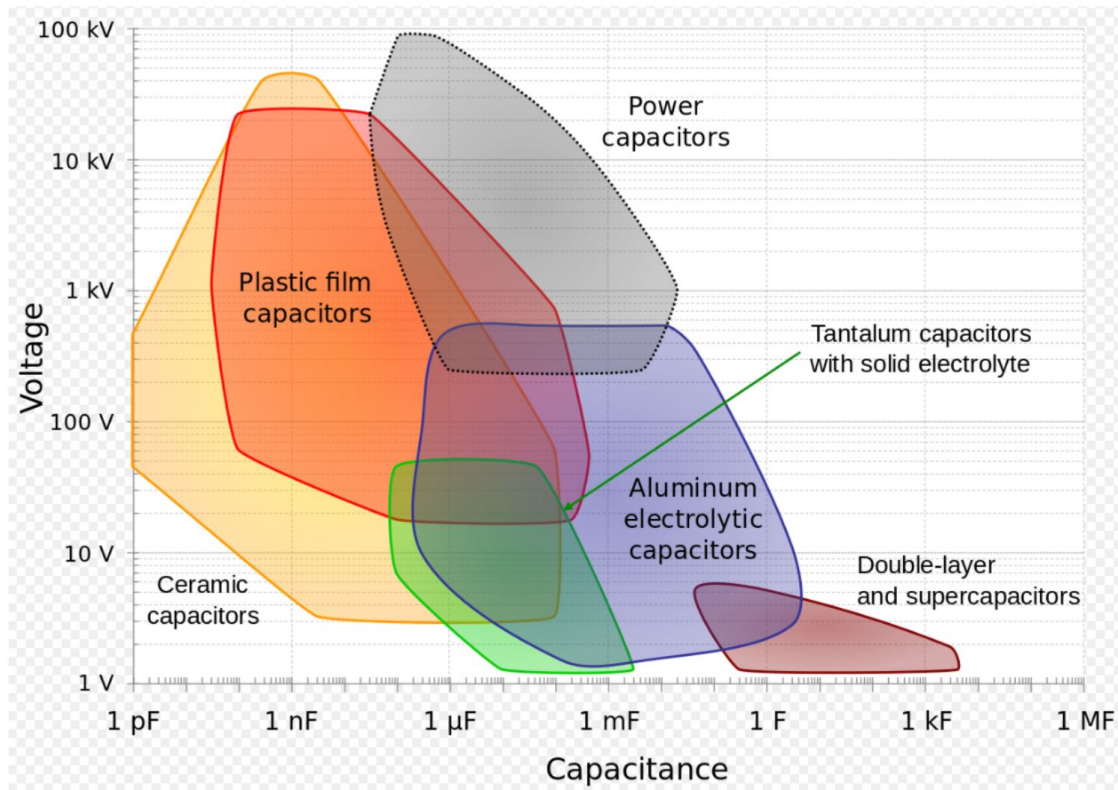
Figuren ovenfor viser tydelig at det er svært hensiktsmessig å kombinere ulike typer kondensatorer, av ulik størrelse. Dette er fordi totale impedansen vil gjøre at en undertrykker både lavfrekvent. og høyfrekvente signaler, noe som totalt sett betyr at en får en god inngangsspenning med liten rippel, samt en god støydemping.

Det vil på bakgrunn av dette bli brukt en kombinasjon av ulike typer kondensatorer på utgang og inngang av omformerene, for å få god filtrering av trege transienter og høyfrekvent støy.

4.1.1 Kondensatortyper

Det finnes en rekke ulike typer kondensatorer, men bruksområdet for hver kondensator kan variere fra type til type, slik som er vist i figur 4.4.

4.1 Kondensatorvalg



Figur 4.4: Anbefalt bruksområder for ulike typer kondensatorer[38].

Kortet som skal designes, skal operere på 48 V maksimal inngangsspenning. Dette tilsier, basert på figur 4.4, at det hovedsaklig burde tas i bruk keramisk-, tantal- og aluminiumkondensatorer.

Da det er stort overlappingsområde mellom de ulike kondensatorene, er det fordelaktig å se på fordeler og ulemper ved de ulike aktuelle typene kondensatorer, i tillegg til å se på den samlede påvirkningen av å bruke ulike typer sammen, slik nevnt i starten av kapittel 4. Ulike positive og negative egenskaper med kondensatortypene er listet i tabell 4.1[39].

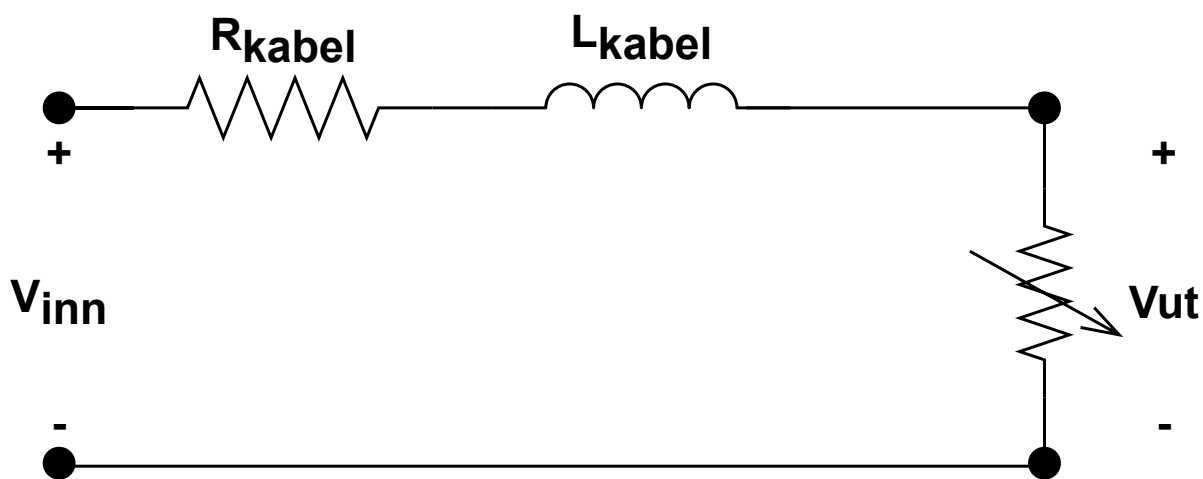
4.1 Kondensatorvalg

Materiale	Positive	Negative
Aluminium	<ul style="list-style-type: none">• Ofte brukt som LP-filtre• Kan ha veldig høy kapasitans	<ul style="list-style-type: none">• Polarisert• Stor• Høy ESR• Fare for overoppheting• Begrenset levetid• Høye lekkasjestrømmer
Tantalum	<ul style="list-style-type: none">• Liten• Lang levetid• Lave lekkasjestrømmer	<ul style="list-style-type: none">• Polarisert
Keramikk	<ul style="list-style-type: none">• Unipolare• Veldig liten• Minimal ESR• Billig• Små toleranser• Termisk stabile	<ul style="list-style-type: none">• Begrenset kapasitans• Reduserte verdier ved for høye DC-referansespenninger

Tabell 4.1: Fordeler og ulemper ved ulike typer av kondensatorer som er evaluert til å være aktuelle for dette bruksområdet. Hentet fra [39].

4.1.2 Bulk-kondensator

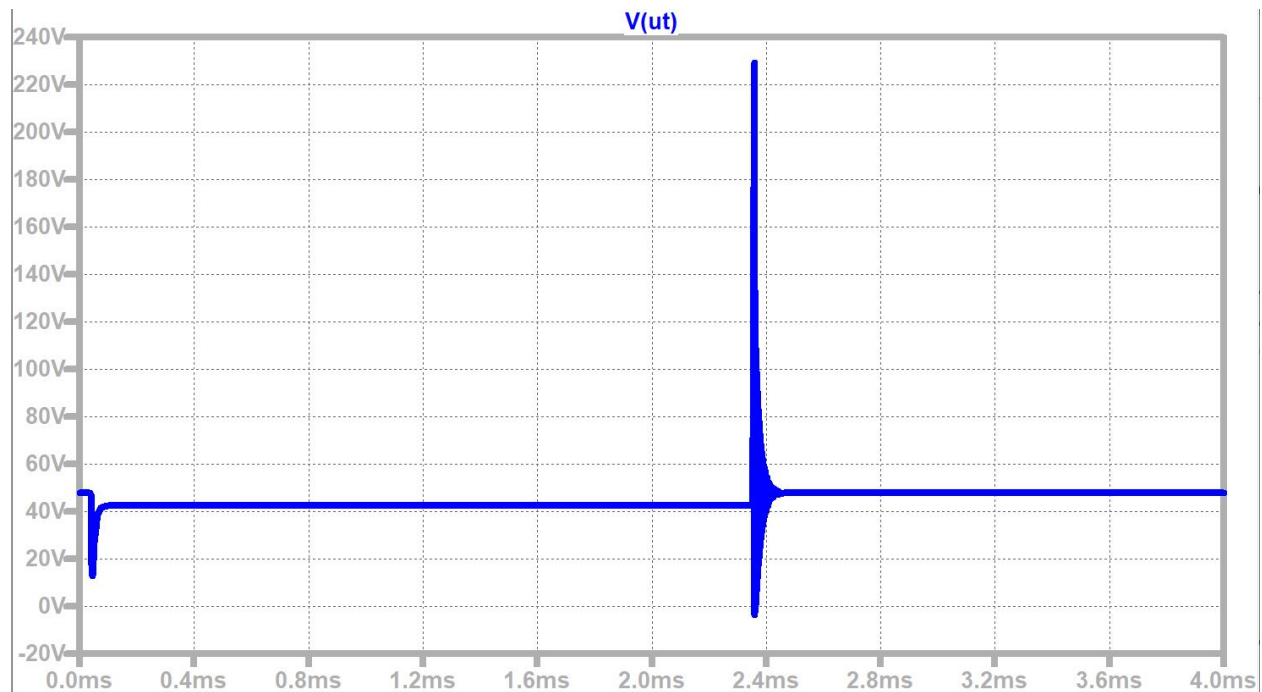
Bulk-kondensatoren, C_{bulk} , sin hovedoppgave er å motvirke transienter som kan oppstå ved stor endring i strømmentrekket. Disse transientene vil hovedsaklig oppstå som et resultat av den induktive lasten i kabelen som induserer en spenning ved rask endring i strømmen. For finne hvordan denne transienten kan en ta utgangspunkt i en modellen i figur 4.5. Her er en varierende last brukt for å modellere det totale systemet etter kabelen, samt er også kabelinduktansen og kabelmotstanden inkludert.



Figur 4.5: Ekvivalent modell av kabelen og det totale kraftforsyningssystemet.

4.1 Kondensatorvalg

Resultat av simuleringen er vist i figur 4.6. I simuleringen er det variert mellom en åpen krets og en 1.42Ω motstand. Dette vil simulere verst mulig endring i strømtrekk, som er på null til 30 A, som tilsvarer en endring i effektforbruk på 0 til 1440 W.



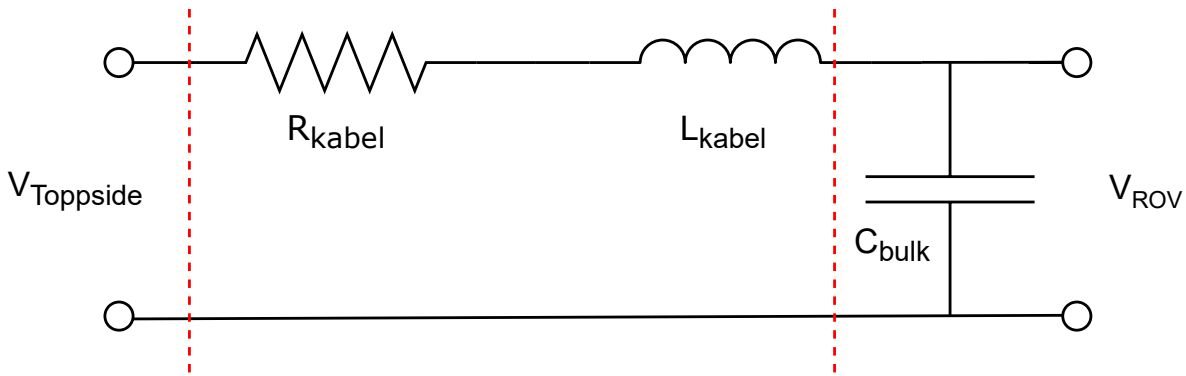
Figur 4.6: Simulering av den ekvivalente modellen til kraftforsyningssystemet, med utgangspunkt i verdiene til kabelen fra kapittel 2. Lasten tilkobles ved starten, som leder til et spenningsfall til 10 V, mens når lasten frakobles ved rundt 2.4 ms, får man en spenningsstopp på 230 V. Lasten vil her bli variert fra åpen krets til 1.42Ω og til åpen krets. Simuleringene er gjort med kretsen i vedlegg A.3

Simuleringen viser tydelig behovet for en inngangskondensator, da spenningstransienten ved endring i strømmen, som går opp til 230 V, vil skade, og i verste fall ødelegge komponentene etter kraftforsyningen. I tillegg vil spenningen falle drastisk når strømmen går fra lavt til høyt, noe som kan føre til at omformerene skruer seg av. Reellt vil da svingningen øke raskt igjen, da strømtrekket har blitt redusert, siden omformerene har skrudd seg av. Ved en gitt spenning skruer så omformerene seg på igjen, som øker strømtrekket, og medfører et spenningsfall. Dette vil gå frem og tilbake og skape høyfrekvent støy på inngangen, som videre gjør at sensitiv elektronikk, som MCU-en, stopper, og i verste fall blir ødelagt.

Tatt denne hensikten i betraktning, kan bulk kondensatoren, C_{bulk} , kalkuleres basert på spenningen som skal opprettholdes ved transienter. Kabelen som er brukt i år er den som er designet i en tidligere bachelor, hvor grunnleggende evalueringer av kabelen er gjort i kapittel 2.

Modellen i figur 4.7 viser at kabelen og bulk kondensatoren kan modelleres som en RLC-krets.

4.1 Kondensatorvalg



Figur 4.7: Ekvivalent krets av kabelinduktansen, kabelmotstanden og bulkkondensatoren som er ønsket å designe.

Utgangsspenningen kan da finnes ved hjelp av spenningsdeling, som gir uttrykket i ligning 4.3.

$$V_{ROV} = \frac{\frac{1}{j\omega C_{bulk}}}{R_{kabel} + j\omega L_{kabel} + \frac{1}{j\omega C_{bulk}}} \cdot V_{Toppside} \quad (4.3)$$

Fra likning 4.3 kan overføringsfunksjonen $H(j\omega)$ uttrykkes som:

$$H(j\omega) = \frac{V_{ROV}}{V_{Toppside}} = \frac{1}{1 + j\omega R_{kabel} C_{bulk} + (j\omega)^2 L_{kabel} C_{bulk}} \quad (4.4)$$

Dette er en andreordens overføringsfunksjon, som på standardform er gitt av ligning 4.5.

$$H(j\omega) = \frac{1}{1 + 2\zeta \frac{j\omega}{\omega_0} + \frac{j\omega^2}{\omega_0^2}} \quad (4.5)$$

Ved å sammenligne ligning 4.4 og 4.5, kan sammenhengen mellom resonansfrekvensen, ω_0 , og størrelsen til kondensatoren og spolen settes opp slik som i ligning 4.6, der $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{kabel} C_{bulk}}} \quad (4.6)$$

Det er ønskelig å finne en matematisk sammenheng mellom resonansfrekvensen til systemet og ønsket strøm- og spenningsfall. Dette kan finnes ved å approksimere at knekkfrekvensen til overføringsfunksjonen er den samme som resonansfrekvensen. Dette gjelder ved et udempet system, men er også en god approksimasjon ved underdempede systemer. Dermed kan sammenhengen i ligning 4.7 brukes.

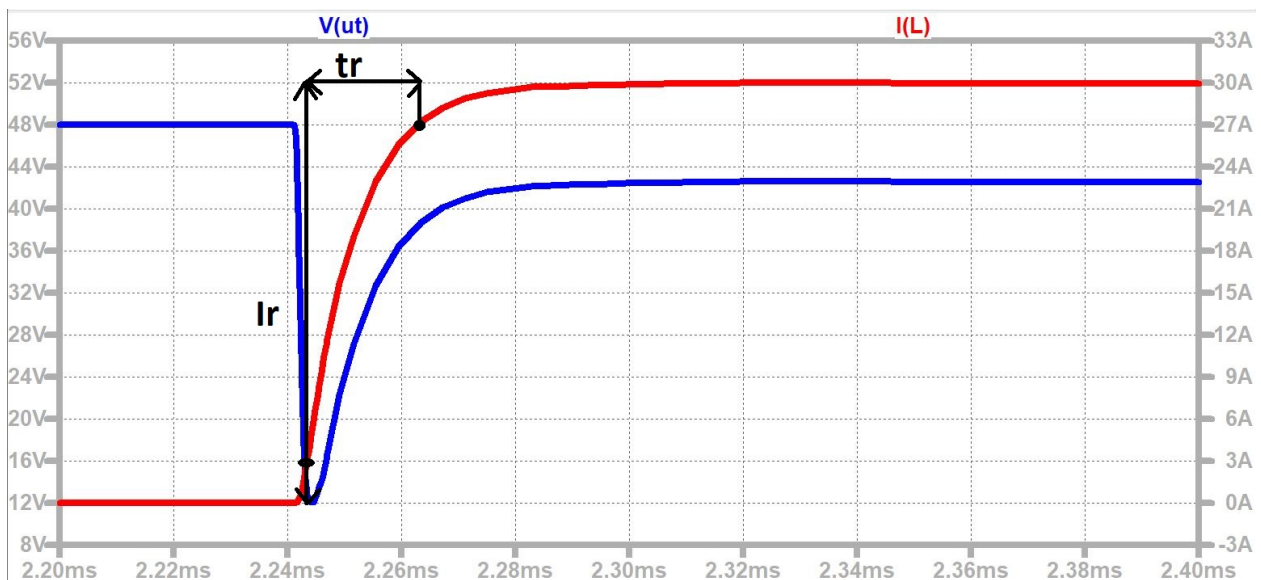
4.1 Kondensatorvalg

$$f_b \approx f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{kabel}C_{bulk}}} \quad (4.7)$$

Ved å gjøre denne approksimasjonen, kan også sammenhengen mellom knekkfrekvensen og stigningstiden, som er tiden systemet bruker fra 10% til 90% ved en endringen i strømtrekket formet som en firkantpuls, som er gitt av ligning 4.8[40].

$$t_r \approx \frac{0.35}{f_b} \quad (4.8)$$

Ved å observere strømmen, og hvordan den vil respondere ved en strømendring, vil det se ut som i figur 4.8.



Figur 4.8: Strømpulsen (rød) som vil oppstå ved en minking av lasten fra maksimal last, til minimal last, som resulterer i en høyere strøm. Denne endringen i strømmen vil forårsake et spenningsfall (blå). t_r er stigningstiden, altså fra 10 til 90% av endringen, mens I_r er endringen i strøm ved for stigningstiden.

Årsaken til denne rippelen er den induktive lasten i kabelen som må absorbere ladning, for å sette opp et magnetfelt slik at den kan lede den nye strømmen. I tillegg vil det være en treghet i responsen til spenningskilden.

Den totale ladningen, er gitt av strømmen over tid, slik som i ligning 4.9.

$$Q(t) = \int_0^t I(t)dt + Q(0^+) = \Delta Q + Q(0^+) \quad (4.9)$$

4.1 Kondensatorvalg

Endringen i ladning vil da være differansen mellom den ideelle responsen, som er en firkantpuls, og den reelle responsen. Ved å bruke verdiene vist i figur 4.8, hvor høyden er ΔI_r , og lengden er t_r , kan endringen i ladning estimeres ved hjelp av ligning 4.10.

$$\Delta Q = \frac{1}{2} I_r t_r \quad (4.10)$$

Denne ladningen er den som er ønsket at kondensatoren skal kompensere for. Endringen i ladning for en kondensator kan beskrives ved hjelp av ligning 4.11.

$$\Delta Q = C_{bulk} \Delta V \quad (4.11)$$

Ved å kombinere ligning 4.10 og 4.11 får man ligning 4.12.

$$C_{bulk} \Delta V = \frac{1}{2} I_r t_r \quad (4.12)$$

Deretter kan man sette inn uttrykket for t_r i ligning 4.12, og løse den med hensyn på C_{bulk} , noe som gir et endelig estimat som er gitt av ligning 4.13.

$$C_{bulk} = \frac{1.21 \cdot (I_{tr})^2 \cdot L_{kabel}}{(\Delta V)^2} \quad (4.13)$$

Konkurransemanualen oppgir at maksimal effekten som er tillatt å trekke er på 1440 W. Dermed kan maksimalt strømtrekk finnes ved hjelp av ligning 4.14, som gir 30 A.

$$I_{maks} = \frac{P_{maks}}{V_{inn}} = \frac{1440W}{48V} = 30A \quad (4.14)$$

Det verst mulig tilfellet er altså når strømmen går fra 0 til 30 A, som da er I_{tr} .

Maksimalt tillatt spenningsfall kan finnes ved å se på spenningsfallet over kabelen selv, og sammenligne det med den minste spenningen som omformerene kan operere på. Minimalspenningene til de ulike omformerene er listet i tabell 4.2.

Omformer	Minimalspenning
12 V 1300 W	36 V
12 V 240 W	18 V
5 V	35 V
19 V	25 V

Tabell 4.2: Minimalspenningen til de ulike omformerene som er valgt i kapittel 3.2

4.1 Kondensatorvalg

Tabellen ovenfor viser at 12 V, 1300 W-omformerens har høyest minimalspenning på 36 V, som da blir V_{min} .

Spenningsfallet over kabelen, V_{kabel} , for en 4 mm^2 , er funnet i kapittel 2 til å være 5.42 V. Dermed kan maksimalt spenningsfall finnes ved hjelp av ligning 4.15.

$$\Delta V = V_{inn} - V_{kabel} - V_{min} \quad (4.15)$$

For å beregne dette er altså verdiene som følger:

- Inngangsspenning, V_{inn} : 48 V
- Spenningsfall over kabelen, V_{kabel} : 5.42 V
- Minimalspenning, V_{min} : 36 V

Dette gir at et tillatt spenningsfall på 6.58 V, vist i ligning 4.16.

$$\Delta V = 48 - 5.42 - 36V = 6.58V \quad (4.16)$$

Den induktive lasten i kabelen er hovedsaklig den induktive lasten som totalt vil oppstå i systemet, og er funnet i kapittel 2 til å være $13.56 \mu\text{H}$.

Dermed kan kondensatoren beregnes ved hjelp av ligning 4.13, hvor verdiene er som følger:

- Kabelinduktans, L_{kabel} : $13.56 \mu\text{F}$
- Maksimal endring i spennig, ΔV : 6.58 V
- Maksimal strømendring, I_{tr} : 30 A

Dette gir at bulkkondensatoren må være minimum $341.1 \mu\text{F}$, som vist i ligning 4.17.

$$C_{bulk} = \frac{1.21 \cdot 30^2 \cdot 13.56 \cdot 10^{-6}}{6.58^2} = 341.1 \mu\text{C} \quad (4.17)$$

Dette tilfellet tar kun utgangspunkt i stigningstiden som forårsakes av den induktive lasten i kabelen, mens det kan være andre faktorer som kan forsinke responsen, slik som responsen til spenningskilden ved endret strøm. I tillegg er kondensatoren designet slik at i verst mulig scenario skal den være

4.1 Kondensatorvalg

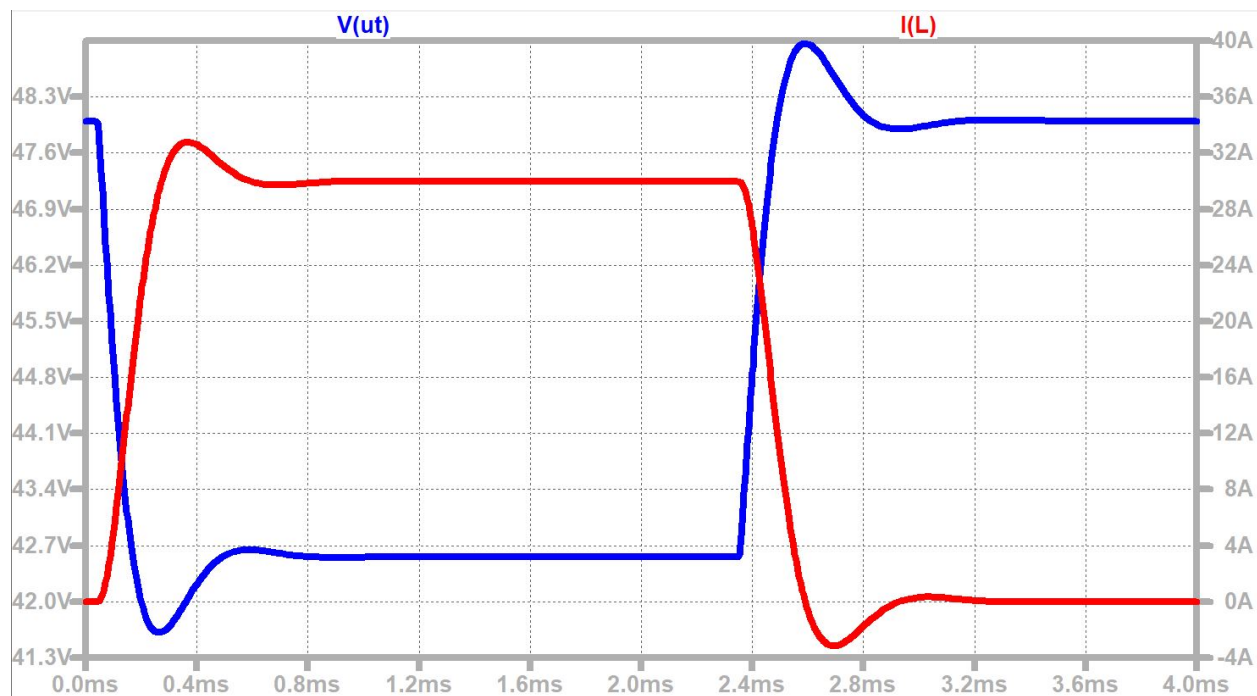
helt på grensen til å overbelaste systemet, noe som er lite ønskelig. Derfor er en betraktelig større kondensator brukt. Den kondensatoren som er valgt å ta i bruk, er en $560\mu\text{F}$ kondensator fra Rubycon, med spesifikasjonene vist i tabell 4.3.

Bulk	Verdi	ESR
63ZLJ560M	$560\mu\text{C}$	$28\text{m}\Omega$

Tabell 4.3: Den valgte bulkkondensator

Kondensatoren har relativt høy ESR, som vil være begrense strømmen som kondensatoren kan levere. Samtidig er den minimal sammenlignet den minste ekvivalent motstanden til systemet, på $1.42\ \Omega$, så effekten av ESR motstanden vil være minimal. Effekten som bulkkondensatoren medfører er funnet i underkapittel 4.1.3.

Ved å simulere med kondensatorverdien på $560\ \mu\text{F}$, får man resultatet vist i figur 4.9.



Figur 4.9: Simulering ved endring i last, med bulkkondensator i kretsen, hvor utgangsspenningen er blå, mens inngangsstrømmen er rød. Simuleringene er gjort med kretsen i vedlegg A.3 med den valgte kondensatoren, på $560\ \mu\text{F}$, i parallell med utgangslasten på $1.42\ \Omega$.

Dette resultatet er svært tilfredsstillende, da det det ikke blir noe ekstremt stort spenningsfall, annet enn den som er forårsaket av kabel motstanden, samt at det er en rask respons.

4.1 Kondensatorvalg

4.1.3 Inngangskondensatorer

Regulatorne har en intern svitsjefrekvens forårsaket av de interne MOSFET-ene. Denne svitsjefrekvensen skaper en variabel spenning, også kalt en rippelspenning, på inngangen. Bulkkondensatoren som er på inntaket til kortet er en elektrolyttkondensator, som er laget for store, men tregere endringer, og har stor ESR. Inngangskondensatorene er ofte av keramisk konstruksjon eller en type tantalum-polymer.

For å beregne størrelse på inngangskondensatorene som behøves for de ulike omformerene er det tatt utgangspunkt i *Texas Instrument* sitt skriv knyttet til kondensatorer[41]. Der er det anbefalt å bruke formel 4.18, hvor D er gitt av formel 4.19. Dermed kan en finne en kondensatorstørrelse, basert på en ønsket V_{p-p} .

$$C_{min}[\mu F] = \frac{I_{out} \cdot D \cdot (1 - D) \cdot 1000}{f_{sw} \cdot V_{p-p}} \quad (4.18)$$

$$D = \frac{V_{out}}{V_{in} \cdot \eta} \quad (4.19)$$

De andre parametrene som behøves for å bestemme størrelsen på inngangskondensatoren finnes i databladene. Parametrene som behøves til alle de ulike omformerene som er beskrevet i kapittel 3, er gitt i tabell 4.4.

Omformer	Utgangsstrøm, I_{out} [A]	Svitsjefrekvens, f_{sw} [kHz]	Virkningsgrad, η
12 V 1300 W	108.33	180	97.1 %
12 V 240 W	20	260	93 %
19 V	4.74	400	96 %
5 V	13	420	93 %

Tabell 4.4: Parameterne for hver omformer som behøves for bestemme inngangskondensatoren.

Basert på virkningsgraden, η , for hver av omformerene, kan driftsyklusen, D , til hver omformerene kalkuleres ved hjelp av ligning 4.19. Dermed vil driftsyklusen til de ulike omformerene blir slik som er gitt i tabell 4.5.

Omformer	Driftsyklus, D
12 V 1300 W	0.275
12 V 240 W	0.269
19 V W	0.412
5 V	0.115

Tabell 4.5: Driftsyklusen til hver av omformerene.

Det er svært viktig at omformeren forsynes med en god inngangsspenning, og med lav spennings-

4.1 Kondensatorvalg

rippel¹, slik at en unngår at rippelen forplanter seg innover i systemet. Derfor er det valgt en rippelspenning på 75 mV_{p-p} . Unntaket er for thrusteromformerene, hvor det er valgt en rippel på 225 mV_{p-p} , for å redusere størrelsen på kondensatoren. Dette kan tolereres, da det er kun thrusterene og vifter som skal bruke den omformerene, som har naturlig treghet i systemene, siden de er mekaniske, som vil filtrere ut støy. I tillegg kommer denne omformerene med et inngangfilter, som nevnt i underkapittel 3.2.1, så rippelen vil være lavere i realiteten. Ved å bruke verdiene fra tabell 4.4 og 4.5, kan nødvendig kondensator for hver av omformerene kalkuleres ved hjelp av formel 4.18, som gir verdiene i tabell 4.6.

Omformer	Rippelspenning [mV_{p-p}]	Inngangskondensator [μF]
12 V 1300 W	225	533
12 V 240 W	75	201.6
19 V	75	38.3
5 V	75	42
Total	450	814.9

Tabell 4.6: Beregnet inngangskondensator for de ulike omformerene, samt total rippelspenning som vil bli sett av bulkkondensatoren.

Den totale rippelspenningen i tabell 4.6 kan brukes til å finne effektetapet som forårsakes av ESR-en i bulk kondensatoren. Den totale rippelspenningen finnes ved hjelp av superposisjonsprinsippet, til å være summen av alle rippelspenningene, som er 450 mV_{p-p} . Root Mean Square (RMS)-en som denne forårsaker kan finnes ved hjelp av formel 4.20[41], som gir 130 mV_{rms} .

$$V_{RMS} = \frac{V_{p-p}}{2\sqrt{3}} = \frac{450 \cdot 10^{-3}}{2\sqrt{3}} = 130 \text{ mV}_{rms} \quad (4.20)$$

Deretter kan strømmen gjennom ESR motstanden til kondensatoren finnes ved hjelp av verdien gitt i tabell 4.3 og ligning 4.21, som gir en strøm på 4.64 A_{rms} .

$$I_{RMS} = \frac{V_{RMS}}{ESR} = \frac{130 \cdot 10^{-3}}{28 \cdot 10^{-3}} = 4.64 \text{ A}_{rms} \quad (4.21)$$

Det totale effektetapet som følge av ESR motstanden i bulkkondensatoren er da gitt av ligning 4.22, som blir 600 mW .

$$P_{ESR} = I_{RMS}^2 ESR = 4.64^2 \cdot 26 \cdot 10^{-3} \quad (4.22)$$

Sammenlignet med den totale inngangseffekten på 1440 W , utgjør dette en svært liten effektivitetsreduksjon.

¹12 V, 1300 W

4.1 Kondensatorvalg

4.1.4 Utgangskondensatorer

Omformerene som er valgt kommer med innbygde kondensatorer, som gir spenningsrippelene på utgangen som er oppgitt i tabell 4.7.

Omformer	Maksimal spenningsripple på utgangen [mV_{p-p}]
12 V 1300 W	46
12 V 240 W	100
19 V	50
5 V	100

Tabell 4.7: Oppgitt spenningsripple på utgangen til de ulike omformerene.

Siden alle omformerene er internt utstyrt med kondensatorer som medfører svært liten rippelspenning, har alle omformerene en $10 \mu\text{F}$, $1 \mu\text{F}$ og $0.1 \mu\text{F}$ keramisk kondensatorer, for å sikre en lav ESR og ESL, slik som er nevnt i starten av kapittel 4.

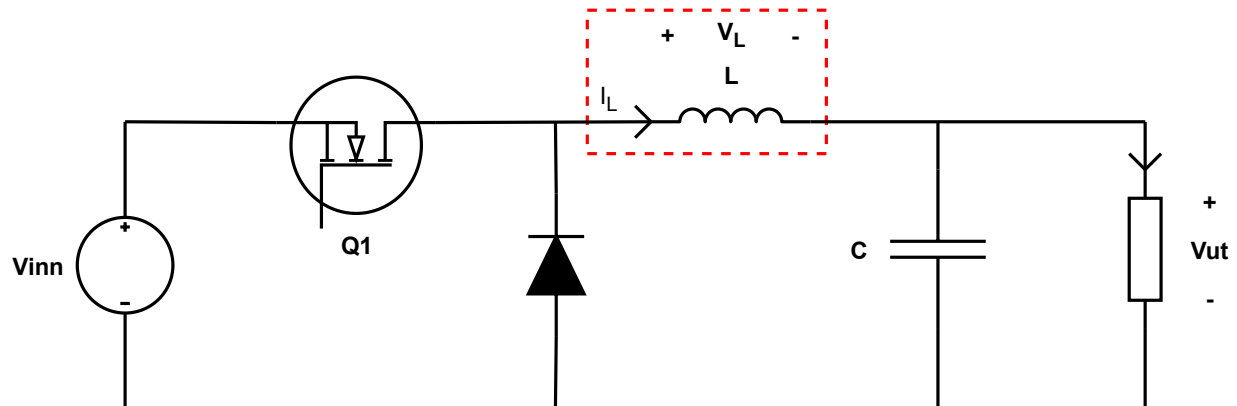
5 Overspenning-, overstrømvern og strømmåling

5.1	Overspenning	86
5.1.1	TVS-diode	87
5.2	Overstrøm	89
5.2.1	Strømsensorer	90
5.2.2	Komparator	91
5.2.3	SR-lås	98
5.2.4	MOSFET og Gate Driver	100
5.2.5	Sikringskretsen	101
5.3	Strømmåling	104
5.3.1	Spenningsstilpassing mot ADC-ene	105
5.3.2	Filtrering	107
5.3.3	Buffere	112
5.3.4	Kvantiseringfeil og inngangsmotstand	114

Dette kapitlet omhandler årsaker til overspenning og overstrøm, samt å forklare elektronikken som er brukt for å motvirke dette. I tillegg forklares også tilpassing av sensordataen, slik at best mulig måling kan gjøres av Analog to Digital Converter (ADC)-ene på mikrokontrolleren.

5.1 Overspenning

Overspenning i DC-kretser kan eksempelvis oppstå på grunn av induisert spenning fra store induktive laster, som er et resultat av en rask endring i strømtrekket, isolasjonsfeil, lysbuer til jord og resonans mellom kapasitive og induktive komponenter [42]. For å illustrere hvordan en slik overspenning kan oppstå, brukes Buck-regulator-en i figur 5.1 som et eksempel.



Figur 5.1: En ned regulator av typen *Buck*, hvor spolen i omformereren er fokusområdet.

Ved å fokusere på den dynamiske ligningen til spolen, vist i ligning 5.1, kan oppførselen før stasjonærtstand beskrives.

$$\frac{dI_L}{dt} = L \cdot V_L \quad (5.1)$$

Dersom det er en umiddelbar strømendring i spolen, vil spenningen som induseres av spolen kunne beskrives med ligning 5.2.

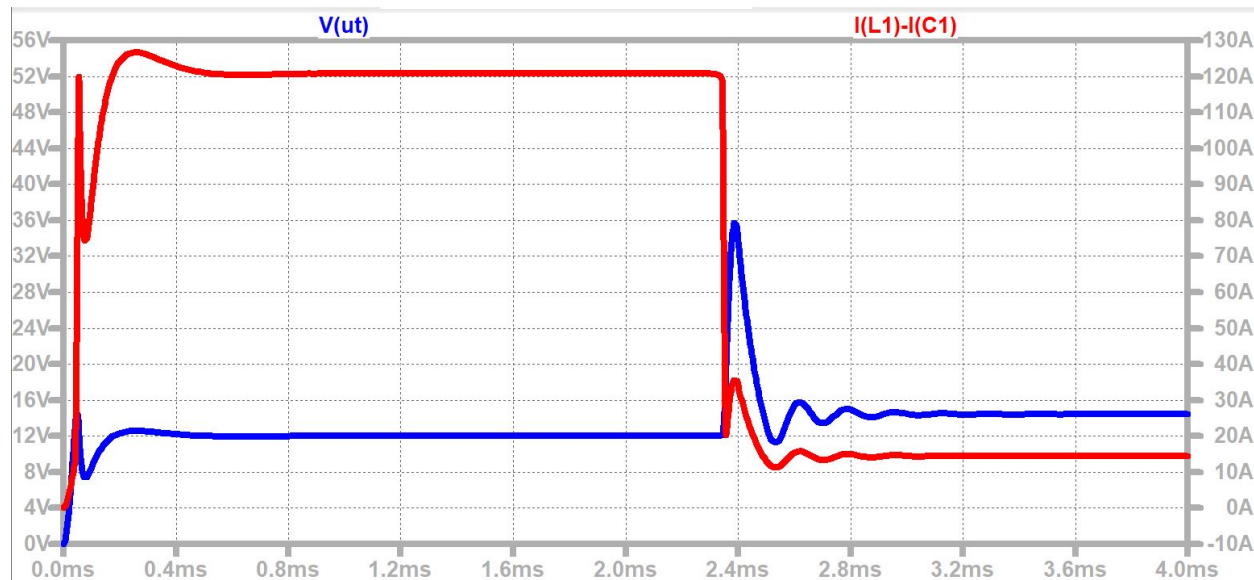
$$V_L = \frac{1}{L} \cdot \frac{dI_L}{dt} = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{1}{L} \frac{I_{etter} - I_{start}}{\Delta t} \quad (5.2)$$

Dette betyr altså at dersom det skjer en momentan økning i strømmen, vil spolen indukere en teoretisk spenning på ∞ , mens den vil indukere $-\infty$ teoretisk spenning, ved momentan minking.

De kapasitive lastene på utgangen av omformerene vil motvirke denne endringen i spenning, ved å absorbere deler av ladningen, dersom strømmen reduseres, mens den vil forsyne ladning dersom strømmen øker. Samtidig, dersom endringen i strømmen er stor, vil kondensatoren lade seg raskt opp, som da igjen vil øke spenningen over kondensatoren, og videre øke spenningen over lasten på utgangen. Dette kan illustreres ved å simulere kretsen vist i figur 5.1. I simuleringen er kabelinduktans, -motstand og inngangskondensatorene beregnet i kapittel 4 inkludert, slik at det helhetlige systemet

5.1 Overspenning

er inkludert. Dersom utgangslasten endres rask, som endre strømtrekket, får man resultatet som er vist i figur 5.2.

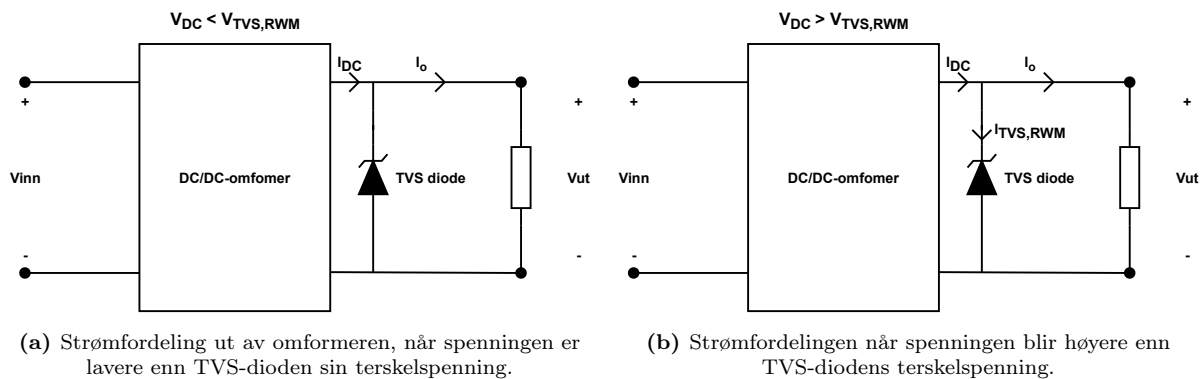


Figur 5.2: Utgangsspenning (blå) som et resultat av en rask strømdring (rød) for en Buck-regulator. ($I(L1) - I(C1)$) er utgangsstrømmen. Simuleringen er gjort i *LTspice*, ved hjelp av modellen i vedlegg A.5

Denne simuleringen viser at spenningen vil stige til rundt 36 V, som er langt høyere enn den ønskede verdien på 12 V. Denne kretsen er designet slik at den skal kunne etterligne oppførselen til 12 V, 1300 W omformerer fra underkapittel 3.2.1.

5.1.1 TVS-diode

For å dempe overspenningen, brukes en Transient-Voltage-Suppression (TVS)-diode. TVS-dioden kan hovedsaklig operere på to ulike måter, som vises i figur 5.3.

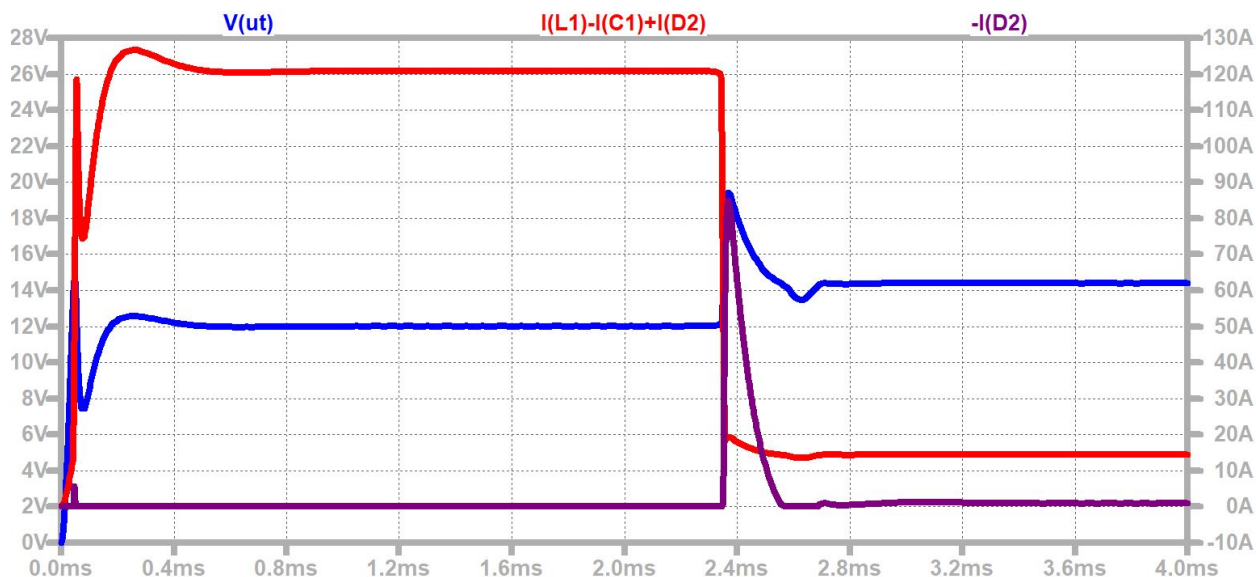


Figur 5.3: De to tilstandene som en ideell TVS-diode kan operere i.

5.1 Overspenning

Den første tilstanden er når spenningen er lavere enn terskelverdien til dioden, hvor det vil gå en lekkasjestrøm som er tilnærmet null. Da vil altså kretsen oppføre seg slik som vist i figur 5.3a. Den andre tilstanden er når spenningen over dioden er høyere enn TVS-ens terskelverdi. Da vil reststrømmen gå gjennom dioden, og minimere overspenningen som er induisert, slik som er vist i figur 5.3b.

Effekten av å inkludere en slik diode i kretsen, vil se ut slik som i figur 5.4.



Figur 5.4: Simulering på samme krets som i figur 5.2, med en zenerdiode i parallell med kondensatoren på utgangen, hvor utgangsspenningen (blå) tydelig blir dempet som resultat av at zenerdioden leder reststrømmen (lilla), og utgangsstrømmen (rød) også endres raskt. $-I(D2)$ er strømmen gjennom dioden, mens $I(L1)-I(C1)+I(D2)$ er utgangsstrømmen. Simuleringen er gjort i *LTspice*, ved hjelp av modellen i vedlegg A.6.

Simuleringen viser at spenningstoppene er redusert fra 36 til 20 V, med en rask respons for utgangsstrømmen. Denne simuleringen er gjort med en zenerdiode. Dette er gjort siden TVS-dioden ikke var tilgjengelig i biblioteket til *LTspice*. Samtidig illustrerer det godt effekten av dioden, da en TVS er en zenerdiode, men det finnes også zenerdioder som ikke er TVS-er, som kan ha litt tregere respons [43]. Dette vil si at i realiteten kan ha en enda bedre effekt enn det antas i simuleringen, for undertrykkelse av raske spenningstransienter.

Med tanke på at det er størst bekymring for overspenning der det er store induktive laster, er det plassert dioder på inngangen etter kabelen, og på utgangen av alle omformerene. Dette vil også verne omformerene mot ESD, som kan oppstå når kraftforsyningen kobles på ROV-en, ved tilkobling av thrusterne til motordriverene og når manipulatorene kobles til motordriverene. For å velge dioder er det tatt utgangspunkt i flere faktorer. Først og fremst er det valgt dioder basert på terskelspenningen¹, men i tillegg fra maksimalstrømmen, slik at de ikke ødelegges ved høy strøm.

På bakgrunn av dette er de valgte diodene, de som er gitt i tabell 5.1. Tabellen inkluderer hvor i

¹Klippespenning

5.2 Overstrøm

kretsen som diodene plasseres, og de viktigste parameterene.

Plassering	48 V	19 V	12 V, 1300 W	12 V, 240 W	5 V
Komponent	SML48CA	SMBJ18A	SMCJ12A	SMF12A	ESD9101P2T5G
Klippespenning [V]	53.3	20	13.3	13.3	5.3
Maksstrøm [A]	38.8	20.6	75.4	10.1	16
Maksspenning [V]	77.8	29.2	19.9	19.9	7
Datablad	[44]	[45]	[46]	[47]	[48]

Tabell 5.1: Parameterene til TVS-diodene som er tatt i bruk, med plasseringen.

5.2 Overstrøm

Overstrøm kan oppstå som et resultat av flere ting. Noen av disse er blandt annet for lav motstand, feildesign, lysbuer i deler av kretsen, dårlig isolasjon, spenningsfall og jordingsfeil [49]. Spenningsfall vil medføre overstrøm dersom kretsen drives med effektstyring, noe som ikke denne kretsen vil designes for. Dette vil dermed si at overstrømsvernet blir designet for å beskytte systemet mot for liten last. Ved tidligere bacheloroppgaver er det brukt en IC som kan styres digitalt [50]. Denne er ikke lenger tilgjengelig. Siden samme karakteristikk er ønsket, men siden det har ikke blitt funnet en tilfredsstillende løsning, ble det besluttet å designe den selv. Det er valgt at sikringskretsen skal inkluderes på utgangen av 12 V, 1300 W- og 12 V 240 W-omformerene, da disse vil ha størst variasjon av strømtrekk. Sikringskretsene består av komponentene nedenfor.

- **Hovedkomponent: 12 V, 1300 W/ 12 V, 240 W**
- Strømsensor: CZ3725[51]/TMCS1108A3UQDRQ[52]
- Komparator: MCP6562T[53]
- SR-lås: SN74LS279ADR[54]
- Gate-driver: LM5114A[55]
- MOSFET: PJA3412[56]

Årsaken til at de ulike komponentene er valgt, blir forklart videre i dette underkapittelet. Det fulle oppsettet til sikringskretsen er vist i figur 5.10.

For testing av kretsen er det også lagt inn en 30 A-sikring på inngangen til ROV-en, slik at resten av kretsen ikke skades om den designede sikringskretsen ikke skulle fungere. Sikringen som er valgt er den samme som er brukt i tidligere bacheloroppgaver[57].

5.2 Overstrøm

5.2.1 Strømsensorer

For å definere når sikringen som designes skal kutte kretsen, må strømmen måles. Dette gjøres ved å implementere strømsensorer i kretsen. Maksimalstrømmen som disse må kunne måle, bør ligge over maksimalstrømmen som er forventet fra hver av omformerene. Det maksimale strømtrekket er som vist i tabell 5.2.

Omformer	Forventet maksimalstrøm
12 V 1300 W	108 A
12 240 W	12 A

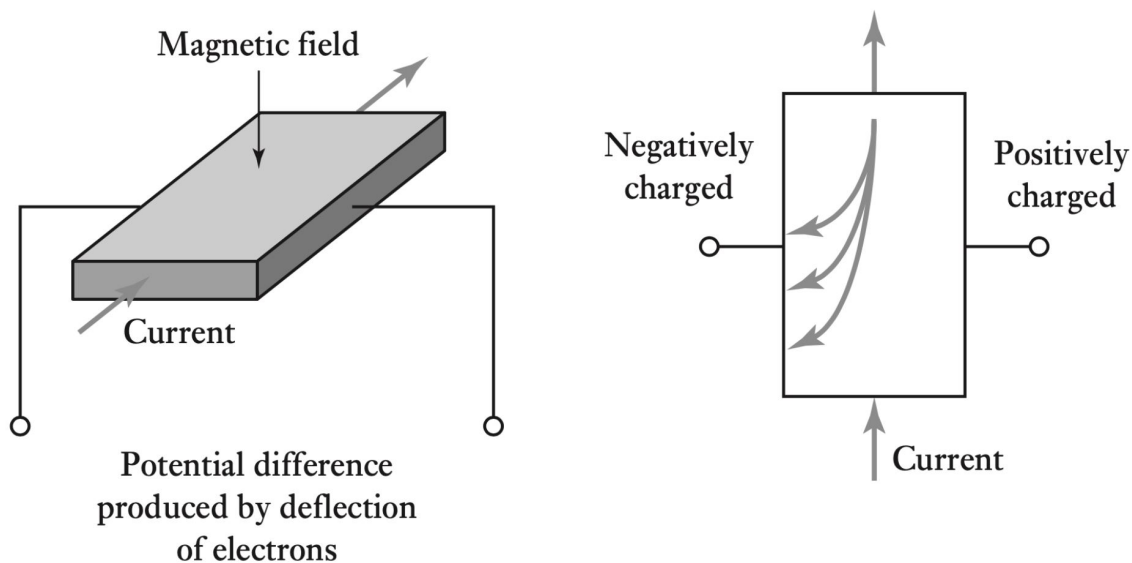
Tabell 5.2: Forventet maksimalstrøm basert på kraftbudsjett vist i kapittel 3.2

Basert på verdiene i tabell 5.2, er de to valgte sensorene til sikringskretsen, de som vises i tabell 5.3.

Sensor	Maksimalstrøm	Datablad
CZ3725	166 A	[51]
TMCS1108A3UQDRQ1	21.5 A	[52]

Tabell 5.3: Strømsensorer som er valgt som måleinstrumenter.

Begge sensorene som er valgt bruker hall-effektprinsippet for å måle strømmen. En hall-effektsensor fungerer som illustrert i figur 5.5.



Figur 5.5: Illustrasjon av Hall-effekt-prinsippet, hvor det induseres et spenningspotensiale mellom langsiden på en metallplate, som har en strøm som går gjennom kortsidene og et magnetfelt som står vertikalt gjennom platen [58].

Ved å indusere en strøm gjennom en plate, med et magnetfelt som står vertikalt gjennom platen, vil det i følge høyrehåndsregelen[59], utøves en kraft på elektronene, gitt av ligning 5.3.

$$\vec{F} = \vec{B} \times \vec{I} \times L \quad (5.3)$$

Denne kraften vil bøye av elektronene mot en side, slik som vist til høyere i figur 5.5. Dette vil videre medføre et spenningspotensial mellom venstre og høyre side av platen vist til venstre i figur 5.5. Dette spenningspotensialet kan måles, og direkte korreleres mot styrken til magnetfeltet vertikalt i platen, ved hjelp av ligning 5.4[60]. I uttrykket der n er antall elektroner per kubikkmeter, t er tykkelsen på platen, e er ladningen til et elektron og I_{sensor} er strømmen som induseres i platen.

$$V_{malt} = \frac{I_{sensor} B_{hovedkrets}}{n \cdot t \cdot e} \quad (5.4)$$

Magnetfeltet som virker på hall-effekt-elementet er magnetfeltet fra hovedkretsen. Magnetfeltet i hovedlederen er da gitt av av ligning 5.5.

$$B_{hovedkrets} = \frac{\mu_0 I_{hovedkrets}}{2\pi r} \quad (5.5)$$

Videre kan da ligningen ovenfor, som gir magnetfeltet fra hovedkretsen, settes inn i ligning 5.4. Dette gir uttrykket i ligning 5.6

$$V_{malt} = \frac{I_{sensor} \mu_0 I_{hovedkrets}}{2\pi \cdot r \cdot n \cdot t \cdot e} \quad (5.6)$$

Videre kan da ligningen løses med hensyn til strømmen i hovedkretsen, $I_{hovedkrets}$, som gir uttrykket nedenfor.

$$I_{hovedkrets} = \frac{2\pi \cdot r \cdot n \cdot t \cdot e}{I_{sensor}} V_{malt} \quad (5.7)$$

Dermed kan man ved å måle spenningen mellom venstre og høyre side av hall-elementet til høyre i figur 5.5 måle strømmen i hovedkretsen. Fordelen til en slik sensor er at den kan detektere statiske magnetfelt, i motsetning til en induktiv sensor som kun vil respondere på endring i magnetfelt.

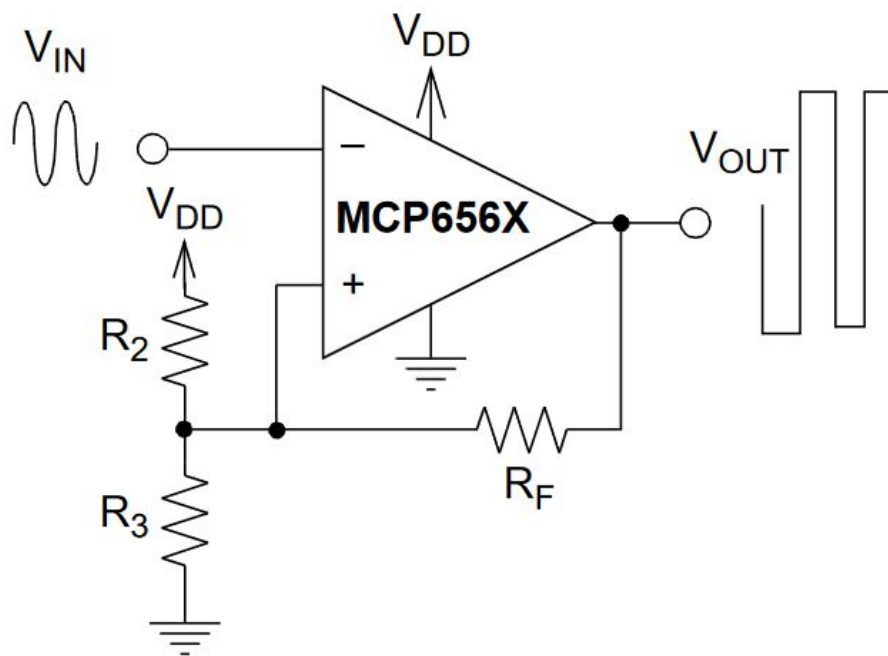
5.2.2 Komparator

For å gjøre om signalene til et analogt høyt eller lavt signal, kan komparatorer tas i bruk. Det er to hovedårsaker til at en komparator brukes for formålet, fremfor en vanlig operasjonsforsterker. En

5.2 Overstrøm

av årsakene til at en komparator er brukt fremfor en vanlig operasjonsforsterker er på grunn av en høyere *slew rate*². Den andre årsaken til at en komparator er brukt fremfor en vanlig operasjonsforsterker er at komparatoren vil drive signalet til *rail-to-rail*-spenningene³. Sammenlignet vil en operasjonsforsterker i samme prisklasse gå i metning⁴. Dette vil si at en operasjonsforsterker som ikke er spesifikt designet for formålet vil ha en utgangsspenning som har et avvik fra *rail-to-rail*-spenningene.

For å designe oppsettet rundt komparatoren, er det tatt utgangspunkt i *Texas Instrument* sin anbefaling av design for komparatorer[61]. I kretsen bør forsterkere som er dedikerte komparatorer brukes, slik at responstiden på signalet blir høyt. Derfor er komparatoren MCP6562T fra *Microchip* valgt [53]. Denne komparatoren har lav portforsinkelse⁵, på 34 ns fra høyt til lavt ved 5 V. Databladet anbefaler oppsettet som vises i figur 5.6.



Figur 5.6: Anbefalt oppsett for komparatoren fra databladet[53]

Oppgaven til motstand R_2 og R_3 i bildet ovenfor er for å definere den referansespenningen som ønskes på inngangen av komparatoren, mens R_f brukes for å justere hysteresen⁶. Hysteresen er ønsket for å ikke få prelling⁷ på utgangen, slik som er vist i figur 5.7.

²Maksimal endring i spenning per tidsenhet, typisk oppgitt i $\frac{V}{\mu s}$

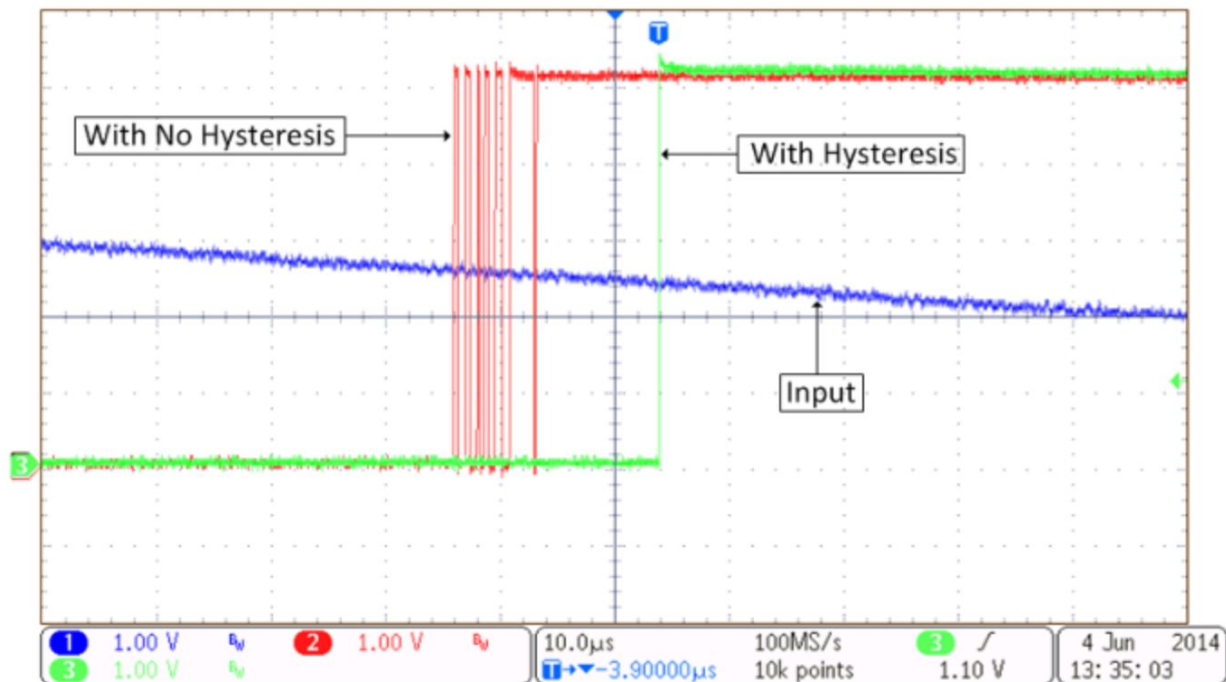
³De to ulike spenningene supplert til komparatoren, eks: V_{DD} og jord i figur 5.6

⁴Signalet vil mangle bunnpunktene, da disse ikke har mulighet til å gå i minus

⁵Tiden fra en komponent får et nytt signal på V_{IN} , til et responssignal gis ut på V_{OUT} .

⁶Forskjellige terskelverdier ved oppadgående signal og negative signaler

⁷Rask endring mellom høy og lav tilstand, som følger av liten endring i inngangsspenningen.



Figur 5.7: Utgangsspenning uten hysteresis (rødt) som resulterer i prell på signalet og med hysteresis (grønt) hvor prellingen er fjernet. Blått signal er inngangsspenningen. Hentet fra [61].

Hysteresis er differansen mellom spenningsterskelen ved endring fra lav til høy utgangsspenning, og fra høy til lav utgangsspenning. Dette vil altså si at den er gitt av ligningen nedenfor.

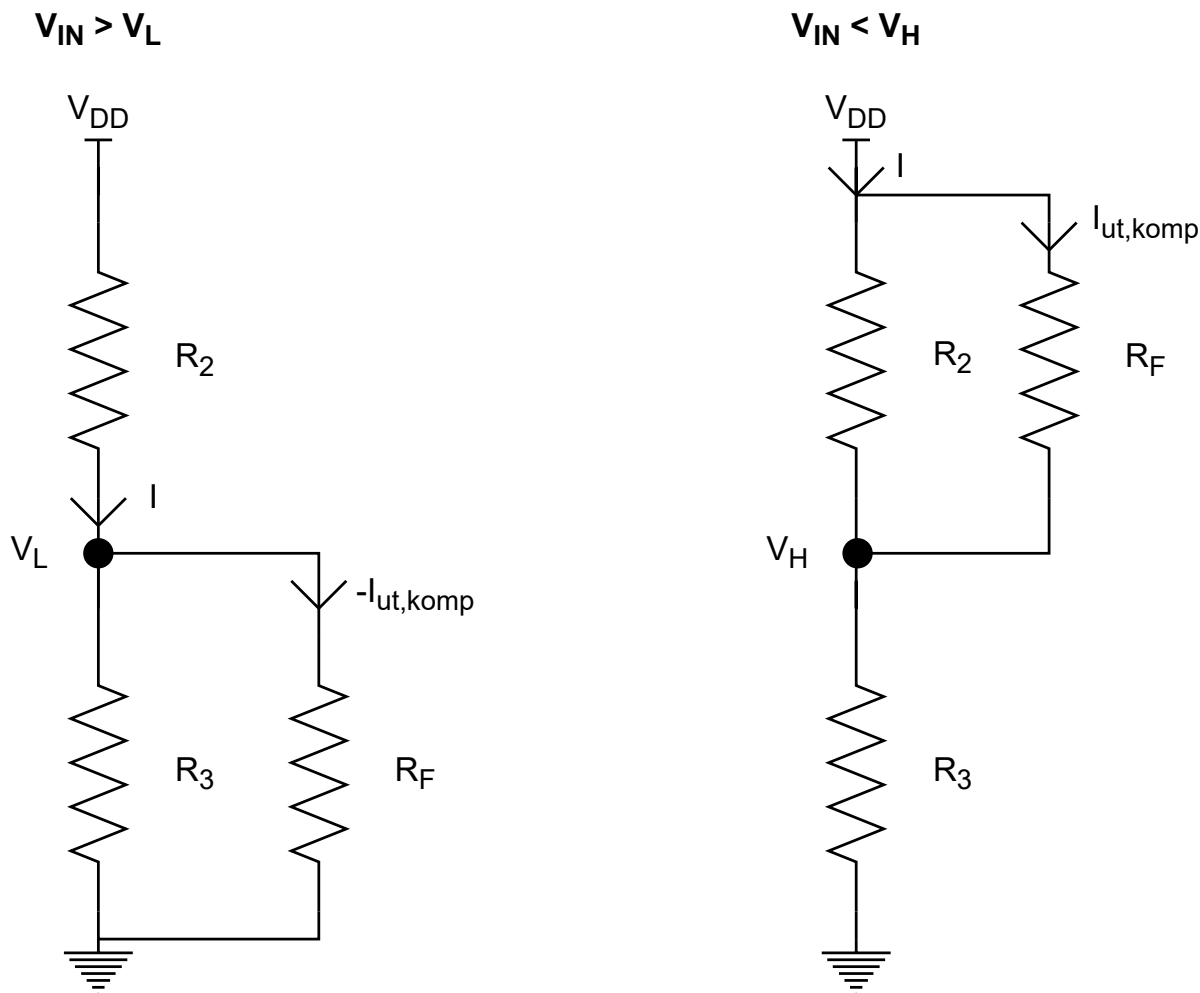
$$\text{Hysteresis} = V_H - V_L \quad (5.8)$$

Videre er da V_H og V_L gitt av ligning 5.9 og 5.10, hvor V_{ref} er den ønskede terskelspenningen til komparatoren.

$$V_H = V_{ref} + V_{hys} \quad (5.9)$$

$$V_L = V_{ref} - V_{hys} \quad (5.10)$$

En komparator har en positiv tilbakekobling som gjør at den kan operere i to tilstander. De to ekvivalente kretsene for tilstandene komparatoren kan operere i er vist i figur 5.8.



Figur 5.8: Tilstandene til en komparator. Til venstre er tilstanden der spenning på +inngangen til komparatoren er lavere enn spenningen på - inngangen. Kretsen til høyre viser den ekvivalente kretsen når spenningen på + inngangen er høyere enn spenningen på - inngangen.

Figur 5.8 er ekvivalentkretsene til figur 5.6, og disse må sees i sammenheng med hverandre. Den første tilstanden er når spenningen på "inngangen til komparatoren er høyere enn spenningen på "+"inngangen. Da vil operasjonsforsterkeren drive spenningen lavt, som gjør at R_F forbindes med jord. Dermed kan den illustreres ved den ekvivalente kretsen til venstre i figuren ovenfor. Den andre tilstanden er når spenningen på "inngangen er lavere enn spenningen på "+"inngangen. Da vil spenningen på utgangen av komparatoren drives til V_{DD} , som vil si at R_F vil stå i parallel med R_2 , vist i høyre krets i bildet ovenfor.

Et forhold mellom hysteresemotstanden R_F , og R_2 kan finnes ved å først sette opp uttrykket for V_L fra første tilstand, vist til venstre i figur 5.8, ved hjelp av spenningsdeling. Dette gir uttrykket i ligning 5.13.

$$V_L = \frac{R_3 || R_F}{R_2 + R_3 || R_F} \cdot V_{DD} \quad (5.11)$$

$$\Rightarrow V_L = \frac{R_3 R_F}{R_2(R_F + R_3) + R_3 R_F} \cdot V_{DD} \quad (5.12)$$

$$\Rightarrow V_L = \frac{R_3 R_F}{R_2 R_F + R_2 R_3 + R_3 R_F} \cdot V_{DD} \quad (5.13)$$

Deretter kan uttrykket for V_H settes opp fra tilstand to, vist til høyre i figur 5.8. Dette gir uttrykket i ligning 5.16

$$V_H = \frac{R_3}{R_2 || R_F + R_3} \cdot V_{DD} \quad (5.14)$$

$$\Rightarrow V_H = \frac{R_3(R_2 + R_F)}{R_2 R_F + R_3(R_2 + R_F)} \cdot V_{DD} \quad (5.15)$$

$$\Rightarrow V_H = \frac{R_3 R_2 + R_3 R_F}{R_2 R_F + R_3 R_2 + R_3 R_F} \cdot V_{DD} \quad (5.16)$$

Ved å subtrahere ligning 5.13 fra ligning 5.16, får man uttrykket for hysteresen, som er gitt av ligning 5.18

$$V_H - V_L = \frac{R_3 R_2 + R_3 R_F}{R_2 R_F + R_3 R_2 + R_3 R_F} \cdot V_{DD} - \frac{R_3 R_F}{R_2 R_F + R_2 R_3 + R_3 R_F} \cdot V_{DD} \quad (5.17)$$

$$\Rightarrow V_H - V_L = \frac{R_3 R_2}{R_2 R_F + R_3 R_2 + R_3 R_F} \cdot V_{DD} \quad (5.18)$$

Deretter kan ligningen ovenfor deles på ligning 5.13, som gir følgende uttrykk:

$$\frac{V_L}{V_H - V_L} = \frac{R_3 R_F}{R_2 R_F + R_3 R_2 + R_3 R_F} \cdot V_{DD} \cdot \frac{R_2 R_F + R_3 R_2 + R_3 R_F}{R_3 R_2} \cdot \frac{1}{V_{DD}} \quad (5.19)$$

Dette kan videre forenkles til uttrykket nedenfor, som er sammenhengen mellom R_2 og hysteresemotstanden, R_F .

$$\frac{R_F}{R_2} = \frac{V_L}{V_H - V_L} \quad (5.20)$$

Videre kan forholdet mellom R_2 og R_3 finnes ved å ta inngangspenningen V_{CC} minus V_H , hvor uttrykket til sistnevnte er gitt av ligning 5.16. Dette gir uttrykket i ligning 5.22.

$$V_{DD} - V_H = V_{DD} - \frac{R_3 R_2 + R_3 R_F}{R_2 R_F + R_3 R_2 + R_3 R_F} \cdot V_{DD} \quad (5.21)$$

$$\Rightarrow V_{DD} - V_H = \frac{R_2 R_F}{R_2 R_F + R_3 R_2 + R_3 R_F} \cdot V_{DD} \quad (5.22)$$

Deretter kan V_L , som er gitt av ligning 5.13, deles på uttrykket ovenfor. Dette gir følgende uttrykk:

$$\frac{V_L}{V_{DD} - V_H} = \frac{R_3 R_F}{R_2 R_F + R_2 R_3 + R_3 R_F} \cdot V_{DD} \cdot \frac{R_2 R_F + R_3 R_2 + R_3 R_F}{R_2 R_F} \cdot \frac{1}{V_{DD}} \quad (5.23)$$

Dette kan forenkles til forholdet mellom motstandene i spenningsdeleren, R_2 og R_3 , som da er gitt av:

$$\frac{R_3}{R_2} = \frac{V_L}{V_{DD} - V_H} \quad (5.24)$$

Det er altså kun to ligninger, men tre ukjente parametre som må finnes. På bakgrunn av at det er ukjent hvor mye strøm som i realiteten er nødvendig for å manøvrere ROV-en i vannet, er det valgt å ta i bruk et potensiometer for å realisere spenningsdeleren i kretsen. Dette er gjort for at terkslespenningen i etterkant kan justeres, når man har fått mer kjennskap til hvor stort strømforbruket virkelig er.

Det er i tillegg valgt å ta i bruk et potensiometer med høy motstand, slik at strømmen som vil gå til utgangen reduseres, da denne maksimalt skal være på 50 mA for komparatoren [61].

Basert på tilstandene i figur 5.8, er strømmen på utgangen av komparatoren gitt av strømmen som går gjennom hysteresemotstanden. Da strømmen i kretsen er avhengig av størrelsen til motstanden, og hysteresemotstanden R_F som er et forholdstall av R_2 , bør en stor motstand brukes for å redusere effektforbruk og strømmen på utgangen av komparatoren. Maksimalstrømmen på utgangen av komparatoren er 50 mA[53]. På bakgrunn av dette er det valgt å bruke et 200 k Ω potensiometer, som gir ligningen nedenfor.

$$R_2 + R_3 = 200k\Omega \quad (5.25)$$

Den ønskede referansespenningen kan finnes utifra sensitiviteten til de ulike sensorene. Ved å først ta utgangspunkt i 166 A-sensoren, som er på utgangen av 12 V, 1300 W-omformer, har denne en sensitivitet på 25 mV/A. Ved å sette en referansestrøm på 150 A, resulterer dette i en spenning på 3.75 V. Den definerte hysteresen er satt til ± 0.1 V i forhold til referansespenningen. Spenningen i V_{DD} er på 5 V. Dermed blir verdiene som følger:

5.2 Overstrøm

- Referansespenning, V_{ref} : 3.75 V
- Referansespenning fra lav til høy, V_H : 3.85, fra ligning 5.9
- Referansespenning fra høy til lav, V_L : 3.65, fra ligning 5.10
- Supplert spenning, V_{DD} : 5 V

Dette gir motstandsverdi for R_2 på 47.9 k Ω , R_3 på 152 k Ω , vist i ligning 5.28 og 5.29, mens R_F blir på 874.2 k Ω , vist i ligning 5.30. R_F er i etterkant blitt valgt å være 1 M Ω , da denne motstanden er av standardverdi.

$$R_3 = \frac{3.65}{5 - 3.85} R_2 = 3.174 R_2 \quad (5.26)$$

$$R_3 + R_2 = 3.174 R_2 + R_2 = 200 \cdot 10^3 \quad (5.27)$$

$$\Rightarrow R_2 = \frac{200 \cdot 10^3}{4.173} = 47.9 \text{ k}\Omega \quad (5.28)$$

$$\Rightarrow R_3 = 3.174 R_2 = 152.1 \text{ k}\Omega \quad (5.29)$$

$$R_F = \frac{3.65}{3.85 - 3.65} \cdot 47.9 \cdot 10^3 = 874.2 \text{ k}\Omega \quad (5.30)$$

For sensoren til 240 W-omformer er sensitiviteten på 200 mV/A. Dette vil si at spenningen ved 20 A maksimalstrøm, er på 4 V. Samtidig må det justeres for spenningsnivået for 0 A, som er på $0.1 \cdot V_{DD}$ i følge datablad[52]. Med en 5 V forsyning, tilsvarer dette 0.5 V. Dermed blir spenningsområdet til 240 W-regulatoren på 4.5 V. En hysteres på ± 0.1 V er også valgt for denne komparatoren.

- Referansespenning, V_{ref} : 4.5 V
- Referansespenning fra lav til høy, V_H : 4.6, fra ligning 5.9
- Referansespenning fra høy til lav, V_L : 4.4, fra ligning 5.10
- Supplert spenning, V_{DD} : 5 V

Dermed kan motstandene R_2 og R_3 finnes til å være 16.7 k Ω og 179 k Ω , vist i ligning 5.35 og , mens R_F på 367.4 k Ω .

$$R_3 = \frac{4.4}{5 - 4.6} R_2 = 11R_2 \quad (5.31)$$

$$R_3 + R_2 = 11R_2 + R_2 = 200 \cdot 10^3 \quad (5.32)$$

$$\Rightarrow R_2 = \frac{200 \cdot 10^3}{12} = 16.7k\Omega \quad (5.33)$$

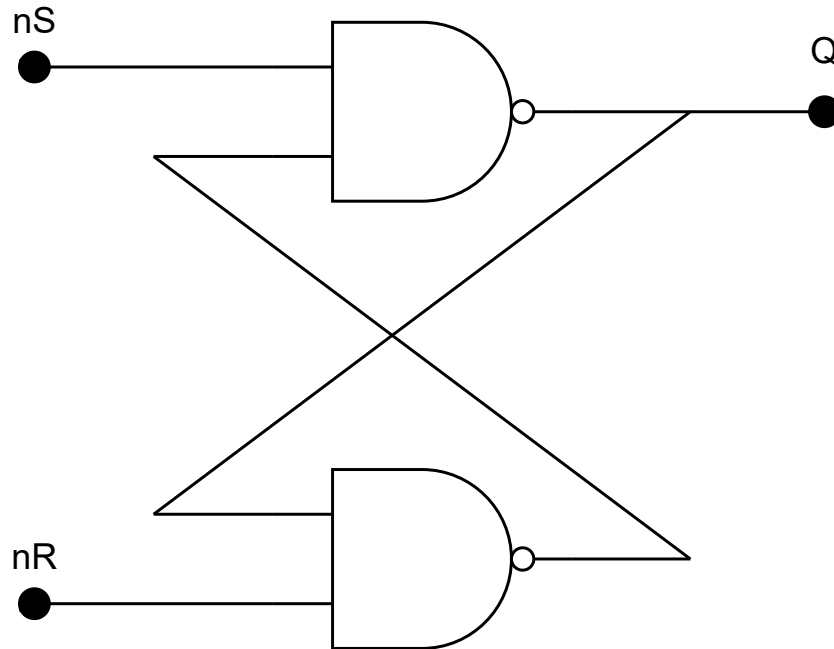
$$\Rightarrow R_3 = 12 \cdot R_2 = 183.3k\Omega \quad (5.34)$$

$$R_F = \frac{4.4}{4.6 - 4.4} \cdot 16.7k\Omega = 367.4k\Omega \quad (5.35)$$

Det ble valgt å ta i bruk $1\text{ M}\Omega$ som hysteresemotstand R_F . Resultatene blir presentert i underkapittel 9.2.3 og 9.2.4.

5.2.3 SR-lås

Dersom kretsen kun hadde hatt én komparator, hadde styresignalet holdt seg lavt i en kort periode, deretter gått høyt igjen. Dette kommer av at strømmen ville vært kuttet, som ville gitt en spenningsmåling lavere enn terskelverdien fra strømsensoren. Det behøves derfor en minnefunksjon, for å unngå at komparatoren svitsjer ved for høy strømmåling. Dette kan løses ved hjelp av en SR-lås. Topologien til en SR-lås kan realiseres på to måter, enten med NELLER-porter, eller ved hjelp av NOG-porter. Førstnevnte gir en aktivt lav SR-lås, mens sistnevnte gir en aktivt høy SR-lås. Aktivt lav vil si at det behøves en høy verdi på inngangen for å påvirke tilstanden til SR-låsen, mens aktivt høy vil si at det behøves lavt signal for gi utslag på utgangen. Da komparatorene er designet med aktivt høye utgangsspenninger, må SR-låsen også være aktivt høy. Derfor må den realiseres ved hjelp av NOG-porter. Topologien til en SR-lås med NOG-porter er vist i figur 5.9.



Figur 5.9: Topologien til en SR-lås realisert ved hjelp av NOG-porter, som gir en minnefunksjon som kan settes ved hjelp av aktivtlave inngangssignaler, nS og nR.

Sannhetstabellen til en SR-lås med NOG-porter er vist i tabell 5.4.

nS	nR	Q
1	1	Ingen endring
0	1	1
1	0	0
0	0	1

Tabell 5.4: Sannhetstabellen til en SR-lås realisert med NOG-porter.

Tabellen viser at når SR-låsen får et lavt signal på nS-inngangen, vil utgangen gå høyt, mens dersom den får et lavt signal på nR-inngangen, vil utgangen gå lavt. Dette vil altså si at ved å koble komparatoren som hører til strømsensoren til nR-inngangen, vil utgangssignalet settes lavt. Utgangen vil holdes i denne tilstanden til det kommer en lav verdi på nS-inngangen. Da det er ønsket at sikringen skal kunne resettes ved hjelp av et styresignal fra MCU-en, kan signalet fra MCU-en kobles på nS-inngangen for å sette utgangen høyt. Samtidig vil et høyt signal på begge innganger ikke endre utgangsverdien, som betyr at den ønskede minnelogikken kan realiseres for å unngå svitsjing på utgangen.

Da SR-låser ofte er integrert inn i ferdige systemer, var de svært vanskelige å oppdrive. Den SR-låsen som var mulig å oppdrive, og som ikke hadde noen tilleggslektronikk, var *Texas Instruments* sin *SN74LS279ADR*[54]. Denne SR-låsen har både doble og enkle reset-innganger. Dette vil si at for doble reset-inngangen er det to nR-innganger på SR-låsen, som videre vil si at nR kontrolleres ved hjelp av to ulike inngangssignaler. For denne applikasjonen vil enkeltinngangene på SR-låsen bli

brukt.

5.2.4 MOSFET og Gate Driver

For å realisere frakobling av regulatorene kan en MOSFET tas i bruk. Denne MOSFET-en kan plasseres mellom Jording (GND) og GND-utgangen til konnektorene, men en bedre løsning er å plassere den på *ON/OFF*-pinnen til regulatorene. Dette vil redusere både strømmen og spenningen som MOSFET-en må tåle, siden strømmen fra *ON/OFF*-pinnen til Vin- for 12 V, 1300 W ble målt til 100 mA og spenningen er 5 V. Dette vil også minke effekttapet i kretsen, og samtidig gjøre at sannsynligheten for overopphetning av MOSFET-en betydelig senkes. Siden MOSFET-en ikke skal tåle veldig høy strøm eller spenning, samtidig kunne svitsjes ved hjelp av 5 V, kan samme komponent som er brukt for statuslys i kretsen brukes, som er MOSFET-en *PJA3412* fra *Panjit* [56].

For å drive MOSFET-en bør en *gate driver* brukes. Dette er fordi en gate driver vil legge til rette for at en høyere strøm kan drives til gaten, sammelignet med SR-låsen. Dette vil betraktelig senke stigningstiden for MOSFET-en, som er kritisk for å opprettholde lav responstid. Som regel drives gate drivere på høyere spenninger enn 5 V. Siden sikringskretsen er avhengig av forsyning fra en ekstern kilde, for å fungere uavhengig av 240 W- og 1300 W-omformerer, er det ønskelig å drive disse på 5 V-spenningen. Derfor er den valgte gate driveren *LM5114A* fra *Texas Instruments* [55].

For å begrense maksimalstrømmen i gate-driveren behøves en motstand mellom gate driveren og MOSFET-en. Denne vil være med å bestemme stigningstiden til MOSFET-en. For å designe denne er ligningen nedenfor brukt, som er hentet fra en annen gate driver sitt datablad[62].

$$R_g = \frac{V_{CC} - V_{EE}}{I_{OLMAX}} - R_{DSON(MIN)} \quad (5.36)$$

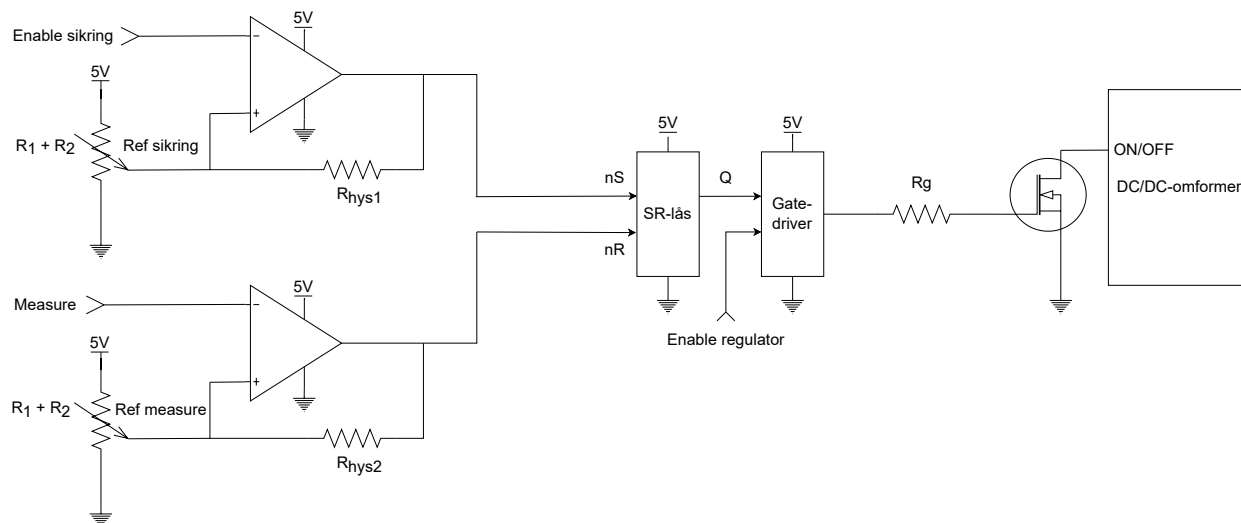
V_{CC} og V_{EE} er spenningen som suppleres til gate-driveren. Den skal suppleres med 5 V, som gir at V_{CC} er på 5 V og V_{EE} på 0 V. I_{OLMAX} er maksimalt strømtrekk, som er på 7.5 A. I databladet til MOSFET-en er det oppgitt av stigningstidene er målt med en motstand på *gate* inngangen på 6 Ω og en *gate-source*-spenning, V_{GS} på 4.1 V. Da det ikke behøves noe lavere responstid enn det som er oppgitt i databladet, er maksimalstrøm satt til være på 0.75 A. Siden strømtrekket reduseres vil dette også redusere støybidraget. $R_{DSON(MIN)}$ er motstanden i gate-driveren selv. I databladet er det en *Open-drain Pullup Source Output* på 2 Ω , som er motstanden mellom V_{DD} , som er forsyningspinnen, og P_OUT pinnene.

Dermed kan gate motstanden, R_g , kalkuleres til å være på 4.7 Ω , vist i ligning 5.37. Denne vil bli plassert mellom P_OUT pinnen på gate-driveren og gate pinnen på MOSFET-en.

$$R_g = \frac{5 - 0}{0.75} - 2 = 4.7\Omega \quad (5.37)$$

5.2.5 Sikringskretsen

Sikringskretsen vil da se ut slik som i figur 5.10, inkludert hvordan den vil kobles opp mot omformereren. Det er inkludert en ekstra komparator i hver av sikringene. Denne brukes for å øke 3 V-spenningen fra MCU-en til 5 V, og gjør det mulig å resette sikringen fra MCU-en. I tillegg er det også lagt inn et styresignal på gate-driveren, slik at omformereren kan skrus av og på, uavhengig av sikringen.



Figur 5.10: Oppsettet for sikringskretsen.

Ved å se på måten kretsen vil operere ved ulike inngangssignaler, kan en sannhetstabell settes opp slik som i tabell 5.5. Logikken vil inneholde en kombinasjon av digitale og analoge signaler. Derfor er digitale signaler merket med 1 og 0, mens analoge signaler er gitt som større eller mindre enn referansespenningen.

Enable sikring	Measure	Enable regulator	nS	nR	Q	V_{GS} til MOSFET
0	$< V_{ref}$	0	1	1	Q_0	Q_0
1	$< V_{ref}$	0	0	1	1	Høy
0	$> V_{ref}$	0	1	0	0	Lav
1	$> V_{ref}$	0	0	0	1	Høy
x	x	1	x	x	x	Lav

Tabell 5.5: Sannhetstabellen til sikringskretsen. Digitale signaler er gitt av 1/0, mens analoge signaler er gitt av $>/< V_{ref}$. x vil si at det gjelder både når verdien er høy og lav. Q_0 vil si at tidligere verdi blir beholdt. V_{GS} er spenningen fra gate til source på MOSFETen. Tabellen ser bort ifra hysteresen for komparatorene.

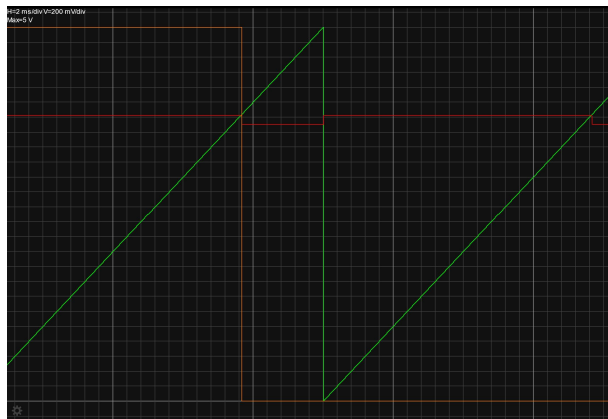
Tabellen ovenfor viser at ønsket oppførsel er realisert, siden omformereren skrus av dersom målingen fra sensoren, *measure*, er høyere enn referanseverdien. Samtidig kan kretsen digitalt resettes, ved å sette *Enable* høy. Kretsen legger også, som ønsket, tilrette for at sikringen kan overstyres, og at regulatoren kan manuelt skrus av, ved hjelp av styringssignalet på gate driveren, *Enable regulator*. Dette styresignalet er aktivt lavt, som vil si at det skal være lavt når utgangen på gate-driveren skal

5.2 Overstrøm

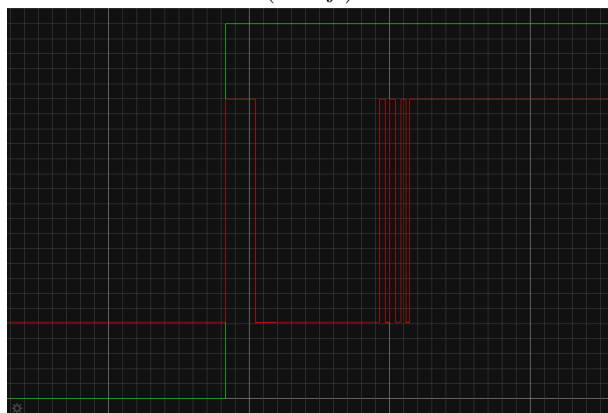
kunne gå høy.

Samtidig er det en uønsket oppførsel som kan oppstå. Denne er når både det digitale signalet for å resette sikringen og målingen er høy. Da er det egentlig ønsket at sikringen skal skru seg av, siden dette tyder på at strømmen er for høy. Dette kan oppstå ved lukking av sikringen, da *Enable sikring* må holdes høy i en liten periode, for å være sikker på at sikringen lukkes. Dette problemet vil bli løst digitalt, som forklart i kapittel 8.3.6, ved å skru av omformereren på gate driver siden, før sikringen resettes. I tillegg kommer problemet med at SR-låsen i initialiseringsfasen. I denne fasen kan SR-låsen være høy eller lav, avhengig av hvilken av inngangssignalene som blir satt lavt først. Dette vil også løses digitalt ved å resette sikringen ved initialiseringen av kortet, slik at det er kjent hvilken tilstand sikringen befinner seg i.

For å verifisere at den ønskede responsen oppstår, er komparatorene og SR-låsen simulert ved hjelp av *Falstad*, hvor simuleringsoppsettet finnes i vedlegg A.4. Denne simuleringen er todelt, hvor resultatet av begge simuleringene er vist i figur 5.11.



(a) Resultat av simulering, hvor spenningen fra strømsensoren, *Measure*, er illustrert ved en sagtannbølge (grønn), referansespenningen, V_{ref} , på komparatoren til strømmålingen (rød) og utgangsspenning fra SR låsen, *Q*, (oransje).



(b) Resultat av simuleringen når *enable sikring* signalet fra mikrokontrollen settes høy (rød), og utgangsspenningen på SR låsen, *Q*, (grønn) som resultat av dette.

Figur 5.11: Simuleringsresultater ved hjelp av kretsen i vedlegg A.4. I begge figurer utgjør en firkant 200mV.

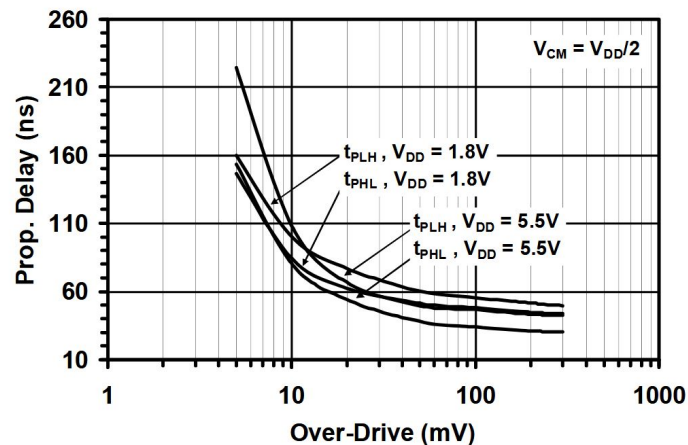
5.2 Overstrøm

Den første testen er gjort ved å sette på en spenning på *measure* inngangen i kretsen (grønt signal). Dette vil altså simulere strømmålingene som kan oppstå. Resultatet av denne simuleringen er vist i figur 5.11a, og bekrefter at utgangen på SR-låsen vil gå lavt (brunt signal) når spenningen fra sensoren overgår en satt terskelverdi. I tillegg viser også simuleringen at det vil oppstå en hysteres, siden referansespenningen, V_{ref} , faller når spenningen fra sensoren overgår referansespenningen (rødt signal). Figur 5.11b viser også at resetten av sikringen fungerer som forventet, da man ved å sette *Enable sikring* høyt (rødt signal), vil endre tilstanden til SR-låsen, samtidig som utgangen ikke vil påvirkes av prell på denne inngangen.

Det er svært viktig at sikringen i seg selv har rask respons, slik at elektronikken som skal forbruke effekten, i liten grad opplever overstrømmen. Den totale responsen kan finnes ved hjelp av å summere forsinkelsen til alle komponentene i sikringen, slik som er vist i ligning 5.38. Her er det sett på den oppadgående flanken til strømmålingen, da det er i dette tilfellet det er viktig at responstiden er lav.

$$Responstid = t_{komp} + t_{SR} + t_{GD} \quad (5.38)$$

Komparatoren sin responstid fra høyt til lavt, kan finnes i databladet, og avhenger av *overdrive*-spenningen, slik som er vist i figur 5.12. *Overdrive* er differansen mellom referansespenningen og inngangsspenningen[63]. De to ulike sikringskretsene, for 240 W- og 1300 W-omformerene, har referansespenning på henholdsvis 3.85 V og 4.6 V, funnet under avsnitt 5.2.2. Ved å ta utgangspunkt i at spenningen fra sensoren er 100 mV større enn referansespenningen, gir dette en responstid på 34 ns.



Figur 5.12: Forsinkelse mot *overdrive* for den valgte komparatoren[53].

For SR-låsen er også den forventete forsinkelsen gitt i databladet[54]. Der er det oppgitt at ved lav verdi på resetinngangen, vil tiden fra høyt til lavt på utgangen typisk være 15 ns. For gate driveren er det oppgitt to ulike verdier i databladet[55], som er fall-tiden og forsinkelsen. Den totale forsinkelsener da summen av disse to. Disse verdiene er oppgitt ved ulike laster, C_L , som tilsvarer

5.3 Strømmåling

ekvivalente kondensatoren som vil være mellom gate og source på MOSFETen. Denne kan finnes ved hjelp av ligning 5.39.

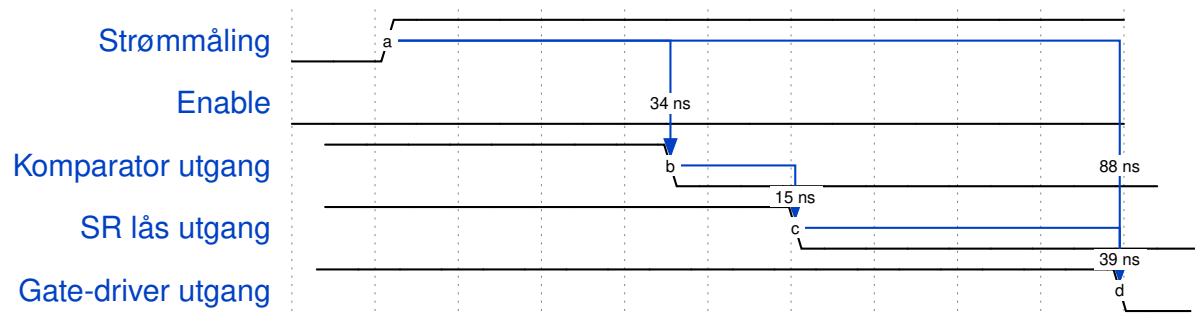
$$C_{gs} = C_L = \frac{Q_{gs}}{V_{gs}} \quad (5.39)$$

I databladet til MOSFET-en[56] er det oppgitt at Q_{gs} er på 0.8 nC, mens den ønskede gate source spenningen V_{gs} er på 5 V. Dette gir en ekvivalent kondensatorverdi på 160 pF, vist i ligning 5.40.

$$C_{gs} = \frac{0.8 \cdot 10^{-9}}{5} = 160pF \quad (5.40)$$

Den nærmeste verdien oppgitt i gate driveren sitt datablad[55] er på 1000 pF, som gir verdier på henholdsvis 3 og 36 ns⁸. Dette gir en total forsinkelse i gate-driveren på 39 ns.

Dermed kan tidsdiagrammet for kretsen settes opp slik vist i figur 5.13.



Figur 5.13: Tidsskjema for sikringskretsen, der den anslått responsen vil ligge på 88 ns, fra inngangen på komparatoren, til utgangen på gate driveren.

Den totale responstiden vil da være på 88 ns. Ved å sammenligne dette med responstiden til sensorene selv, så er det oppgitt en responstid for sensoren til 1300 W, på 1 μ s[51], mens for 240 W sensoren, er det oppgitt en responstid på 6.5 μ s[52]. Det er altså ikke sikringskretsen som er designet, som er den begrensende faktoren, men sensoren selv.

5.3 Strømmåling

I tillegg til å kunne begrense strømmen, er det ønsket å kunne overvåke strømforbruk til ROV-en. Det er derfor nødvendig å sette sammen en krets som tilpasser spenninger, slik at de kan måles

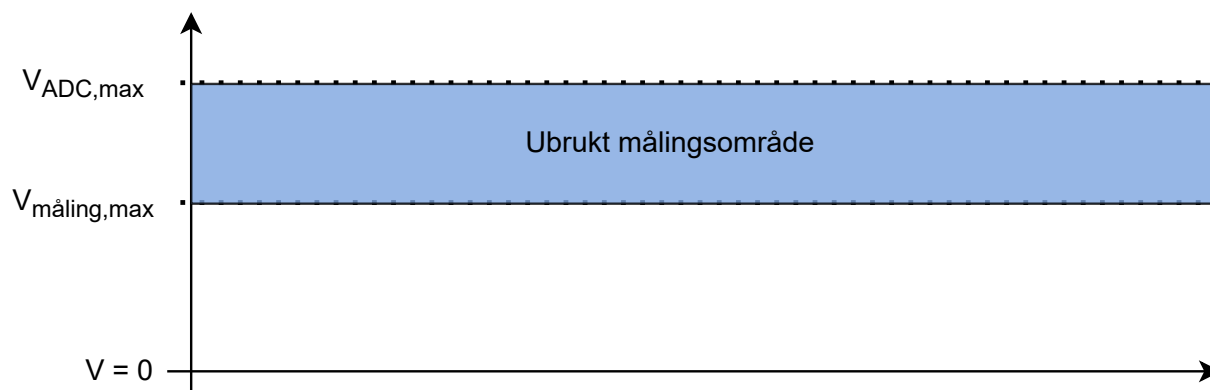
⁸Forsinkelsen ved 25 °C

5.3 Strømmåling

ved hjelp av ADC-ene på MCU-en. For å ta strømmålingene, brukes strømsensoren som er tilkoblet 1300 W- og 240 W-omformerene som en del sikringskretsen. Samtidig er en strømsensor på 5 V-regulatoren brukt, fordi strømtrekket også kan variere litt fra denne omformerer. Det er ikke plassert en sensor på 19 V-omformerer, da det kun er mini-pc-en som er tilkoblet, og det er dermed antatt at det vil være liten variasjon i strømtrekket fra denne omformerer. 5 V-regulatoren bruker den samme typen sensor som for 240 W-regulatoren, men med en lavere maksimalstrøm på 10.75 A, brukt[52].

5.3.1 Spenningstilpassing mot ADC-ene

Ved tilpassingen av spenning mot en ADC er det kritisk å sette det opp slik at spenningen ikke vil overgå maksimal tillatt spenning $V_{ADC,max}$ inn på ADC-en. Samtidig er det hensiktsmessig at målingen går fra minimalspenning til maksimalspenningen⁹, slik at man unngår tilfellet vist i figur 5.14, hvor deler av ADC-en sin oppløsning ikke brukes, som vil føre til at dårligere sensitivitet oppnås.



Figur 5.14: Illustrasjon av ubrukt spenningsområde som kan oppnås dersom for lav referansespenning brukes på inngangen på ADCen.

For å vite hvor mye spenningsmålingen må tilpasses, må måleområde til de ulike strømsensorene defineres. Sensoren til 12 V, 240 W-og 5 V-omformerene, bruker samme ligninger for å finne denne verdien, som starter med å finne nullstrømsmålingen, V_{min} , som er gitt av ligning 5.41. Deretter kan maksimalspenningen defineres ved ligning 5.42.

$$V_{min} = 0.1 \cdot V_{DD} \quad (5.41)$$

$$V_{maks} = V_{min} + \text{sensitivitet}[mV/A] \cdot I_{max} \quad (5.42)$$

Nullstrømsspenningen til sensorene på de to ulike sensorene blir den samme, da begge suppleres med 5 V. Dette gir en spenning på 0.5 V, vist i ligning 5.43. Sensitiviteten til de to sensorene er gitt i

⁹0V - $V_{ADC,max}$

5.3 Strømmåling

databladet til å være henholdsvis 200 mV/A og 400 mV/A. Maksimalspenningen til de to sensorene blir da også den samme, på 4.8 V, vist i ligning 5.44 og 5.45. Dette gir et spenningsområde på 0.5 til 4.8 V.

$$V_{min} = 0.1 \cdot 5 = 0.5V \quad (5.43)$$

$$V_{maks,5V} = 0.5 + 0.4 \cdot 10.75 = 4.8V \quad (5.44)$$

$$V_{maks,12V,240W} = 0.5 + 0.2 \cdot 21.5 = 4.8V \quad (5.45)$$

For den siste strømsensoren, som er til 12 V, 1300 W-regulatoren, finnes spenningsområdet med andre formler. I databladet [51] er det oppgitt at nullstrøm-spenningen er typisk 0 V. For å finne maksimalspenningen oppgir også databladet at den kan finnes ved hjelp av ligning 5.46, hvor $V_{sat,H,min}$ også er oppgitt i databladet til å være gitt av ligning 5.47.

$$V_{maks} = V_{sat,H,min} - 0.1 \cdot V_{DD} \quad (5.46)$$

$$V_{sat,H,min} = V_{DD} - 0.3 \quad (5.47)$$

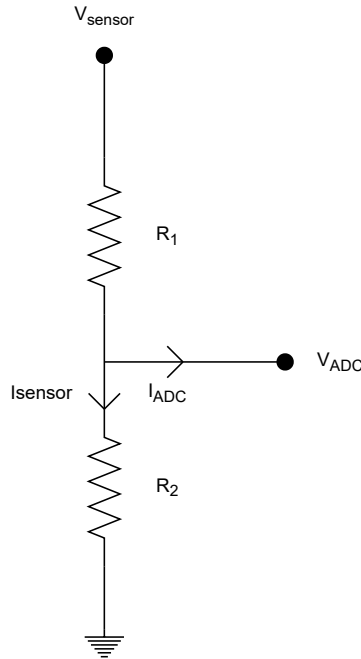
Sensoren suppleres med 5 V. Dermed kan maksimalspenningen til sensoren kalkuleres til å være på 4.2 V, vist i ligning 5.49. Dette gir spenningsområde fra 0 til 4.2 V.

$$V_{sat,H,min} = 5 - 0.3 = 4.7 \quad (5.48)$$

$$V_{maks} = 4.7 - 0.1 \cdot 5 = 4.2V \quad (5.49)$$

For å tilpasse spenningen inn på ADC-en er det valgt å bruke en spenningsdeler, slik som er vist i figur 5.15.

5.3 Strømmåling



Figur 5.15: Spenningsdeler for å tilpasse målt spenning til tillat inngangsspenning på ADC-en

For å finne et forhold mellom størrelsen til motstand R_1 og R_2 anvendes spenningsdeling over R_2 , som gir ligning 5.50.

$$V_{ADC} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_{sensor} \quad (5.50)$$

Denne ligningen kan forenkles til forholdet i ligning 5.51

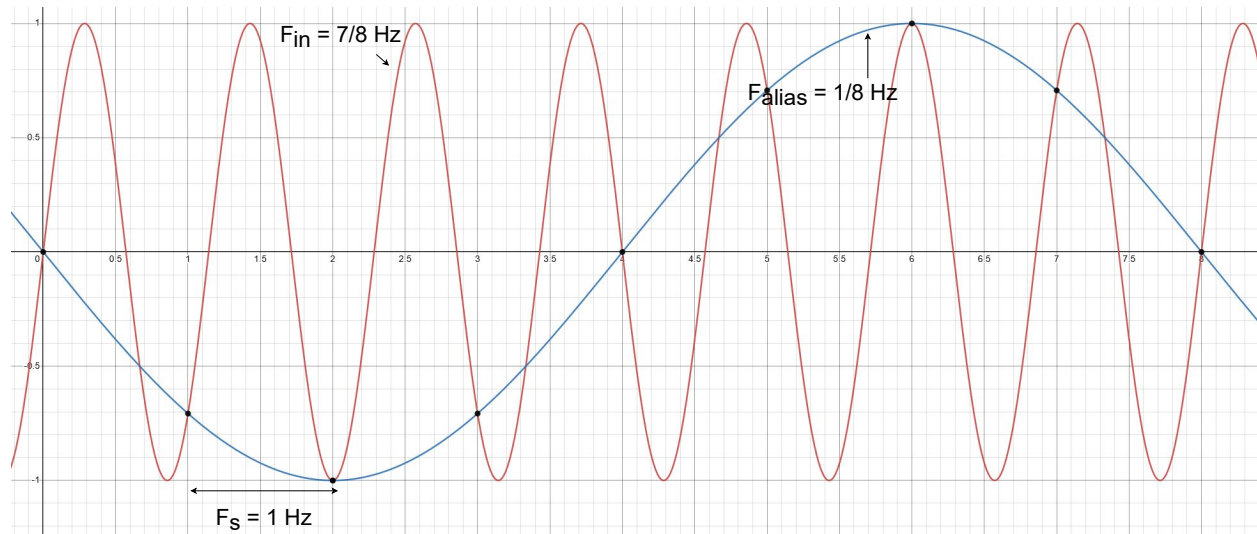
$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{V_{sensor} - V_{ADC}}{V_{ADC}} \quad (5.51)$$

Da det er valgt å bruke potensiometer for sikringskretsene, er det også valgt å bruke potensiometer for målingskretsene. Dette er fordi sikringskretsen selv vil begrense strømmen som vil gå i de ulike reguleterene. Dermed vil potensiometere gjøre at sensitiviteten for målingskretsen kan optimaliseres, selv om det i etterkant velges å endre maksimalstrømmen, ved å trimme sikringskretsen.

5.3.2 Filtrering

Ved omforming av et analogt signal til et digitalt signal, kan målingene bli påvirket av nedfolding. Dette er et resultat av at signaler med høyere frekvens enn tastefrekvensen, måles som en lavere frekvens. Et eksempel på en slik nedfoldingsfeil er illustrert i figur 5.16.

5.3 Strømmåling



Figur 5.16: Eksempel på nedfolding, som kan oppstå ved tasting av signaler, der et inngangssignal med frekvens F_{in} , på $\frac{7}{8}$ Hz, blir tolket som et signal med frekvens, F_{alias} på $\frac{1}{8}$ Hz, med en tastefrekvens, F_s , på 1 Hz.

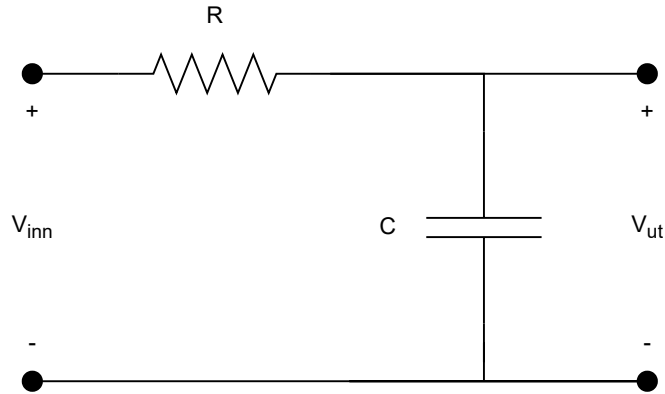
Figuren illustrerer et signal med frekvens på $\frac{7}{8}$ Hz tolkes som et signal med frekvens på $\frac{1}{8}$ Hz. Fra Nyquists teorem er største frekvensen et signal som kan tastes uten foldefeil gitt av $F_{Nyquist} \geq \frac{F_s}{2}$ [64]. Dette vil altså si at med en tastefrekvens på 1 Hz, som er brukt i figuren ovenfor, kan det maksimalt tastes et signal med frekvens på $\frac{1}{2}$ Hz. Siden frekvensen til signalet i figuren ovenfor er høyere enn denne frekvensen, vil dette medføre nedfolding. Frekvensen som det opprinnelige signalet vil tolkes som ved tasting kan finnes ved hjelp av ligningen nedenfor [65]¹⁰.

$$F_{alias} = F_s - F_{in} = 1 - \frac{7}{8} = \frac{1}{8} \text{ Hz} \quad (5.52)$$

Ved tasting av signaler ved hjelp av en ADC vil dette si at høyfrekvent støy kan tolkes som lavfrekvente signaler. For å motvirke denne effekten, må et anti-nedfolding-filter tas i bruk, for å redusere amplituden til høyfrekventstøy. For dette tilfellet, er et førsteordens lavpass-RC-filter tatt i bruk. Topologien til et slikt filter, er vist i figur 5.17.

¹⁰Tid i video: 0:38

5.3 Strømmåling



Figur 5.17: Topologien til et førstordens lavpass-RC-filter

For å finne sammenhengen mellom inngangs- og utgangsspenningen til dette filteret, kan spenningsdeling tas i bruk. Dette gir uttrykket vist i ligning 5.53.

$$V_{ut} = \frac{\frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C}} V_{inn} \quad (5.53)$$

Videre kan dette uttrykket forenkles, og skrives som overføringsfunksjonen mellom utgang- og inngangsspenningen, gitt av ligning 5.54.

$$\frac{V_{ut}}{V_{inn}} = H(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega RC} \quad (5.54)$$

Denne kan sammenlignes med det generelle uttrykket for en førsteordens overføringsfunksjon, som vist i ligning 5.55.

$$H(j\omega) = \frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_b}} \quad (5.55)$$

Dette gir sammenhengen mellom knekkfrekvensen, f_b , og komponentene i filteret, som i ligning 5.56, hvor $f_b = \frac{\omega_b}{2\pi}$.

$$f_b = \frac{1}{2\pi RC} \quad (5.56)$$

I filteret er det valgt å ta i bruk en motstand, R , på $1.6 \text{ k}\Omega$ og en kondensator, C , på $10 \text{ }\mu\text{F}$. Dette gir et filter med en knekkfrekvens på 9.95 Hz , fra ligning 5.57.

5.3 Strømmåling

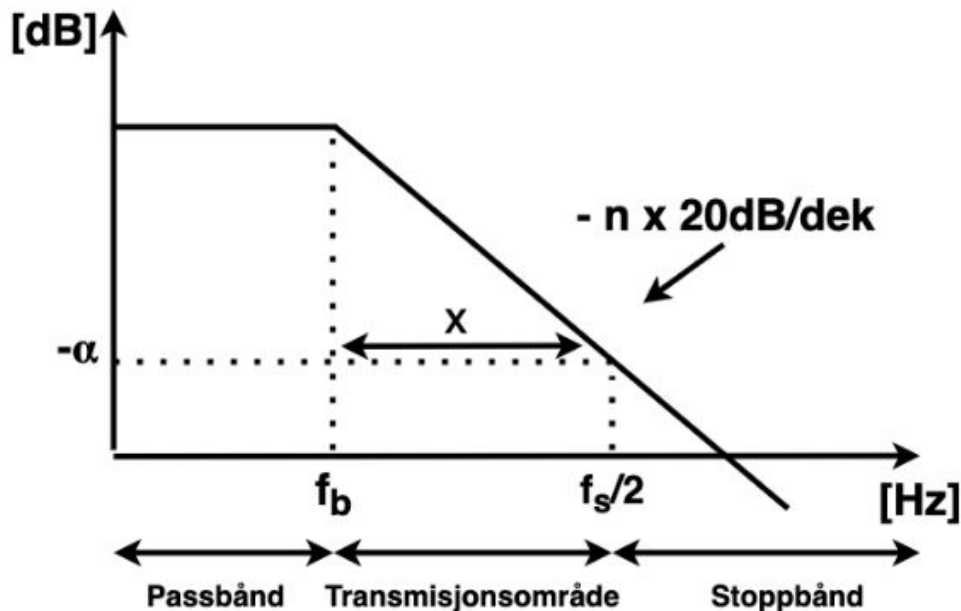
$$f_b = \frac{1}{2\pi \cdot 1.6 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^{-6}} = 9.95 Hz \quad (5.57)$$

For CAN-bussen er det bestemt at målinger skal sendes på en frekvens på 20 Hz. Samtidig er det ønsket at strømmålingene skal testes oftere, slik at eventuelle strømtopper kan plukkes opp. Dette er gjort for at man kan ha mulighet til å i etterkant finne ut årsaken til at sikringskretsen slår ut. Det er derfor bestemt at det skal gjøres 200 målinger for hver avsending. Dette vil si at det behøves en tastefrekvens på 4 kHz.

Fra Nyquist's teorem, vil dette si at minste frekvens som ikke blir foldet er på 2 kHz, vist ligning 5.58.

$$f_{Nyquist} = \frac{4 \cdot 10^3}{2} = 2 kHz \quad (5.58)$$

For å finne dempingen som filteret vil medføre på Nyquist-frekvensen, må først antall dekadere som Nyquist-frekvensen befinner seg under knekkfrekvensen til filteret, finnes. For å finne dette kan figur 5.18 brukes, som viser frekvensresponsen til et n-te ordens lavpassfilter.



Figur 5.18: Frekvensresponsen til et n-te ordens lavpassfilter, som har $n \cdot 20$ dB/dekade demping etter knekkfrekvensen. Knekkfrekvensen er f_b og Nyquist-frekvensen er $f_s/2$. Dempingen ved Nyquist frekvensen er merket med $-\alpha$, mens dempingen ved frekvenser over knekkfrekvensen er 0. Figur hentet fra tidligere bacheloroppgave [15].

Fra figuren ovenfor kan avstanden x finnes. Da dempingen er gitt i antall dekadere, bør også avstanden finnes i dekadere. For å finne antallet dekadere, må man ta tierlogaritmen til frekvensen. Dermed kan sammenhenger mellom knekkfrekvensen og Nyquist-frekvens uttrykkes som:

5.3 Strømmåling

$$\log_{10} \frac{f_s}{2} = \log_{10}(f_b) + x \quad (5.59)$$

Ved å løse denne ligningen med hensyn på x , får en ligning 5.60.

$$x = \log_{10} \frac{f_s}{2} - \log_{10}(f_b) \quad (5.60)$$

Fra tidligere er det fastsatt at det behøves en tastefrekvens på 4 kHz, som ga en Nyquist-frekvensen er på 2 kHz. Filteret som er laget har en knekkfrekvens på 9.95 Hz. Dette vil altså si at avstanden mellom de to frekvensene er 2.3 dekader, vist i ligning 5.61.

$$x = \log_{10}(2 \cdot 10^3) - \log_{10}(9.95) = 2.3 \text{dekader} \quad (5.61)$$

Filteret som er konstruert er et første ordens lavpassfilter. Dette vil altså si at frekvenser etter knekkfrekvensen vil dempes med 20 dB/dekade, slik som er vist i figur 5.18, med $n = 1$. Da dette er en lineær kurve, med stigningstall på på -20 dB/dekade, kan dempingen ved Nyquist-frekvensen, $-\alpha$, uttrykkes som:

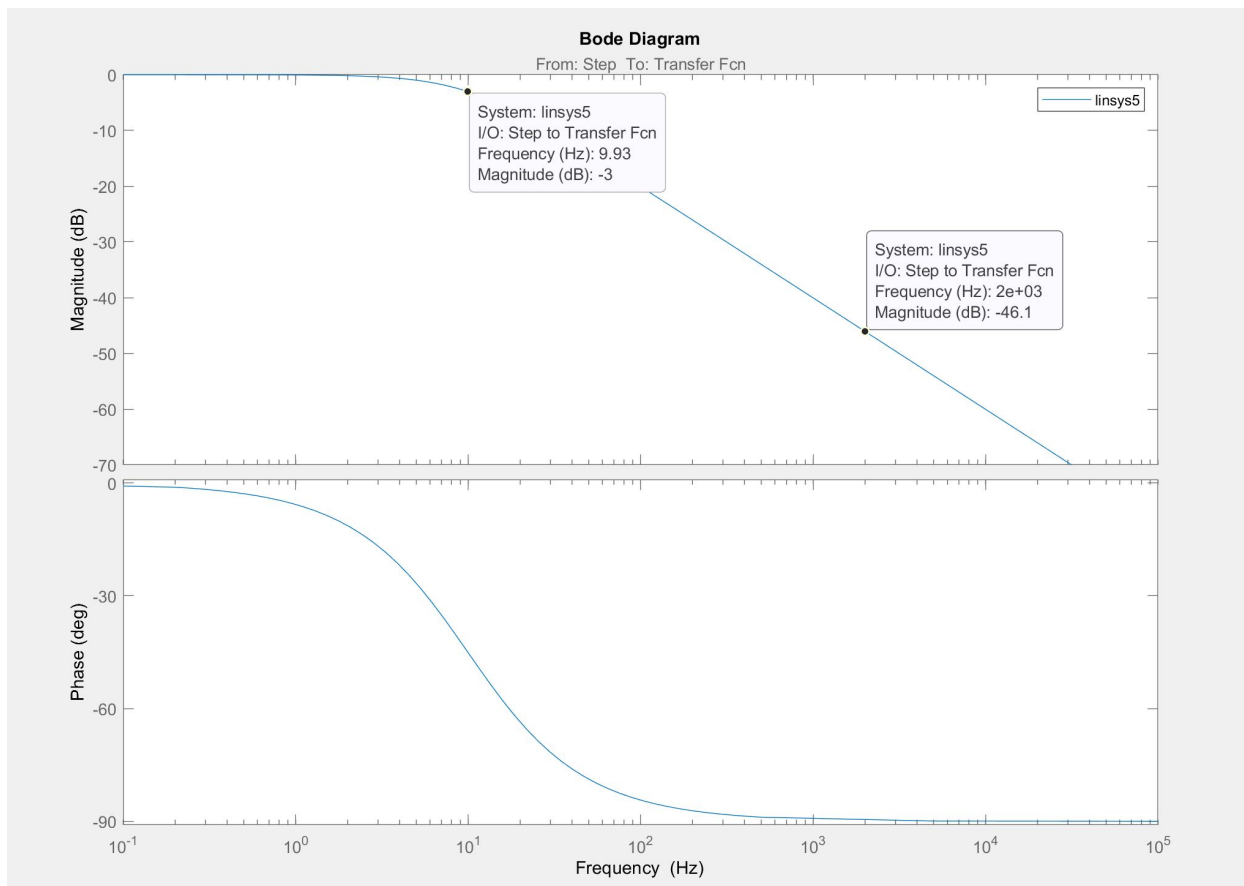
$$-\alpha = x \cdot -20 \quad (5.62)$$

Ved å bruke avstanden i dekader mellom de to frekvensene, kan dempingen ved Nyquist-frekvensen regnes ut til å være på 46.4 dB, vist i ligning 5.63.

$$\alpha = 2.32 \cdot 20 = 46.4 \text{dB} \quad (5.63)$$

Dette kan også bekreftes ved å se på frekvensresponsen til filteret, som er vist i figur 5.19.

5.3 Strømmåling



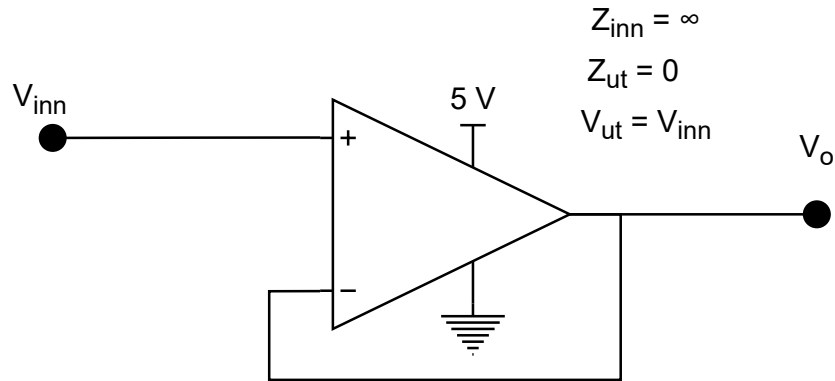
Figur 5.19: Frekvensresponsen til filteret, som viser en at knekkfrekvensen, som er ved -3 dB, er på 9.93 Hz. Forsterkningen ved Nyquistfrekvensen, som er på 2 kHz, er på -46.1 dB.

Figuren ovenfor viser at knekkfrekvensen ligger på 9.93 Hz, som stemmer godt overens med den kalkulerede knekkfrekvensen på 9.95 Hz. Dempingen ved Nyquist-frekvensen, 2 kHz, er på 46.1 dB, og stemmer også godt med den kalkulerede dempingen på 46.4 dB.

5.3.3 Buffere

Ved å plassere filterkretsen mellom V_{ADC} og jord på spenningsdeler, vil de to kretsene påvirke karakteristikken til hverandre. Derfor må disse kretsene separeres. Dette realiseres ved å inkludere buffere i kretsen. En buffer er en operasjonsforsterker koblet slik som vist i figur 5.20.

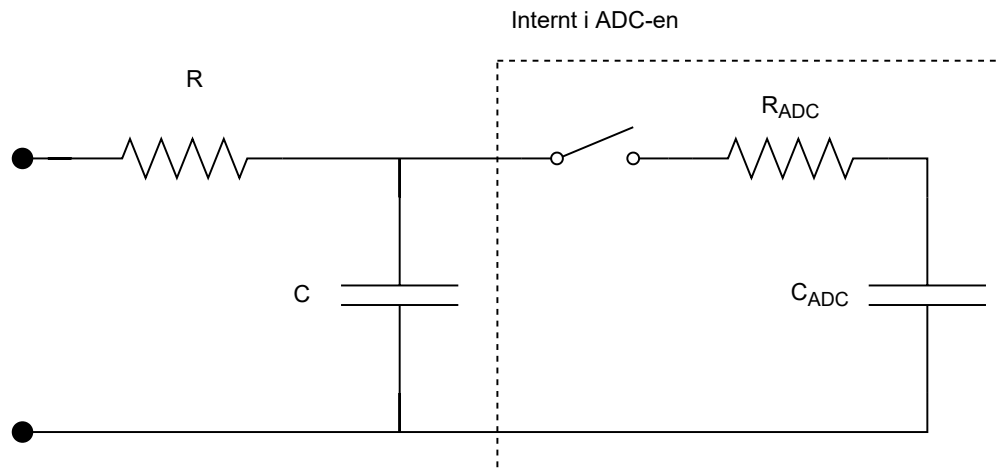
5.3 Strømmåling



Figur 5.20: Topologi og karakteristikk til en ideell buffer.

Ved å koble operasjonsforsterkeren slik som er vist i figuren ovenfor skal den ideelt sett ha en uendelig høy inngangsimpedans og null utgangsimpedans som gjør at den ikke har noen påvirkning som last eller spenningskilde. I tillegg skal en ideell buffer, koblet slik som i figur 5.20, heller ikke forsterke inngangsspenningen.

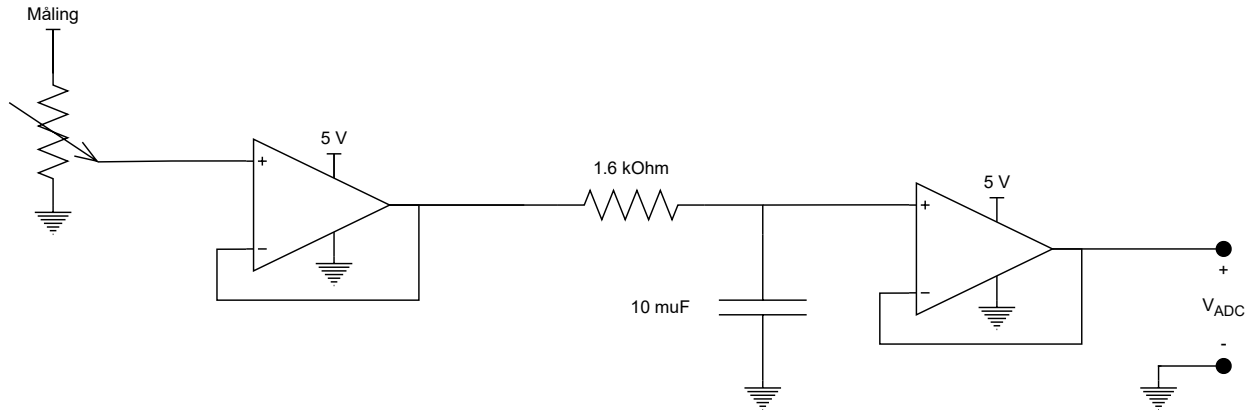
Dette vil altså si at ved å koble en buffer mellom spenningsdeleren og filterkretsen unngås påvirkning mellom de to ulike kretsene. I tillegg til å separere disse to kretsene, bør også utgangen på filteret å separeres fra inngangen på ADC-en. Dette kommer av at internt i ADC-en befinner det seg en RC-krets[66], som vil si at filteret og ADC-en vil se ut slik som i figur 5.21.



Figur 5.21: Ekvivalent krets av filteret serielt med ADC-en

Uten en buffer for å separere de to ulike kretsene, vil kretsene påvirke hverandre. Dette kan blant annet være med å påvirke holdetiden som behøves på ADC-en for å ta gode målinger. Da det er ønsket å ha så lav holdetid som mulig, er det bedre å separere kretsene med en buffer, slik at inngangsimpedansen reduseres. Derfor brukes det også en buffer mellom utgangen på filteret og inngangen på ADC-en. Dette vil altså si at den totale ekvivalente kretsen vil se ut slik som i figur 5.22.

5.3 Strømmåling



Figur 5.22: Den totale kretsen fra strømsensorene til ADC-en.

Ved å bruke dette oppsettet er det lagt grunnlag for at ADC-en får korrekt spenning, med lite høyfrekvent støy som kan medføre foldefeil.

5.3.4 Kvantiseringsfeil og inngangsmotstand

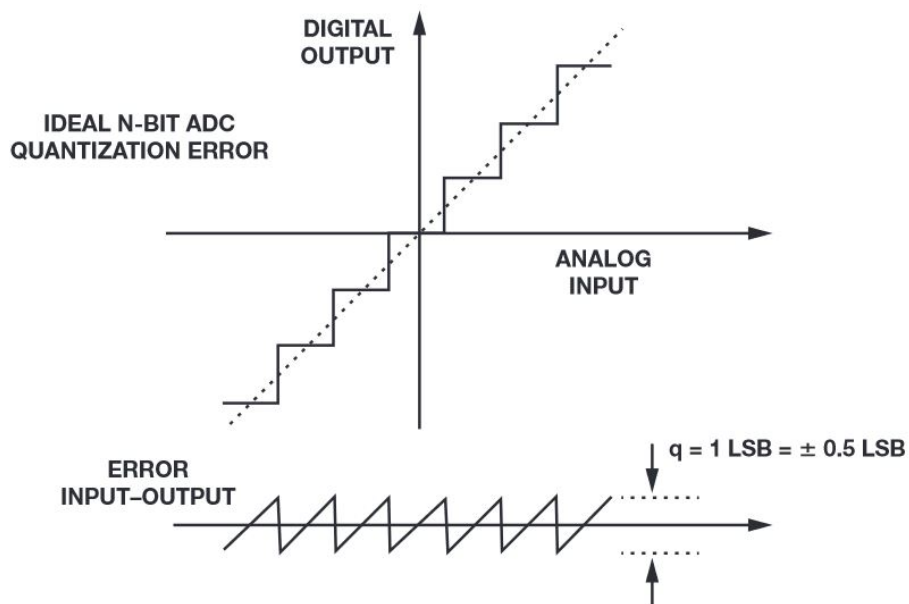
Kvantiseringsfeil

Ved tasting av analoge til digitale signaler, kan oppløsningen til ADC-en være en begrensende faktoren for hvor mye en måling varierer. Denne oppløsningen blir også kalt for kvantifiseringstrinnet til en ADC. Denne kan finnes ved hjelp av ligning nedenfor, hvor n er bit-oppløsningen til ADC-en, mens V_{ref} er inngangsspenningen.

$$LSB = \frac{V_{ref}}{2^n} \quad (5.64)$$

ADC-ens maksimale inngangsspenning er 3 V, og har en 12 bits-oppløsning[67]. Dermed vil Least significant bit (LSB) være på $732 \mu V$, som er den minste spenningsforskjellen som blir garantert registrert av ADC-en.

Ved en helt ideell omforming, ville en digital verdi kun utgjøre én inngangsverdi. Konverteringskarakteristikken til en ideell ADC er vist i figur 5.23.



Figur 5.23: Illustrasjon av konverteringen og kvantiseringsfeilen til en ideell ADC[68].

Fra figuren ovenfor kan man se at det maksimalt vil oppstå en feil på $0.5 \cdot \text{LSB}$ ved omforming. Dette er kvantiseringsfeilen i omformerer, og er i dette tilfellet på $366 \mu\text{V}$. Dette vil altså si at amplituden til et støysignal må overgå denne, for å registreres på ADC-en.

For å finne ut om kvantiseringsfeilen i ADC-en er en begrensning eller ei, kan den sammenlignes med sensitiviteten til sensoren. For 5 V- og 12 V, 240 W-regulatoren er samme sensor brukt. Målingsspekeret til sensoren er fra 4.8 V, til 0 V. I databladet er det oppgitt at sensoren har en sensitivetsfeil¹¹ på maksimalt 2.25 % og et lineært avvik¹² på maksimalt 0.5 % [52]. Dette vil si at sensoren maksimalt har en total feil på 2.75 %. Dette vil si at sensoren utgjør en feil på 132 mV. For å sammenligne dette med kvantiseringsfeilen i ADC-en må dette justeres med hensyn på spenningsreduksjonen som spenningsdeleren medfører. Denne kan finnes ved hjelp ligningen nedenfor.

$$V_{\text{sensor feil, ADC}} = \frac{V_{\text{ADC, maks}}}{V_{\text{sensor, max}}} \cdot V_{\text{sensor feil}} \quad (5.65)$$

Det vil altså si at feilen fra sensoren inn på ADC-en vil være på 82.5 mV, fra ligning 5.66. Dette er langt større enn kvantiseringsfeilen, som vil si at ADC-en ikke er en begrensende faktor ved måling av strøm på utgangen av 5 V- og 12 V, 240 W-omformerene.

$$V_{\text{sensor feil, ADC}} = \frac{3}{4.8} \cdot 0.132 = 82.5 \text{ mV} \quad (5.66)$$

¹¹Sensitivity error

¹²Nonlinearity error

5.3 Strømmåling

Det samme kan gjøres med sensoren på utgangen av 12 V, 1300 W-regulatoren. Spekteret til sensoren er tidligere funnet i underkapittel 5.2.5 til å være på 0 til 4.2 V. I databladet til sensoren er det oppgitt at den har en maksimalfeil¹³ på 1.7 % [51]. Dette vil altså si at sensoren maksimalt har en feil på 71.4 mV. På lik linje som for 5 V- og 12 V, 240 W-regulatoren må denne også justeres til spenningen inn på ADC-en som gjøres med ligning 5.65. Dette gir en maksimalfeil på 51 mV, vist i ligning 5.67.

$$V_{sensor\ feil, 1300W, ADC} = \frac{3}{4.2} \cdot 0.0714 = 51mV \quad (5.67)$$

Også for sensoren som måler på utgangen 12 V, 1300 W-regulatoren, er målefeilen fra sensoren mye større enn kvantiseringsfeilen. Det er altså ikke ADC-en i noen av tilfellene som er den begrensende faktoren for hvor nøyaktig målingene er.

Inngangsmotstand

For å unngå at holdetiden ikke blir for høy ved omforming, er det kritiske at motstand på inngangen av ADC-en ikke er for høy. Databladet til MCU [67] oppgir formelen i ligning 5.68, for å kalkulere maksimal tillatt inngangsmotstand, med ulike klokkeperioder som ADC-en bruker på en måling.

$$R_{AIN} = \frac{(k - 0.5)}{f_{ADC} \cdot C_{ADC} \cdot \ln(2^{N+2})} - R_{ADC} \quad (5.68)$$

R_{AIN} : Inngangsmotstand

k : Antall klokkeperioder en måling tar

f_{ADC} : Klokkefrekvensen til ADC-en

C_{ADC} : Intern kondensator

R_{ADC} : Intern motstand

N : Bit-oppløsningen til ADC-en

Disse verdiene finnes i databladet til mikronkontrolleren, vist i tabell 5.6, med unntakk av k .

Variabel	Verdi
f_{ADC}, \max	36 MHz
C_{ADC}	4 pF
R_{ADC}	6 k Ω
N	12

Tabell 5.6: Variablene oppgitt i databladet til mikrokontrolleren [67], som behøves for å regne ut maksimal ekstern motstand, ved formel 5.68.

¹³Total Accuracy

5.3 Strømmåling

Verdien til k kan bestemmes ved å endre en verdi i et register. De ulike verdiene som k kan ha finnes i et eksternt datablad[69]. Den maksimale inngangsmotstanden på ADC-en kan da beregnes, og resulterer i verdiene vist i tabell 5.7. Tabellen viser også hvor lang tid en avlesning med de ulike verdiene for k vil ta.

k	3	15	28	56	84	112	144	480
Tid for en overføring [μs]	0.08	0.42	0.78	1.56	2.33	3.11	4	13.33
R_{AIN} [$k\Omega$]	-4.21	4.38	13.68	33.72	53.75	73.79	96.69	337.14

Tabell 5.7: Maksimal inngangsmotstand ved ulike verdier for antall klokkeperioder en måling tar, med tiden en slik måling vil ta.

Fra tidligere ble det bestemt at tastefrekvensen, f_s , på ADC-en skal være på 4 kHz. Dette vil altså si at tiden mellom hver måling er på $\frac{1}{f_s} = 250\mu s$. Maksimal konverteringstid, fra tabellen ovenfor, er på 13.33 μs . Da de andre oppgavene som skal gjøres i kretsen tar minimalt med tid, så er dette ikke av stor bekymring. Samtidig har bufferen som står på inngangen av ADC-ene en inngangsmotstand på 62.25 Ω ¹⁴. Det behøves derfor ikke å bruke så lang tid på en konvertering. Samtidig kan ikke ADC-en konvertere med en k på 3 med de parametrene som er definer, siden den maksimalemotstanden er negativ. Derfor er k satt til å være på 15, som gir en konverteringstid på 0.42 μs . Dette er rundt 0.2 % av tiden mellom hver måling, og vil dermed ikke være av noen bekymring for prestasjonen til koden.

¹⁴ $\frac{V_{OH}}{I_{sc}} = R_{ut}$, $I_{sc} = 80$ mA, $V_{OH} = 4.98$ V, fra databladet [70]

6 Lys

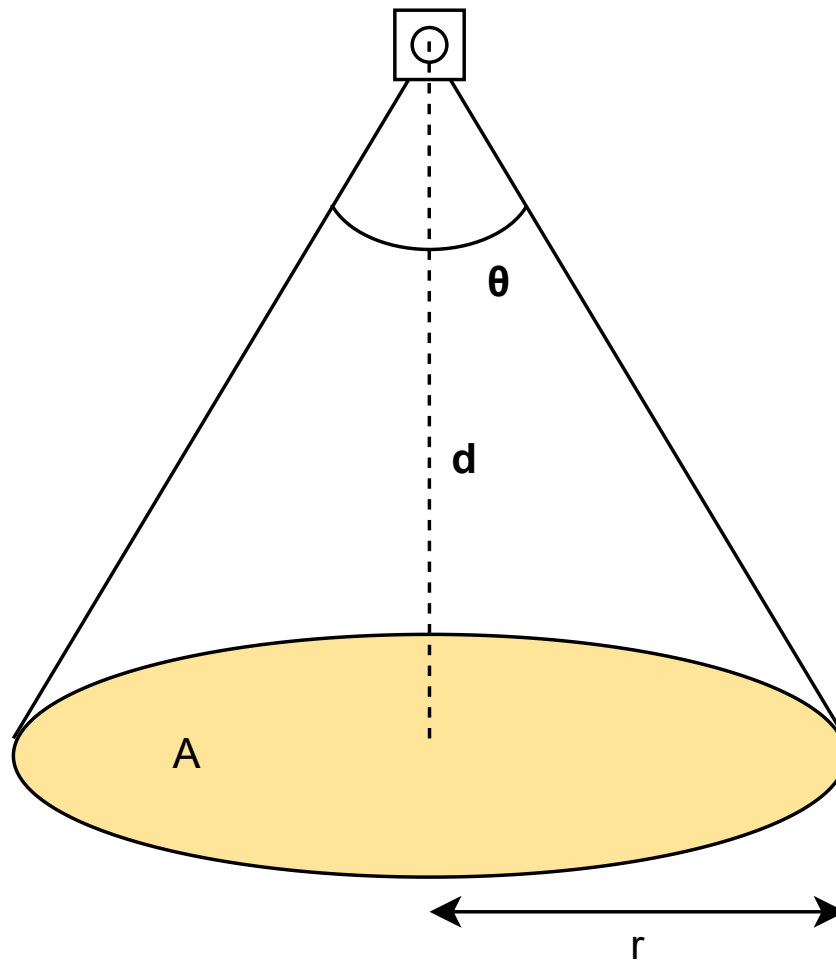
6.1	Lysbehov	118
6.2	Reguleringskretser	120
6.2.1	Spenningsdrevet LED krets	120
6.2.2	Strømdrevet LED-krets	122
6.3	Lysplassering	124
6.4	Komponentvalg	125
6.4.1	Valg av LED	125
6.4.2	Valg av driver	129
6.5	Montering og begrensninger	133

Dette kapittelet dekker evalueringer som er gjort knyttet til lysbehov, Light Emitting Diode (LED) type, driver for LED-ene og plassering av belysning eksternt på ROV-en.

6.1 Lysbehov

En del av MATE ROV-konkurransen[1] går ut på at at ROV-en skal detektere fisk og måle størrelsen på dem. Den maksimale størrelsen på en fisk som skal måles, skal være på 35 cm. For å måle størrelsen på fisken skal det tas i bruk maskinsyn. For at dette skal fungere optimalt, er det kritisk at begge kameraene klarer å observere fisken samtidig og at objektet er godt opplyst. I tillegg er det ved hjelp av testing av maskinsynet funnet ut at best avstandmålinger er når objektet ikke tar opp hele bildet. Derfor er det valgt at lysene designes slik at kameraene får en tilfredstillende lysstyrke på maksimalt 1 meters avstand.

Området som kameraet observerer, kan illustreres med figur 6.1.



Figur 6.1: Illustrasjon av kameraet sitt observasjonsområde

Fra figuren ovenfor kan radiusen til området som kameraet observerer finnes ved hjelp av trigonometri. Avstanden til et objekt, samt synsvinkelen til kameraet, vil danne en rettvinklet trekant. Den motstående katet er radien til synsområdet, mens nærmeste katet er avstanden fra kameraet. Dermed kan radien finnes ved hjelp av ligning 6.1.

$$r = \tan(\theta) \cdot d \quad (6.1)$$

Kameraet som skal tas i bruk har en synsvinkel på 2×45 grader [71], og det er beregnet at god belysning skal kunne realiseres på 1 meters avstand fra kameraet. Ved hjelp av formel 6.1, får man en radius på 1 meter vist i ligning 6.2.

$$r = \tan(45) \cdot 1 = 1m \quad (6.2)$$

6.2 Reguleringskretser

Det totale arealet på området kan da beregnes ved hjelp av ligning 6.3.

$$A = \pi r^2 \quad (6.3)$$

Med en radius på 1 meter, får man et areal på πm^2 , vist i ligning 6.4.

$$A = \pi \cdot 1^2 = \pi m^2 \quad (6.4)$$

For å finne en verdi for belysningsstyrken som behøves fra LED-ene, kan man bruke ligning 6.5[72].

$$\phi = E \cdot A \quad (6.5)$$

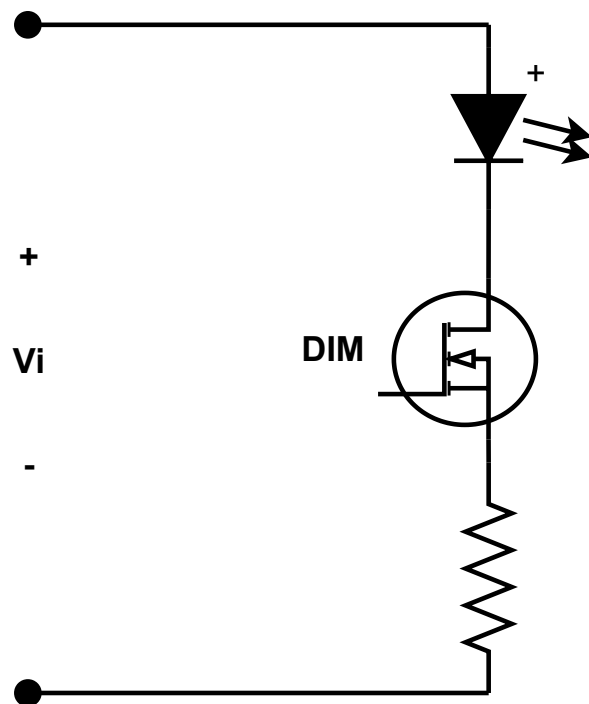
Da maskinsynet er blitt testet ved rombelysning, er dette en ønsket lysmengde å oppnå. I et klasserom er typisk lysmengde på 250 lx [73]. Dermed kan en finne at belysningsstyrken må minst være 785 lm, fra ligning 6.6.

$$\phi = E \cdot A \quad (6.6)$$

6.2 Reguleringskretser

6.2.1 Spenningsdrevet LED krets

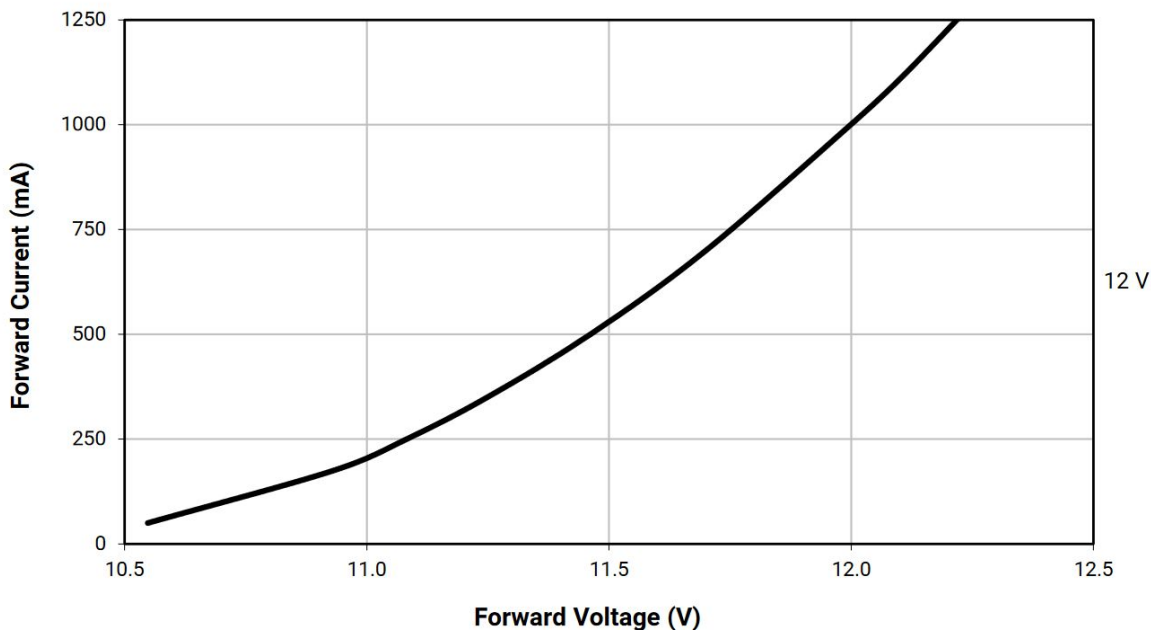
Siden størrelsen på objektene som skal observeres kan være ulik, vil det være optimalt om lysene kan dimmes, slik at best mulig belysning kan realiseres ved ulike avstander til et objektet. Dette vil minke belastning på bildebehandlingen. For å realisere dimmingen kan en MOSFET plasseres i serie med LED-en, og en strømbegrensende last, slik som er vist ved figur 6.2. Ved å drive MOSFET-en med PWM hvor frekvens er høyere enn 60 Hz, vil dette realiseres uten flimring[74].



Figur 6.2: Krets som kan brukes for å realisere dimming av LEDer.

Det er ønskelig å forbinde driveren direkte på inngangen. Dette er gjort slik at man unngår seriekobling av omformere, som gjør de ulike omformerene er uavhengig av hverandre. Dette gjør at denne kretsen ikke er optimal, siden LED-ene som er aktuelle innenfor dette bruksområdet ikke opererer på 48 V. Selv om en lavere gjennomsnittlig spenning kunne blitt realisert ved å variere driftsyklusen på MOSFET-en, er det ikke nødvendigvis slik at dioden hadde tålt at maksimalspenningen vil være 48 V. I tillegg vil det være et stort effekttap i den strømbegrensende motstanden i kretsen, da denne må være stor nok til å utgjøre en forskjell når dioden ikke skal ha høyere strøm, noe som heller ikke ønskelig. Dette betyr altså at en ekstern omformer bør tas i bruk for å drive LED-en.

Ved å bruke en spenningsregulert omformer, slik som en Buck-regulator, kan man realisere systemet med en jevn spenning ut. Samtidig er det typisk at LED-er som produserer den lysfluksen som er ønsket, altså høyeffekts LED-er, som regel har veldig liten variasjon mellom minimal og maksimal utgangsspenning, slik som er vist i figur 6.3.



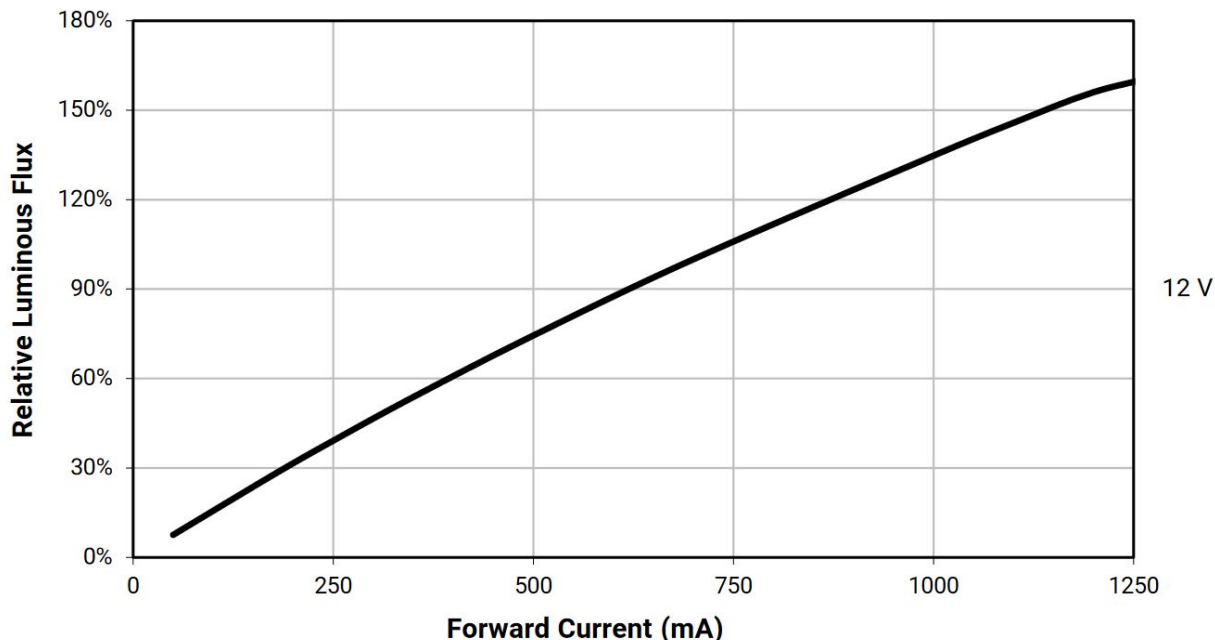
Figur 6.3: Strøm mot spenningskarakteristikk på en høyeffekts LED[75]

Dermed vil man få et veldig lite område hvor pulsbredden kan varieres mellom, noe som vil bety stor variasjon mellom nivåer på lysstyrke eller så må det brukes en veldig høy frekvens, noe som kan øke svitsjetap i omformerens.

Disse faktorene tatt i betraktning, gjør at en spenningsdrevet regulator er bedre egnet for å drive et nettverk av mindre dioder, eller LED-strips [76], hvor effekten over enkelt LED-ene er lavere.

6.2.2 Strømdrevet LED-krets

For å drive en høyeffekts LED er en bedre løsning å ta i bruk en strømregulert omformer som gir en ønsket utgangsstrøm istedenfor utgangsspennings[76]. Dette kommer av at LED-ene for dette formålet kan lages med et tilnærmet lineært forhold mellom lysstyrken og inngangsstrømmen, slik som er vist i figur 6.4.



Figur 6.4: Sammenhengen mellom lysstyrke og strøm for en høyeffekts-LED [75].

Slik som figuren ovenfor viser, kan man ved bruk av en strømregulert omformer dimme belysning ved å justere utgangsstrømmen som er ønsket. Man vil da kunne kontrollere den relativ belysningsstyrke, som er tilnærmet lineært korrelert med utgangsstrømmen. Dette betyr altså at man vil få god oppløsning på dimmingen for LED-ene. I tillegg vil dette gjøre at man unngår termisk rømling¹, som er knyttet til spenningskarakteristikkene over en høyspennings LED ved temperaturendring[77]. Etersom temperaturen i en LED øker, vil spenningsfallet over LED-en minke. Dette vil altså lede til sammenhengen gitt nedenfor, dersom en spenningsregulert omformer brukes for å drive LED-en.

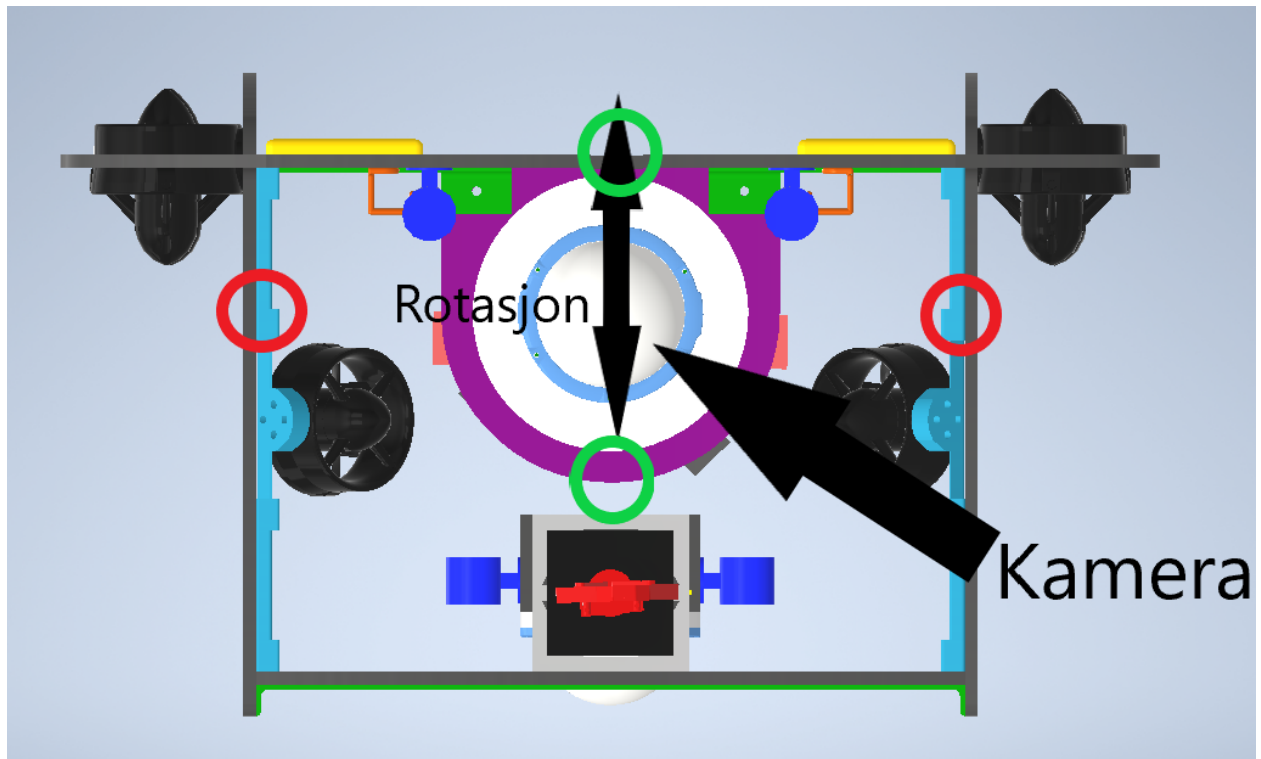
Temperatur økning $\rightarrow V_{f,led}$, Fremoverspenning minker \rightarrow Strømmen øker \rightarrow Høyere effekt

Da effekten over LED-en vil øke, vil også temperaturen fortsette å øke. Dette medfører at LED-en kan fungere som et ustabil system. Denne effekten motvirkes av den strømstyrte omformer, da strømmen vil forbli den samme, mens spenningen over dioden kan endre seg uten betydning for driverkretsen[76]. Disse faktorene gjør at en strømdrevet LED-driver er bedre egnet for å drive høyeffekts LED-er, slik som skal brukes i dette tilfellet. Mer om driveren som er brukt, er gjennomgått i underkapittel 6.4.2.

¹Beskrevet av 6.2.2

6.3 Lysplassering

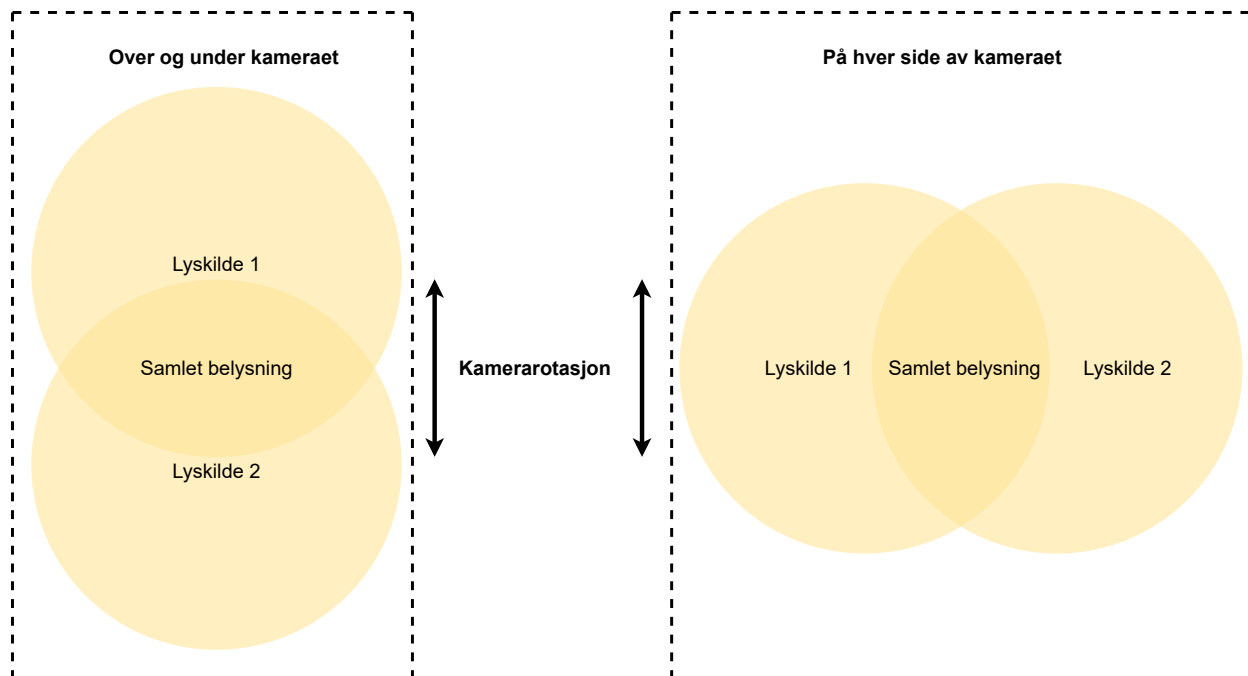
For å få best mulig belysning for kameraet, er to ulike plasseringer blitt evaluert, som er vist i figur 6.6.



Figur 6.5: Evaluerte punkter for plassering av LED-er merket med røde og grønne sirkler, i forhold til kameraene vedt fremover. Disse befinner seg i kuppelen i sentrum, merket med en pil.

Dersom en ser på opplysningen som ville oppstå som følge av de to plasseringene i figuren ovenfor, kan de illustreres i figur 6.6.

6.4 Komponentvalg



Figur 6.6: De to ulike lysplasseringene som er evaluert. Til venstre viser belysningen fra LED-ene dersom de plasseres på området merket med grønne sirkler i figur 6.5. Høyere viser belysning fra plassering ved punkter merket med røde sirkler i figur 6.5.

Siden kameraet skal rotere i vertikal retning, er det ønsket at belysningen skal gi størst mulig område som er opplyst av begge LED-ene. Basert på dette er plasseringene merket med røde sirkler i figur 6.5 det beste valget. I tillegg vil plassering merket med røde sirkler redusere sannsynligheten for gjenskinn til kameraet, da avstanden fra lyskilden til kuppelen er lengre. Samtidig når kameraet roterer 45 grader opp og ned, vil plasseringen av lysene merket med grønne sirkler mest sannsynlig blende kameraet. På bakgrunn av dette er det valgt å plassere lysene på plassene merket med røde sirkler i figur 6.5

6.4 Komponentvalg

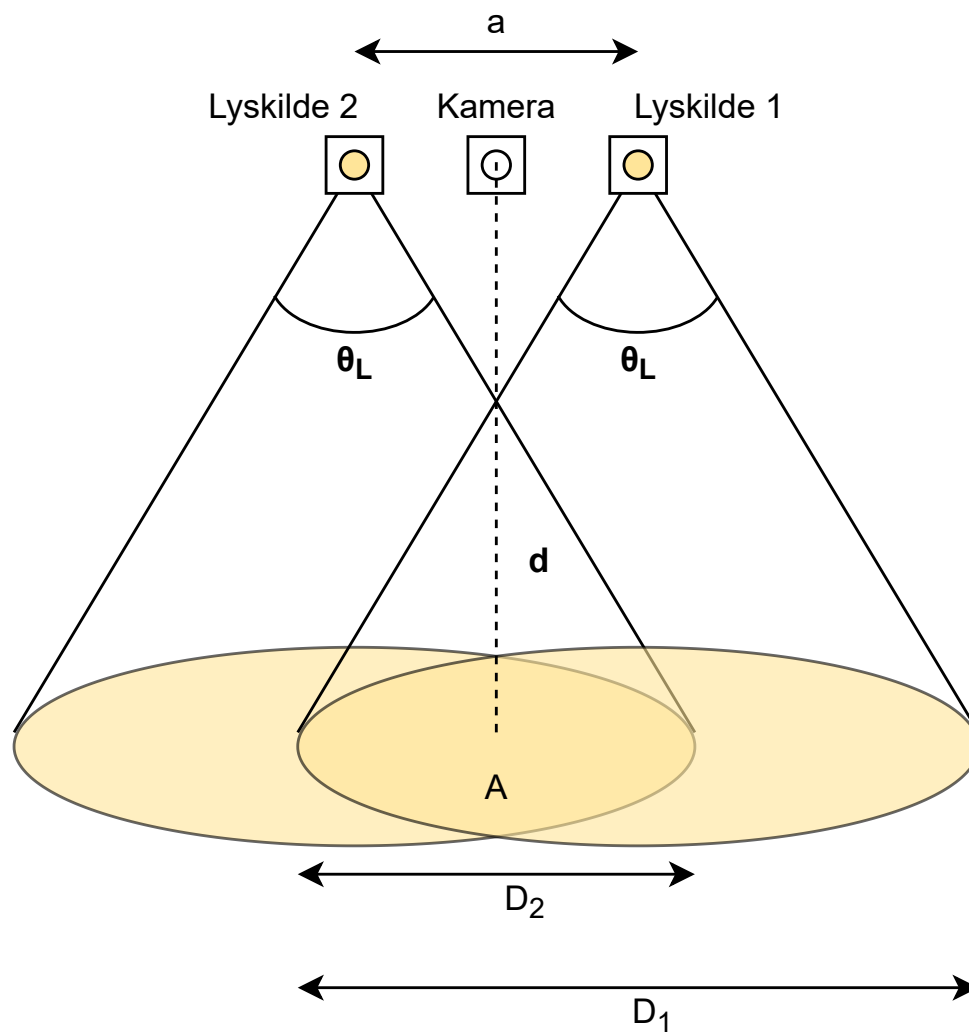
For å designe kretsen er det tatt inspirasjon fra *Blue Robotics* sine undervannsløys [78]. Det blir altså brukt en strømdrevet LED-krets og to stykk høyeffekt LED-er, pluss tillegselektronikk som er anbefalt rundt strømdriveren, for både lys på oversiden og på undersiden.

6.4.1 Valg av LED

For å finne LED-ene som behøves, er det tatt inspirasjon fra en tidligere bachelor oppgave fra UiS Subsea [50], men istedenfor å ta utgangspunkt i en LED, er det her valgt å ta utgangspunkt i den ønskede opplysningen fra avsnitt 6.1.

6.4 Komponentvalg

Ved å plassere to LED-er på hver side av kameraet, vil begge bidra til en felles belysning. For å finne størrelsen på det felles opplyste området, kan figur 6.7 brukes.



Figur 6.7: Illustrasjon av overlapp mellom lysmengden per areal fra to lyskilder på hver side av kameraet.

Diameteren til området som lyses opp av hver lyskilde, D_1 , kan finnes ved å ta i bruk ligning 6.7.

$$D_1 = 2 \cdot d \cdot \tan\left(\frac{\theta_L}{2}\right) \quad (6.7)$$

Ved å bestemme at LED-en skal ha en lysvinkel, θ_L , på 120 grader, finner man at denne avstanden er på 3.46 m, vist i ligning 6.8.

6.4 Komponentvalg

$$D_1 = 2 \cdot 1 \cdot \tan\left(\frac{120}{2}\right) = 3.46m \quad (6.8)$$

Det totale opplyste området kan da finnes ved å bruke ligning 6.3, som gir et opplyst område på 9.42 m^2 , vist i ligning 6.9.

$$A = \pi \cdot \left(\frac{3.46}{2}\right)^2 = 9.42m^2 \quad (6.9)$$

For å finne diameteren til det området som blir opplyst av begge lyskildene, D_2 , brukes ligning 6.10.

$$D_2 = 2 \cdot \frac{D_1}{2} - a \quad (6.10)$$

Avstanden mellom lysene er antatt til å være den samme som for ROV-en fra 2021, som er på 27 cm. Dette gir en avstand, D_2 , på 3.19 m, fra ligning 6.11.

$$D_2 = 2 \cdot \frac{3.46}{2} - 0.27 = 3.19m \quad (6.11)$$

Areal til det felles området som blir lyst opp, kan da igjen finnes ved å bruke ligning 6.3, med antagelsen at området blir sirkulært. Dette gir et areal på 8.01 m^2 , vist i ligning 6.12.

$$A_{felles} = \pi \cdot \left(\frac{D_2}{2}\right)^2 = \pi \cdot \left(\frac{3.19}{2}\right)^2 = 8.01m^2 \quad (6.12)$$

Videre kan da felles lysmengden som behøves i felles arealet settes inn i ligning 6.6, som gir ligning 6.13.

$$\phi_{felles,LED} = E \cdot A_{felles} = 250 \cdot 8.01 = 2002.5lm \quad (6.13)$$

Lysmengden ovenfor samlet for begge LED-ene. Videre kan da hver enkelt LED sin lysmengde for fellesarealet finnes ved hjelp av ligning 6.14.

6.4 Komponentvalg

$$\phi_{felles,LED} = \frac{\phi_{felles}}{2} \quad (6.14)$$

Dette gir at det behøves en lysmengde for fellesarealet på 1001.25 lm, fra ligning 6.15.

$$\phi_{felles,LED} = \frac{2002.5}{2} = 1001.25lm \quad (6.15)$$

Ved antagelsen om at det samme belysningsstyrken er den samme over hele området til LED-en, får man sammenhengen i ligning 6.16.

$$E_{felles} = E_{LED} \quad (6.16)$$

Videre kan da ligning 6.6 settes inn i sammenhengen ovenfor, som gir ligning 6.17.

$$\frac{\phi_{LED,felles}}{A_{felles}} = \frac{\phi_{led}}{A_{LED}} \quad (6.17)$$

Verdiene i ligningen ovenfor er tidligere funnet til å være:

- Fellesareal, A_{felles} : 8.01 m^2
- Aralet til en LED, A_{led} : 9.42 m^2 , fra ligning 6.9
- Lysmengde for fellesareal, $\phi_{LED,felles}$: 1001.25 lm

Dette gir at lysmengden til hver LED må være på 1178 lm, fra ligning 6.18.

$$\phi_{LED} = \frac{9.42}{8.01} \cdot 1001.25 = 1178lm \quad (6.18)$$

På bakgrunn av beregningen gjort knyttet til lysmengde som behøves fra LED-en, er det valgt å sammeligne *CREE* sin *MK-R* [75], med LED-en brukt tidligere, som er *CXB1507*[79] fra *CREE*. Spesifikasjonene til de to ulike LED-ene er gitt i tabell 6.1.

6.4 Komponentvalg

Type	CREED MK-R	CXB1507
Ratet strøm	700 mA	400 mA
Maksimal strøm	1250 mA	750 mA
Fremoverspenning	12 V	18 V
Lysfluks	1012 til 900 lm ²	840 lm
Maksimal temperatur	120 °C	120 °C
Lysvinkel	120°	110 °
Effekt	9 W	7.2 W

Tabell 6.1: Spesifikasjonene til LEDene som er blitt evaluert å bruke som lyskilde. Hentet fra [75][79]

MK-R har høyere lysmengde enn *CXB1507*, hvor begge er lavere enn ønsket verdi på 1178 lumen. Samtidig forbruker *MK-R* høyere effekt, på 9 W, mot *CXB1507*. Denne differansen utgjør veldig lite på det helhetlige systemet, hvor ved å ta i bruk fire av begge LED-ene, vil si at *MK-R* forbruker 7.2 W mer enn *CXB1507*, noe som er svært lite sammelignet med den maksimale inngangseffekt på 1440 W. I tillegg har *MK-R* bredere lysvinkel, noe som kan være hensiktsmessig med tanke på at fellesarealet til belysningen for LED-ene vil dekke en større del ved rotasjon av kameraet. Av disse grunnene er *MK-R* LED-en som er valgt å bruke.

For å dimme LED-ene anbefales det å variere strømmen. Forholdet mellom lysfluksen fra LED-en og strømmen er vist i figur 6.4. LED-en har en tilnærmet lineær karakteristikk mellom strømmen og lysfluksen, noe som er fordelaktig, da kontrollen til driveren vil bli svært enkel.

6.4.2 Valg av driver

For å drive LED-en behøves en strømregulert omformer som tåler en inngangsspenning på minst 48 V som kan produsere opp til 24 V som utgangsspenning, siden den skal drive to serielle LED-er, og 700 mA strømforsyning. En slik driver er blitt brukt av *Blue Robotics*[78], men da denne driveren som ble tatt i bruk av dem ikke er tilgjengelig, er *MPS* sin *MPQ24833-B* [80] tatt i bruk.

Spesifikasjonen til den valgte driveren er gitt i tabell 6.2, sammen med den driveren som er brukt av *Blue Robotics*[81].

6.4 Komponentvalg

Type	MPQ24833-B	Blue Robotics LED driver
Inngangsspenning	4.5 til 55 V	-0.3 til 50
Utgangsspenning på diodene	-0.3 til $V_{in} + 0.3$	-1.5 til $V_{in} + 0.3$ V
Maksimal utgangsstrøm	3 A	3 A
Operasjonell frekvens, f_{sw}	420 kHz	max 18.2 MHz ³
Minimal PWM-spenning	1.7 V	1.8 V
Frekvens for PWM-signal	100 til 2000 Hz	100 til 2000 Hz

Tabell 6.2: Spesifikasjonen til den valgte LED driveren, *MPQ24833-B*, og driveren brukt av *Blue Robotics*. Hentet fra [80], [81].

Driverene i seg selv er kun en MOSFET med en kontroller. Dette betyr altså at komponentene som er rundt omformerene må beregnes, som en Buck-regulator, da spenningen skal senkes. Fra kapittel 3.1.2, hvor en Buck-regulator er forklart, har en sammenhengen mellom kondensatoren, spolen og frekvensen gitt i ligningene nedenfor, som stammer fra ligning 3.25 og 3.32.

$$L \propto T = \frac{1}{f_{sw}} \quad (6.19)$$

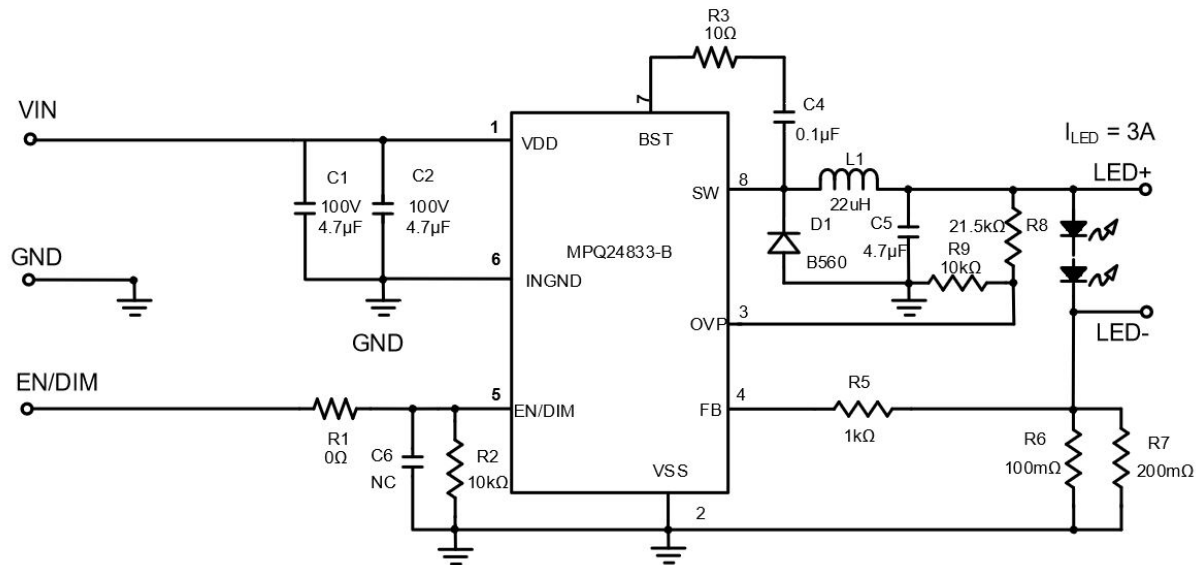
$$C \propto T^2 = \frac{1}{f_{sw}^2} \quad (6.20)$$

Dette vil altså si at ved en større operasjonellfrekvens, kan størrelsen til komponentene som behøves rundt omformeren reduseres. Det er derfor hensiktsmessig med så høy operasjonellfrekvens som mulig, noe som viser fordelene med driveren brukt av *Blue Robotics*. Driverkretsen som er valgt, er den som ble funnet med høyest operasjonell frekvens, slik at komponentene rundt kan reduseres. Utenom dette er driverene svært like. Den valgte driveren tilfredsstillende de andre kravene, med en maksimal inngangsspenning på 55 V, som er mer enn 48 V, samtidig som utgangsspenningen er på 48.3 V, som er større enn 24 V, som er nødvendig. Strømmen på utgangen av driveren kan styres ved hjelp av et PWM-signal. Dette er på 100-2000 Hz, som ikke er veldig høyt, og vil redusere høyfrekvent støy i resten av kretsen. Maksimalt kan strømmen være 3 A, noe som er mer enn 700 mA, som er den ønskede strømmen.

Den foreslåtte kretsoppbygningen fra databladet er vist i figur 6.8.

³Regnet ved hjelp av formel i databladet, med $V_{in} = 48$ V, $V_{out} = 24$ V, $t_{on} = t_{on,min} = 110$ ns

6.4 Komponentvalg



Figur 6.8: Anbefalt kretsoppbygning fra databladet til driveren, når den skal operere som Buck-regulator. Hentet fra datablad [80].

I databadet [80] finner man formler for alle de kritiske komponentene i omformerene. Spolen kan dimensjoneres ved hjelp av ligning 6.21, der f_{sw} er den operasjonelle frekvensen, og Δi_L anbefales i databladet å være mellom 30 og 60 prosent av den gjennomsnittlige spolestrømmen.

$$L = \frac{V_{out}(V_{in} - V_{out})}{V_{in}\Delta i_L f_{sw}} \quad (6.21)$$

For en Buck-regulator er spolestrømmen den samme som utgangsstrømmen, som er på 700 mA. Ved å gi Δi_L en verdi på 60 %, altså $\pm 30\%$ av gjennomsnittsstrømmen. Dette vil si at maksimalstrømmen blir på 910 mA, som er mindre enn maksimalstrømmen til LED-ene. Dette gir en spoleverdi på 68 μH , som vist i ligning 6.22.

$$L = \frac{24 \cdot (48 - 24)}{48 \cdot (0.6 \cdot 0.7) \cdot 420 \cdot 10^3} = 68 \mu\text{H} \quad (6.22)$$

Utgangskondensatoren kan også regnes ved hjelp av å hjelp av formelen fra databladet, som er vist i ligning 6.23.

$$C_o > \frac{\Delta i_L}{8\Delta V_{out} f_{sw}} \quad (6.23)$$

Rippelspanningen på utgangen er satt til å være på 2.5% av utgangsspenningen, altså ± 1.25 over og

6.4 Komponentvalg

under utgangspenningen på 24 V. Dette gir en minstekondensator på 0.208 μF , fra ligning 6.24. I skjematikken er det valgt en litt større kondensator på 0.39 μF i parallell med en 0.1 μF kondensator.

$$C_o > \frac{0.6 \cdot 0.7}{8 \cdot 0.025 \cdot 24 \cdot 420 \cdot 10^3} = 0.208 \mu\text{F} \quad (6.24)$$

Verdien til kondensatoren på inngangen er gitt ved ligning 6.25.

$$C_{in} > \frac{I_{LED} \cdot V_{out} \cdot (V_{in} - V_{out})}{\Delta V_{in} \cdot f_{sw} \cdot V_{in}^2} \quad (6.25)$$

Spenningsrippelen er valgt til å være på 100 mV, som rundt det som anbefales av *Texas Instruments* [41], noe som gir en kondensatorverdi på 4.17 μF , vist i ligning 6.26.

$$C_{in} > \frac{0.7 \cdot 24 \cdot (48 - 24)}{0.1 \cdot 420 \cdot 10^3 \cdot 48^2} = 4.17 \mu\text{F} \quad (6.26)$$

For å sette strømmen som driveren skal regulerer etter, må motstanden mellom LED- og VSS pinnene settes. I figur 6.8, tilsvarer dette motstanden som parallellkoblingen av $R6$ og $R7$. Denne finnes ved hjelp av formel 6.27, hvor V_{FB} er spenningen over $R6$ og $R7$.

$$R_{sense} = \frac{V_{FB}}{I_{LED}} \quad (6.27)$$

Referansespenningen, V_{FB} , finnes i databladet til driveren, og er 0.2 V. Dette gir en motstand på 0.29 Ω , vist i ligning 6.28. Denne lasten vil fungere som den strømbegrensende motstanden, samtidig som den vil medføre svært lite effekttap, da den er svært liten, som igjen er en fordel med denne typen driver.

$$R_{sense} = \frac{0.2}{0.7} = 0.29 \Omega \quad (6.28)$$

Avslutningsvis gir databladet en formel for å kalkulere motstandene som skal være på overspenningsbeskyttelsen, altså $R9$ og $R8$ i figur 6.8. Disse finnes ved hjelp av formel 6.29.

$$V_{ovp} = 2.43 \cdot \frac{R_{ovp1} + R_{ovp2}}{R_{ovp2}} \quad (6.29)$$

6.5 Montering og begrensninger

Overspenningen, V_{ovp} , anbefales å være 10 til 30 prosent over maksimal LED spenning. Ved å sette denne til å være 10 prosent over spenningen, er V_{ovp} lik 26.4 V. Deretter kan motstandene finnes ved å sette en av motstandene. Ved å sette R_{ovp2} til å være 10 k Ω , blir R_{ovp1} på 98.6k Ω , vist i ligning 6.30. Det er brukt en 100k Ω mostand, da dette er en standardstørrelse.

$$R_{ovp1} = \frac{V_{ovp} \cdot R_{ovp2}}{2.43} - R_{ovp1} = \frac{26.4V \cdot 10^4}{2.43} - 10^4 = 98.6k\Omega \quad (6.30)$$

For de andre komponenten er den samme verdien som i den anbefalt oppsette brukt, da disse også er brukt i flere anbefalte oppsett i databladet. Unntaket er for Schottky-dioden. Her anbefales det en diode som kan blokkere høyere spenning enn 55 V, og lede utgangsstrømmen. Utgangsstrømmen er på maksimalt 910 mA, fra utregningen til spolen. Derfor er det valgt en diode med ratet strøm på 3 A, og en maksimalspenning på 60 V[82].

6.5 Montering og begrensninger

For å definere en endelig montering av LED-ene, er det andre faktorer som bør evalueres, slik som gjenskinn og blindsoner. For å unngå gjenskinn bør lysene plasseres forran kameraet, slik at lys ikke blir reflekter fra kuppelen og inn i kameraet. I tillegg bør de monteres med litt avstand fra kameraet selv, slik at ikke den ytterste delen av belysningen vil treffe kuppelen og reflektere inn i kameraet.

I tillegg kan avstanden mellom lysene være begrensning for hvor nært et objekt kan observeres. For å finne dette kan først diameteren til området som kameraet observerer finnes ved hjelp av ligningen nedenfor, der θ_k er synsvinkelen til kameraene.

$$D_{kamera} = 2 \cdot d \cdot \tan\left(\frac{\theta_k}{2}\right) \quad (6.31)$$

Diameteren til LED-ene lyser opp også gitt av ligningen ovenfor, som gir uttrykk 6.32, der θ_L er lysvinkelen til LED-ene.

$$D_{lys} = 2 \cdot d \cdot \tan\left(\frac{\theta_L}{2}\right) \quad (6.32)$$

Fellesareal til området som LED-ene lyser opp er gitt av ligning 6.33, fra underkapittel 6.4.1, ligning 6.7.

$$D_{lys,felles} = 2 \cdot \frac{D_{lys}}{2} - a \quad (6.33)$$

6.5 Montering og begrensninger

Ved å sette uttrykket for D_{lys} , fra ligning 6.32, inn i ligning 6.33, får en uttrykket nedenfor.

$$D_{lys,felles} = 2 \cdot \frac{2 \cdot d \cdot \tan(\frac{\theta_L}{2})}{2} - a \quad (6.34)$$

Den minste avstanden, d , til et objekt vil da være når $D_{lys,felles} = D_{kamera}$. Dermed kan ligning 6.34 og 6.31 settes lik hverandre. Dette gir uttrykket i ligning 6.35.

$$2 \cdot d \cdot \tan(\frac{\theta_L}{2}) - a = 2 \cdot d \cdot \tan(\frac{\theta_k}{2}) \quad (6.35)$$

Ved å løse ligningen ovenfor med hensyn på d , får en uttrykket i ligning 6.36.

$$d = \frac{a}{2(\tan(\frac{\theta_L}{2}) - \tan(\frac{\theta_k}{2}))} \quad (6.36)$$

For å løse ligningen kan følgende kjente parametre brukes:

- Avstanden mellom lysene, a : 0.27 m
- Lysvinkelen, θ_L : 120°
- Synvinkelen til kameraet, θ_k : 90°

Ved hjelp av verdiene ovenfor får en da en minste avstand på 0.1844 m, fra ligning 6.37.

$$d = \frac{0.27}{2(\tan(\frac{120}{2}) - \tan(\frac{90}{2}))} = 0.1844m \quad (6.37)$$

For å finne hvorvidt det er driveren, eller avstanden mellom LED-ene som er begrensningen, behøves diameteren til det opplyste området til en LED. For å finne diameteren kan ligning 6.32 brukes. Dette gir en diameter på 0.6388 m, fra ligning 6.38.

$$D_{LED} = 2 \cdot 0.1844 \cdot \tan(\frac{120}{2}) = 0.6388m \quad (6.38)$$

6.5 Montering og begrensninger

Videre kan da arealet som lyset dekker ved minste avstand finnes til å være 0.3205 m^2 , fra ligning 6.39.

$$A_{LED} = \pi \cdot \left(\frac{D_{LED}}{2}\right)^2 = \pi \cdot \left(\frac{0.6388}{2}\right)^2 = 0.3205 \text{ m}^2 \quad (6.39)$$

Forholdet mellom lysmengden fra LED-en er lineært med hensyn på strømmen, med kryssning i null, slik som er vist i figur 6.4. Strømmen som driveren vil produsere kan endres ved å endre driftsyklusen på PWM-inngangen til driveren. Ved antagelsen om at sammenhengen mellom driftsyklusen og strømmen som driver vil drive eter er lineær, kan sammenhengen den maksimale lysmengden og den reelle lysmengden fra LED-en uttrykkes som i ligningen nedenfor.

$$\phi_{reell} = D \cdot \phi_{maks} \quad (6.40)$$

Videre kan sammenligningen fra ligning 6.41 brukes for å få et uttrykk for ϕ_{reell} . Dette gir uttrykket nedenfor.

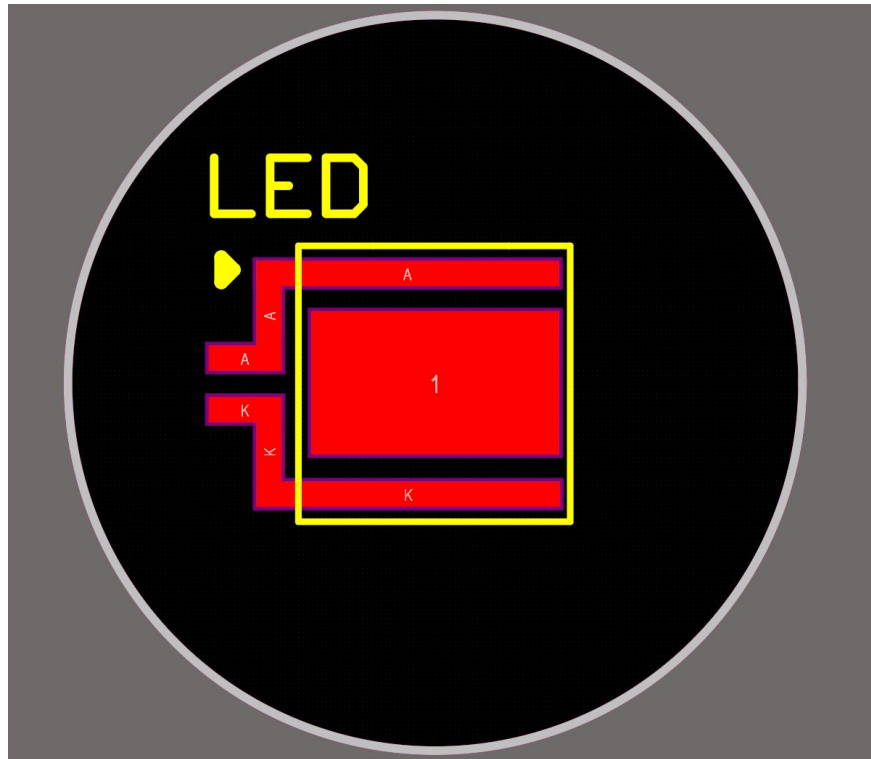
$$D \cdot \phi_{maks} = E \cdot A \quad (6.41)$$

I underkapittel 6.1 er ønsket belyningsstyrke satt til være på 250 lx. Da belyningsstyrken skal komme fra begge LED-ene, må denne deles på to, som gir at bidraget til ønsket belyningsstyrken fra hver LED blir 125 lx. Den maksimale lysmengden til én LED er på 1012 lm. Da kan ligningen ovenfor løses med hensyn på driftsyklusen, D , som blir på 0.0374, fra ligning 6.42.

$$D = \frac{125 \cdot 0.3205}{1012} = 0.0374 \quad (6.42)$$

Ved design av LED-driveren brukes formler som gjelder for når omformeren er i CCM. Dette vil si når gjennomsnittsstrømmen gjennom spolen er større rippelstrømmen. Da gjelder antagelsen om at strømmen er lineært varierende for hele perioden til en Buck-regulator. Videre vil dette si at når gjennomsnittsstrømmen er mindre enn rippelstrømmen, går omformeren inn i DCM. Da vil strømmen se ut slik som er illustrert i figur 3.22 fra kapittelet om spenningsregulatorer. For LED-driveren vil dette være når omformeren utgangsstrømmen er mindre enn 30 prosent av maksimalstrømmen, da dette er satt ved design av spolen. Det er da usikkert hvordan omformeren vil oppføre seg, men i teorien skal ikke dette ha noen betydning, da kontrolleren er lukket sløyfe. Begrensing vil da altså antagelig være på grunn av avstanden mellom LED-en.

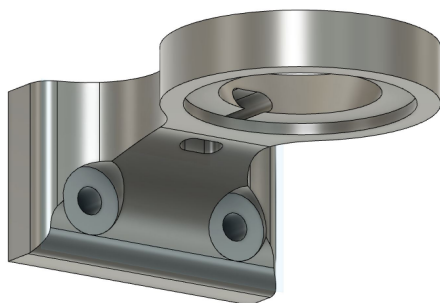
For å montere LED-ene er det valgt å designe et eget kretskort for disse. Dette kretskortet er et sirkulært kort med en diameter på 10 mm, slik som er vist i figur 6.9.



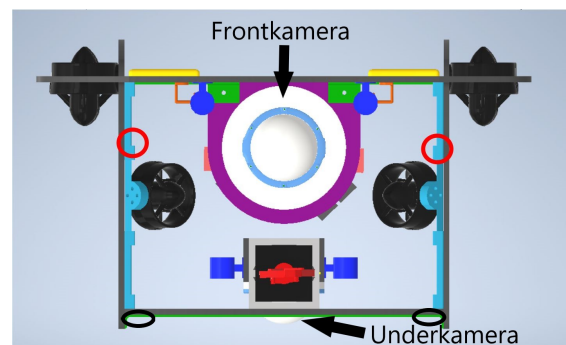
Figur 6.9: Kretskortet til LEDene.

LED-ene loddesså på kobberplate A og K, mens midtplaten er der for å øke varmekonduktiviteten fra LED-en, slik som er anbefalt for i databladet til LED-en [75]. Det er valgt å bruke 1 mm aluminiumkretskort, for få god varmeledning, da det er høy effekt som forbrukes av LED-ene over et lite område, og redusere sannsynligheten for varmegang.

For å montere kretskortet er det, i samarbeid med reguleringsgruppen, designet holdere i *Autodesk Fusion 360*, som er vist i figur 6.10a, mens plasseringen av LED-ene på ROV-en er vist i figur 6.10b



(a) Modell av festene som er designet.



(b) Modell av forsiden til ROV-en, laget av den ene maskinggruppen, med lysplasseringen fremover merket med røde sirkler og lys nedover merket med svarte sirkler.

Holderene blir printet i plast med høyt smeltepunkt, for å sikre at de ikke smelter. For å forsyne

6.5 Montering og begrensninger

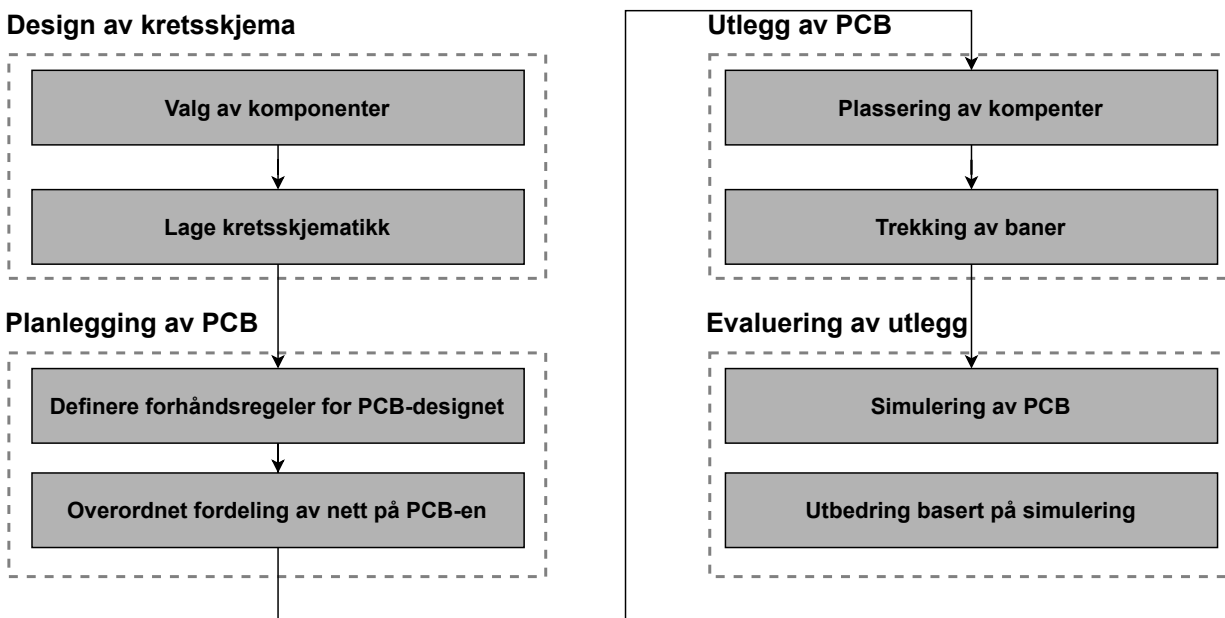
LED-ene, er det lagt til rette for montering på kretskortet, på de lederene som går utenfor kortet, samt utgang for kabelene. Kretskortene vil deretter bli limt og vanntettet med epoxy fra oversiden, slik at man unngår å isolere aluminiums platen, som er hovedlederen av varme. LED-ene er plassert horisontalt i forhold til kameraet, slik at man får størst mulig vertikal fellesbelysning, slik som er forklart i underkapittel 6.3. Lysene på undersiden av ROV-en er av samme grunn plassert på tilsvarende måte med hensyn på kamera.

7 Design av kretskort

7.1	Skjematikk	140
7.1.1	Kraftforsyning	140
7.1.2	Spenningsstilpassing og sikring	145
7.1.3	LED-driver	147
7.1.4	Statuslys	148
7.1.5	Mikrokontroller og tilleggselektronikk	148
7.2	Planlegging av utlegg	151
7.3	Utlegg	157
7.3.1	Kraftforsyning	158
7.3.2	Spenningsstilpassing og sikringskrets	162
7.3.3	LED-driver krets	163
7.3.4	Mikrokontrolleren	164
7.4	Simulering av utlegget	165
7.4.1	Simulering av spenning	167
7.4.2	Strøm i jordlaget	170
7.5	Lodding	172
7.5.1	Loddeprosedyre	173

Dette kapitlet omhandler bakgrunnen til overordnede designspesifikasjoner for prosjektets PCB og plassering av komponenter på dette. I tillegg inkluderer også kapitlet simuleringer gjort av kretskortet, og utbedringer gjort basert på disse simuleringene. Avslutningsvis er det også utarbeidet en loddeprosedyre, da det ble besluttet at kretskortet skal loddes for hånd. Dette har til hensikt å forenkle testingen av kretskortet, da testingen kan gjennomføres i ulike stadier av loddeprosessen.

For å designe kretskortet som skal sørge for kraftforsyningen til ROV-en, er den totale prosessen som er gjennomført illustrert ved å følge oppsettet vist i figur 7.1.



Figur 7.1: Den overordnede strukturen i planleggingen og designet PCB-en

Overordnet er prosessen delt inn i fire hovedkategorier. De ulike fasene av prosessen er forklart nedenfor.

1. **Design og simulering:** Det første steget innebærer valg av komponenter, samt strukturering av skjematikk. Største andelen av denne prosessen er forklart tidligere i rapporten, men det vil i tillegg fremlegges bakgrunner til tilleggselektronikken som realiserer designet.
2. **PCB planlegging:** Steg to innebærer å strukturere kretskortdesignet. Det går ut på å definere banetykkelse og -bredder, samt overordnet fordeling av nett, basert på effektforbruk til de ulike delene av kretsen og oppsett av designverktøyet.
3. **Utlegg av PCB:** I steg tre designes det fysiske utlegget. Dette går ut på å plassere komponenter der det er hensiktsmessig å plassere dem, og trekke baner mellom disse, basert på evalueringene gjort under planleggingen av PCB. I tillegg er det underveis i prosessen blitt gjort sammenligning av 3D-modellen som er designet av bildebehandlingsgruppen mot det helhetlige oppsettet til elektronikkhuset for å unngå konflikt mellom komponenter på tvers av kortene.

7.1 Skjematikk

4. **Evaluering av utlegg:** Avslutningsvis er det helhetlige PCB designet blitt evaluert ved hjelp av et simuleringsverktøy for kretskort som simulerer strømtetthet¹. Deretter er spesifikke utbedringer gjort, basert på simuleringsdataen.

For å designe utlegget er tegneverktøyet *Altium Designer* brukt, mens for å evaluere utlegget er *PDN Analyzer* brukt.

7.1 Skjematikk

Før arbeidet med utlegget start, er skjematikken for hele kretskortet designet. Dette tar utgangspunkt i tidligere evalueringer som er blitt forklart. Skjematikken er delt opp i syv ulike ark. Alle disse finnes i vedlegget og funksjonene blir forklart i de neste kapitlene.

1. **Regulatorer, B.1:** Viser hvordan kondensatorer og regulatorene er forbundet, slik at oppsettet stemmer overens med det som er forklart i kapittel 3.
2. **Spenningsstilpassing til ADC, B.2:** Den totale kretsen som realiserer god omforming fra analogt til digitalt signal, forklart i kapittel 5.
3. **Mikrokontroller og CAN-transceiver, B.3:** Forbindelsene som behøves til MCU-en, samt en CAN-transceiver som kommuniserer med de andre kortene.
4. **LED-driver kretser, B.4:** Kretsen som sørger for lysene på ROV-en, skal fungere slik som ønsket. Forklart i kapittel 6.
5. **Konnektorer, B.5:** Oppsett av moduler som behøves for inngangsspenning og utgangsspenning kan forsynes til ROV-en, i tillegg til kommunikasjon. Det er også en temperatursensor i skjematikken, som brukes av sensorgruppen.
6. **Statuslys, B.6:** Statuslys som hovedsaklig brukes i testoppsettet, for å vite at systemet oppfører seg slik som er ønsket.
7. **Sikringskrets, B.7:** Oppsettet til den digitalt styrte sikringkretsen, forklart i kapittel 5.

De ulike skjematikkene vil også bli mer detaljert beskrevet i etterfølgende underkapitler. Den komplette listen med komponenter som er valgt, finnes i vedlegg C.

7.1.1 Kraftforsyning

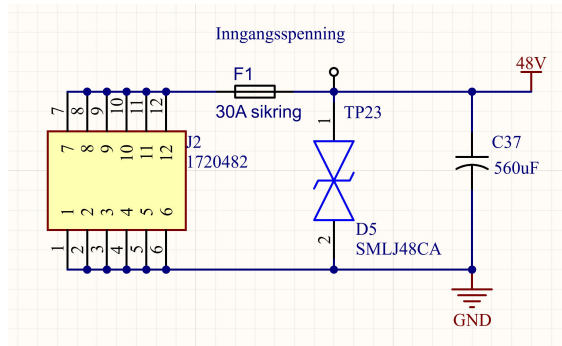
Skjematikken til kraftforsyningsoppsettene er basert på evalueringer gjort i kapittel 3, 4 og 5

¹PDN Analyzer, tilleggsprogram til Altium Designer

7.1 Skjematikk

Inngangsspenning

Oppsettet for inngangsspenningen er vist i figur 7.2a. For å drive inngangsspenningen over på kortet er det tatt i bruk en firepinners konektor, vist i figur 7.2b. Det er valgt å ta i bruk en konektor som festet horisontalt, for å sikre at lederene inn ikke kommer i konflikt med de andre kretskortene i elektronikkhuset, og en flerpinners inngang for å redusere motstandene på pinnene selv[83]. Konektoren er en 41 A konektor pinne, som er langt høyere enn 30 A. Resten av inngangen er designet slik som beskrevet i kapittel 4 og 5, med komponentene listet i sine respektive kapitler.



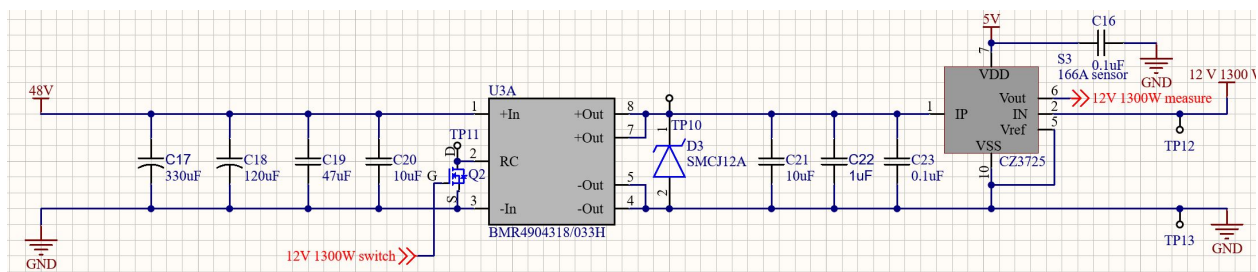
(a) Skjematikken for oppsettet rundt inngangsspenningen



(b) Konektoren som er tatt i bruk. Hentet fra[83]

Regulatorkrets: 12 V, 1300 W

For tilpassing av spenning til thrusterene, er regulatoren i underkapittel 3.2.1 brukt. Denne er satt opp som vist i figur 7.3. På inngangen av regulatoren er det koblet til en kombinasjon av elektrolytiske og keramiske kondensatorer for å redusere ESL og ESR, slik som er beskrevet i kapittel 4. Utgangen er koblet med komponentene beskrevet i kapittel 4 og 5. På strømssensoren er det tilkoblet en avkoblingskondensator, som anbefalt i databladet[51]. For å realisere sikringsdelen på regulatoren, er MOSFET-en fra kapittel 5.2.4 forbundet mellom RC og -In pinnene².

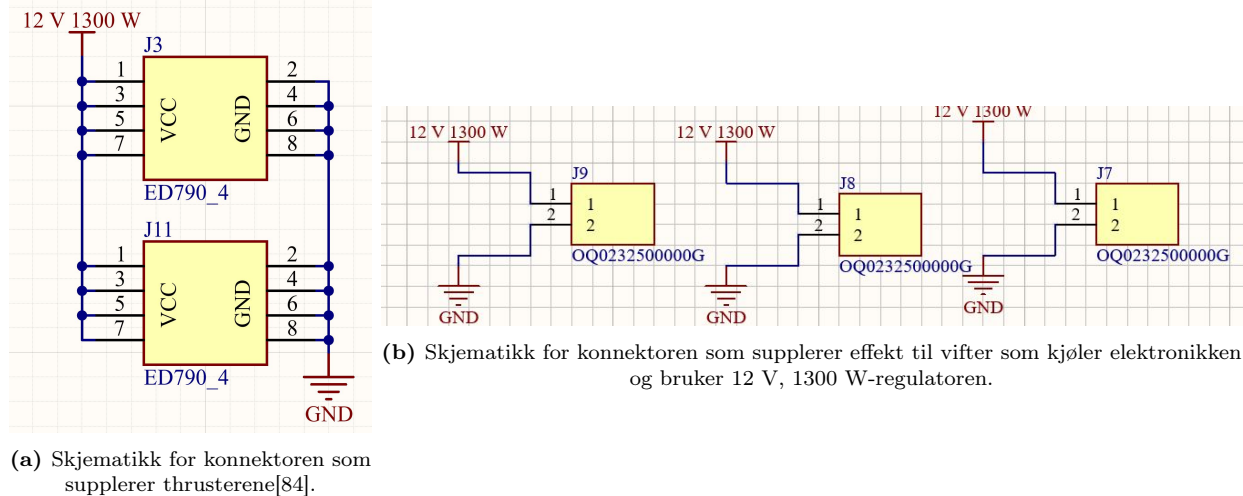


Figur 7.3: Skjematikken rundt regulatoren til thrusterene.

Denne kretsen går rett til to konnektorer, vist i figur 7.4.

²Pinne 2 og 3 på komponent U3A

7.1 Skjematikk

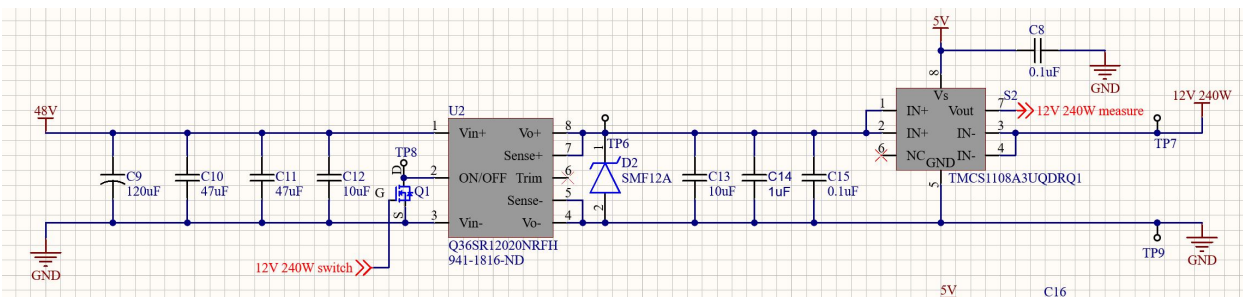


Figur 7.4: Konnektorene som leverer effekten til 12 V, 1300 W-regulatoren.

Konnektoren som er valgt for, er en åtte-pinners konnektor[84]. Denne har en ratet strøm på 20 A, som er innenfor maksimalt strømtrekk til hver thruster, som er på høyere enn maksimalstrømmen på 16.7 A. I tillegg skal regulatoren supplere effekten til viftene som kjøler elektronikken som forbruker effekt fra regulatoren. Dette utgjør tre vifter, en til regulatoren, og to til motorkontrolleren. Begrensing av strøm er ikke en stor bekymring for konnektorene fra figur 7.4b, da de maksimalt skal forsyne 83 mA.

Regulatorkrets: 12 V, 240 W

Suppleringen av manipulatorene gjøres ved hjelp av regulatoren i kapittel 3.2.2. Skjematikken rundt denne regulatoren er vist i figur 7.5. På lik linje med for 1300 W-regulatoren er denne også forbundet med en kombinasjon av elektrolytt og keramiske kondensatorer for å redusere ESR og ESL. På utgangen av regulatoren er det kondensatorer, en TVS-diode og en strømsensor slik som er blitt beskrevet i kapittel 4 og 5. Sensoren har i tillegg en avkoblingskondensator mellom inngangen og jord, da dette er anbefalt i databladet. Regulatoren har på lik linje med 12 V, 1300 W regulatoren en MOSFET mellom ON/OFF-, og Vin- pinnen³.

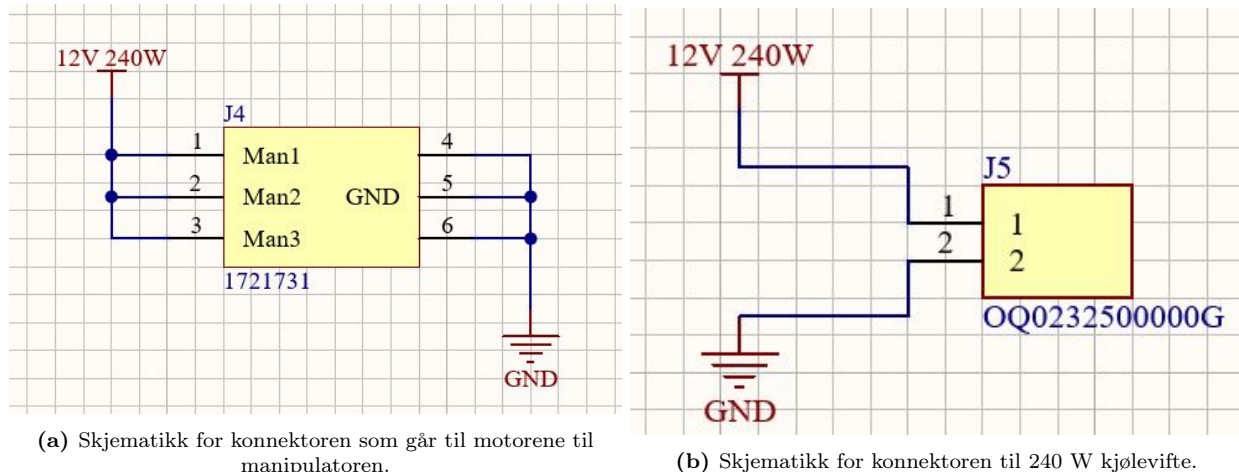


Figur 7.5: Skjematikken rundt regulatoren for motorene til manipulatoren.

³På komponent U2

7.1 Skjematikk

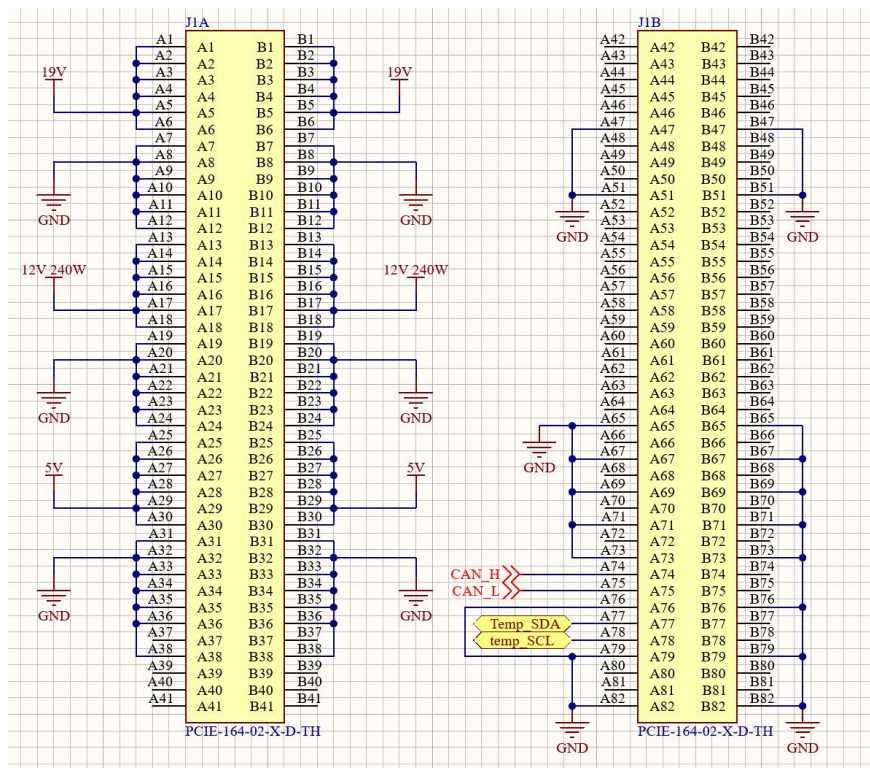
Utgangen på skjematikken beskrevet ovenfor går rett ut på to ulike konnektorer, vist i figur 7.6. Den første er konnektoren til manipulatoren. Denne er ratet til 15 A[85], som er det samme som maksimalt strømtrekk for manipulatormotorene. Samtidig er det antatt at dette ikke vil være en stor bekymring, siden det er antatt at motoren vil ha en mye lavere last enn thrusterene siden det er bare en manipulatormotor som skal gå om gangen, i motsetning til thrusterene, hvor det ofte vil være åtte aktiverte samtidig. Den siste er for å drive viften til regulatoren, hvor igjen strømmen ikke er en stor bekymring, da den skal være maks 83 mA og sees på som neglisjerbar.



Figur 7.6: Konnektorer for å forsyne strøm fra 12 V, 240 W-omformereren.

I tillegg brukes denne regulatoren til å supplere elektronikken på andre kort som behøver 12 V. Dette skjer gjennom en PCIe-kontakt, som er forbundet slik som i figur 7.7.

7.1 Skjematikk

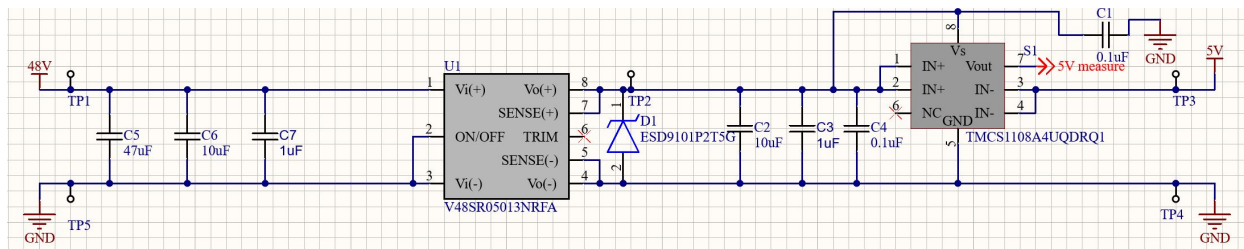


Figur 7.7: PCIe-kontakten som sørger for spenning til de andre kortene, samt kommunikasjon.

PCIe-kontakten er komponenten som brukes for å forbinde alle de elektroniske modulene i elektro-nikkhuset. Som det kommer frem av figur 7.7 så suppleres 12 V på pinne A og B, pinne 13-17. Det er også mange pinner som er avsatt til GND for å sikre en god jordingsforbindelse.

Regulatorkrets: 5 V

Skjematikken til regulatoren som realiserer 5 V, som er beskrevet i underkapittel 3.2.4, skal forsyne det meste av den mindre elektronikken på kortet og alle MCU-ene, Denne er satt opp slik som i figur 7.8. Regulatoren har en variasjon av kondensatorer på inngangen for å redusere ESR og ESL. Resten av kretsen er satt opp slik som er beskrevet i kapittel 4 og 5. Det er forbundet en avkoblingskondensator mellom inngangsspenningen og jord på strømsensoren, da dette er anbefalt fra databladet[86].



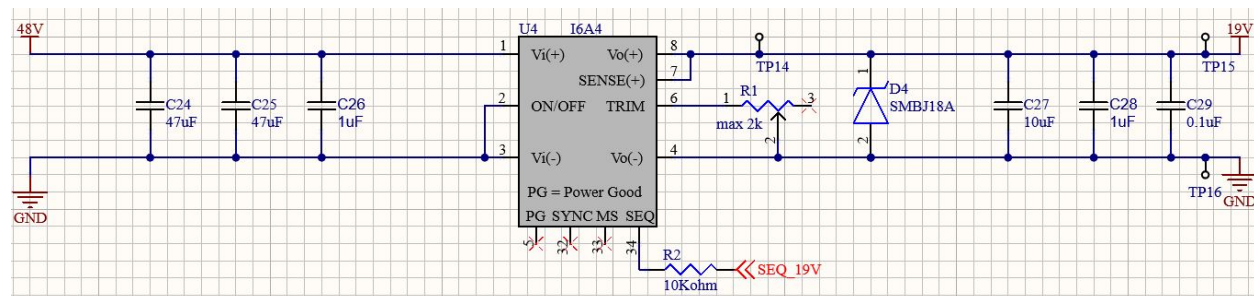
Figur 7.8: Skjematikken for 5 V regulatoren og tilhørende elektronikk.

7.1 Skjematikk

Denne spenningen forsyner store deler av elektronikken og i tillegg elektronikken på andre kort. Overføring av spenning til andre kort gjøres gjennom PCIe-bussen fra figur 7.7.

Regulator: 19 V

Mini-PC-en skal bli forsynt av regulatoren i underkapittel 3.2.3. Denne er satt opp med komponentene beskrevet i kapittel 4 og 5. Disse komponentene er anbefalt i databladet til regulatoren. Effekten fra regulatoren suppleres til mini-PC-en gjennom PCIe-kontakten vist i figur 7.7.

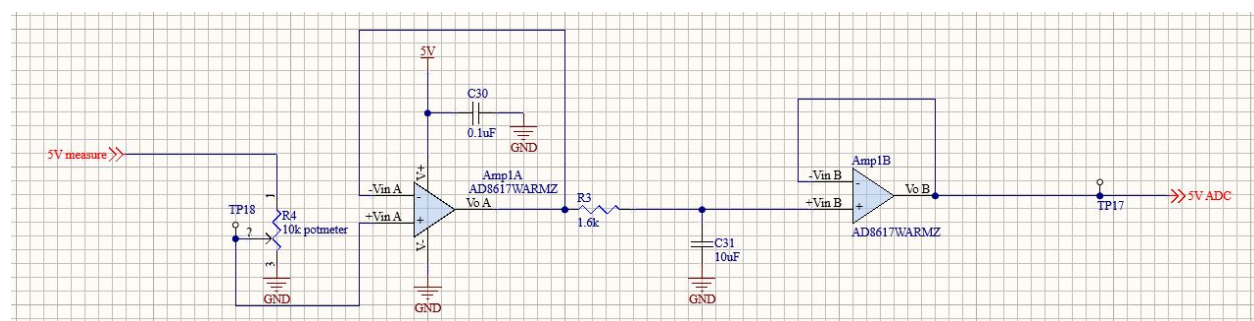


Figur 7.9: Skjematikk av kretsen rundt til 19 V-regulatore og komponentene rundt.

Sett fra venstre til høyre i figur 7.9 kommer inngangsspenningen, hvor spenningen reguleres ned i komponent **U4**. Denne regulatoren har et variabelt utgangsspenningsområdet, som endres ved å justere **R1**.

7.1.2 Spenningstilpassing og sikring

Kretsen som sørger for tilpassing av spenning til målingene, før verdien går inn på ADC-en til MCU-en, er satt opp slik som er vist i figur 7.10. IC-en for bufferen inneholder to operasjonsforsterkere som gjør at **Amp1A** og **Amp1B** kan brukes i samme komponent. Dette gjør at kretsen blir mer plassbesparende. Det er også koblet en $0.1 \mu\text{F}$ avkoblingskondensator mellom forsyningsspenning og jord på IC-en, da dette er anbefalt i databladet[70]. I skjematikken er det tre identiske versjoner av denne kretsen, slik at tilpassing av strømmålingene fra 1300 W-, 240W- og 5 V-regulatorene, realiseres.

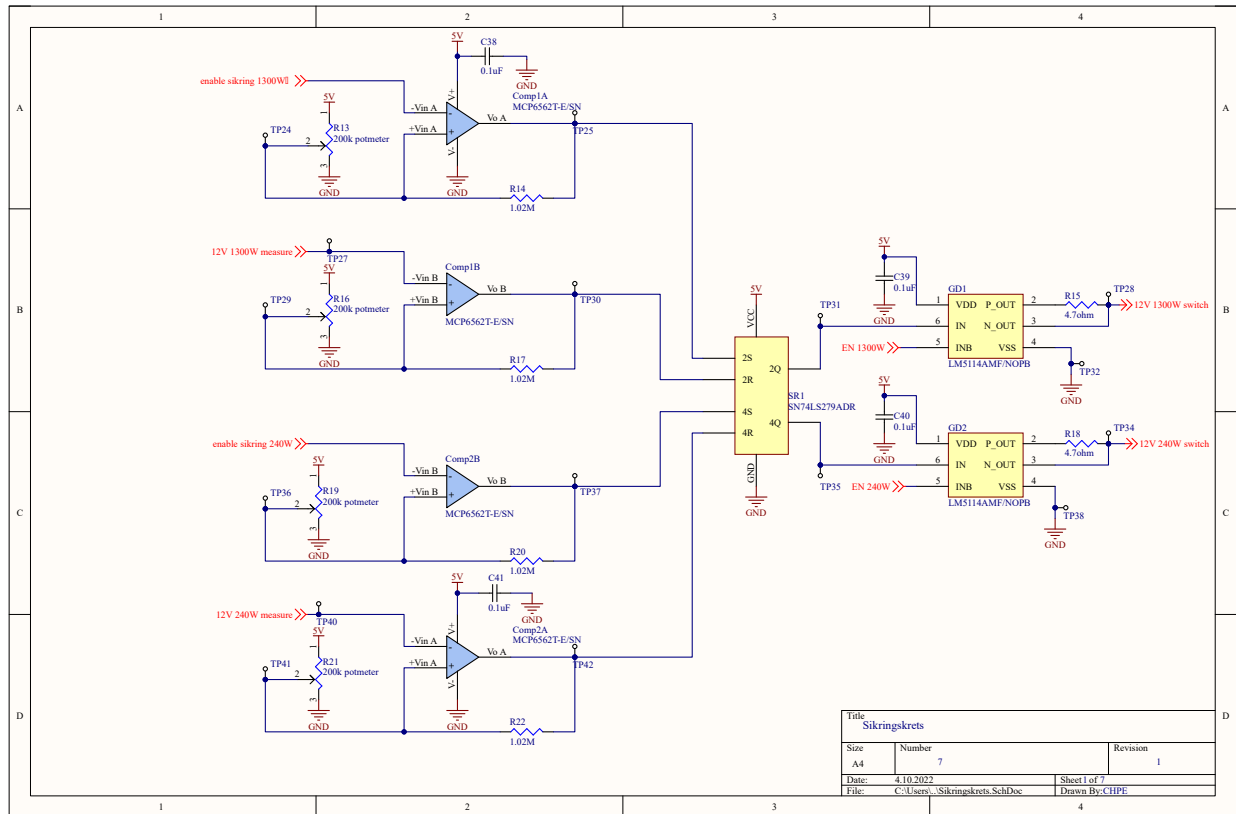


Figur 7.10: Skjematikk av kretsen som sørger for tilpassing av spenningen fra strømsensoren og inn på ADC-en.

7.1 Skjematikk

Lest fra venstre til høyre, så er det påsatt en spenning som varierer som er beskrevet i underkapittelet om strømsensorene 5.2.1. Denne spenningen deles i potensiometeret **R4** for å endre spenningspotensialet fra 0 - 5 V til 0 - 3 V. Signalet filtreres så før det kommer inn på ADC-inngangen på MCU-en.

Sikringskretsene vises i figur 7.11. Skjematikken er basert på teorien forklart i kapittel 5. IC-en brukes som komparator, og er en dobbel komparator, som gjør kretsen plassbesparende på samme måte som for bufferene beskrevet ovenfor.



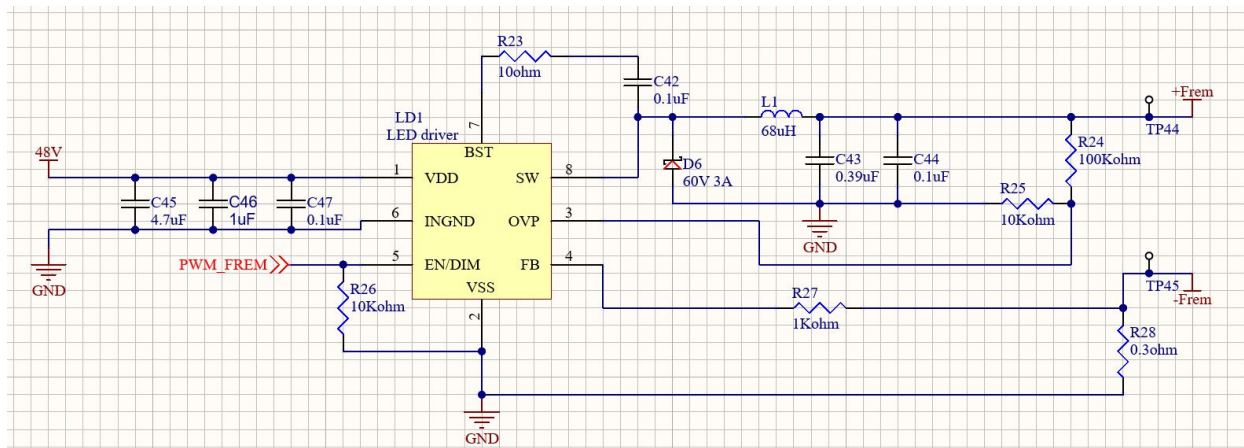
Figur 7.11: Skjematikken til sikringskretsen.

Mellom pinnene som suppleres av spenning og jord til disse komparatorene er det plassert en $0.1 \mu\text{F}$ avkoblingskondensator, da dette er anbefalt i databladet[53]. Som beskrevet i underkapittel 5.2.3 er det tatt i bruk en IC med fire SR-låser, der to av SR-låsene har dobbel reset-inngang og to har enkel reset-inngang. Her sd de to SR-låsene med enkel reset-inngang brukt. Til slutt er det gate driveren koblet med gate motstanden som realiserer korrekt maksimalstrøm. Disse har også en avkoblingskondensator på $0.1 \mu\text{F}$, da det anbefalt i databladet[55].

7.1 Skjematikk

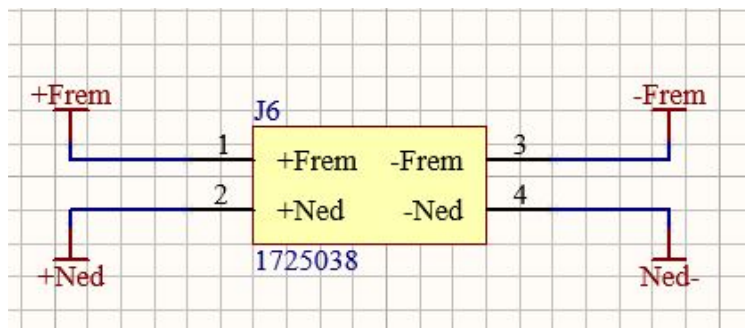
7.1.3 LED-driver

Driverkretsen til LED-ene er satt opp slik som er anbefalt i databladet[80] til LED-driveren. Komponentene i driverkretsen er basert på kalkulasjonene gjort i kapittel 6. Kondensatorene på inngangen av LED-driveren på lik linje med for de andre regulatorene, en kombinasjon av ulike størrelser av kondensatorer for å redusere ESR og ESL. Det samme gjelder for kondensatorene på utgangen av driveren. Skjematikken inkluderer to identiske versjoner av denne kretsen, for å drive LED-ene som er vendt fremover og nedover.



Figur 7.12: Skjematikken til LED-driveren

Konnektorene som supplerer strøm ut til LED-ene er vist i figur 7.13. Disse tåler en maksimalstrøm på 10 A[87]. Dette er langt større enn den maksimale strømmen som vil komme fra kretsen på 700 mA.



Figur 7.13: Skjematikken til konnektoren som supplerer spenning videre til LED-ene

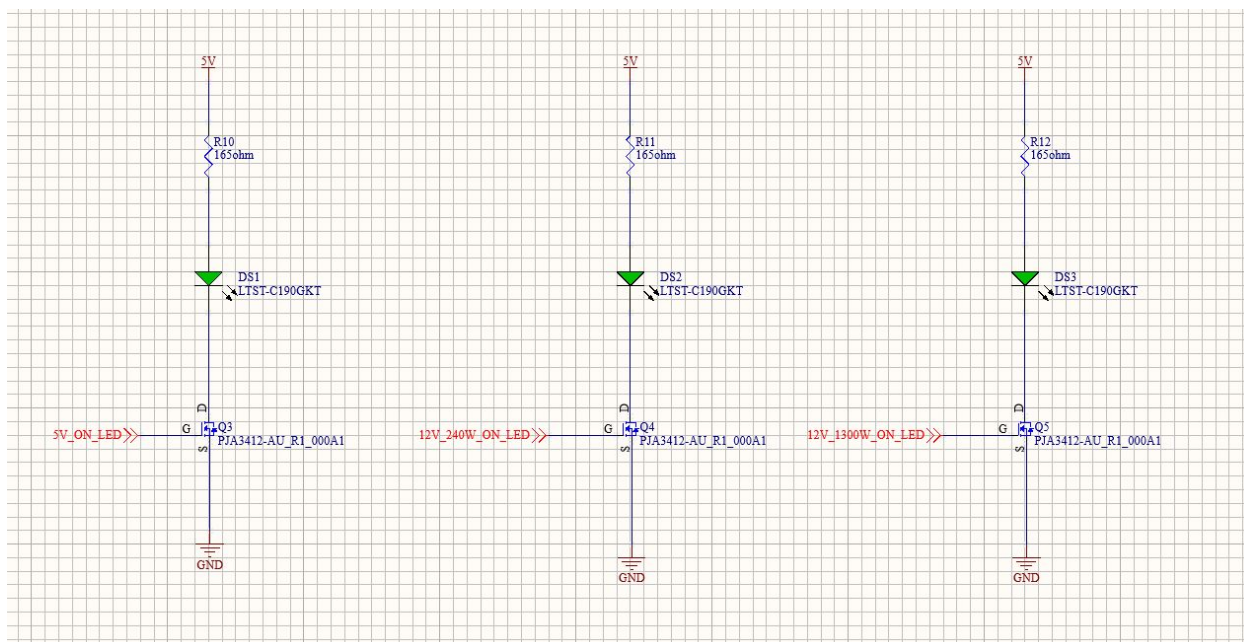
Som grensesnitt til de eksterne LED-ene er det lagt opp til at lederene ut av elektronikkhusene skal settes inn i skruklemmer, med lederene merket med 'Frem' for LED-ene som skal belyse området til de fremoverrettede kameraene, og 'Ned' for LED-ene som belyser området til de nedoverrettede kameraene.

7.1 Skjematikk

7.1.4 Statuslys

I tillegg til tidligere nevnt elektronikk, er det også inkludert tre statuslys. Disse anvendes ved testing kan observere om regulatorene driver strøm eller ikke. Dette realiseres ved å drive en av MOSFET-ene, som er den samme som er brukt i sikringskretsen til regulatorene[56], ved hjelp av et styresignal fra MCU-en. Det også satt inn en strømbegrensende last, slik at LED-ene ikke blir overbelastet. Denne er kalkulert ved hjelp av ligning 7.1. Strømmen i LED-ene, $I_{f,LED}$, er på 30 mA [88]⁴, mens spenningen over , $V_{f,LED}$, er på 2 V⁵. Dette gir en motstand på 66.67 Ω , hvor det da er valgt å ta i bruk en 165 Ω motstand i skjematikken⁶.

$$R = \frac{V_{inn} - V_{f,LED}}{I_{f,LED}} \quad (7.1)$$



Figur 7.14: Skjematikken til statuslysene

I MOSFET Q1, Q4 og Q5 så settes det spenning på Gate-pinnen for å lukke kretsen mellom pinne S og D. Dette slutter kretsen for strømmen som går igjennom DS 1, DS 2 og DS 3 og LED-ene lyser.

7.1.5 Mikrokontroller og tilleggselektronikk

For å kontrollerer alt av signaler som er nødvendig er en mikrokontroller tatt i bruk. Pinneoppsettet til denne MCU-en vises i figur 7.15. Denne inkluderer alt av kontrollsignaler, og inkluderer følgende

⁴Continuous Forward Current

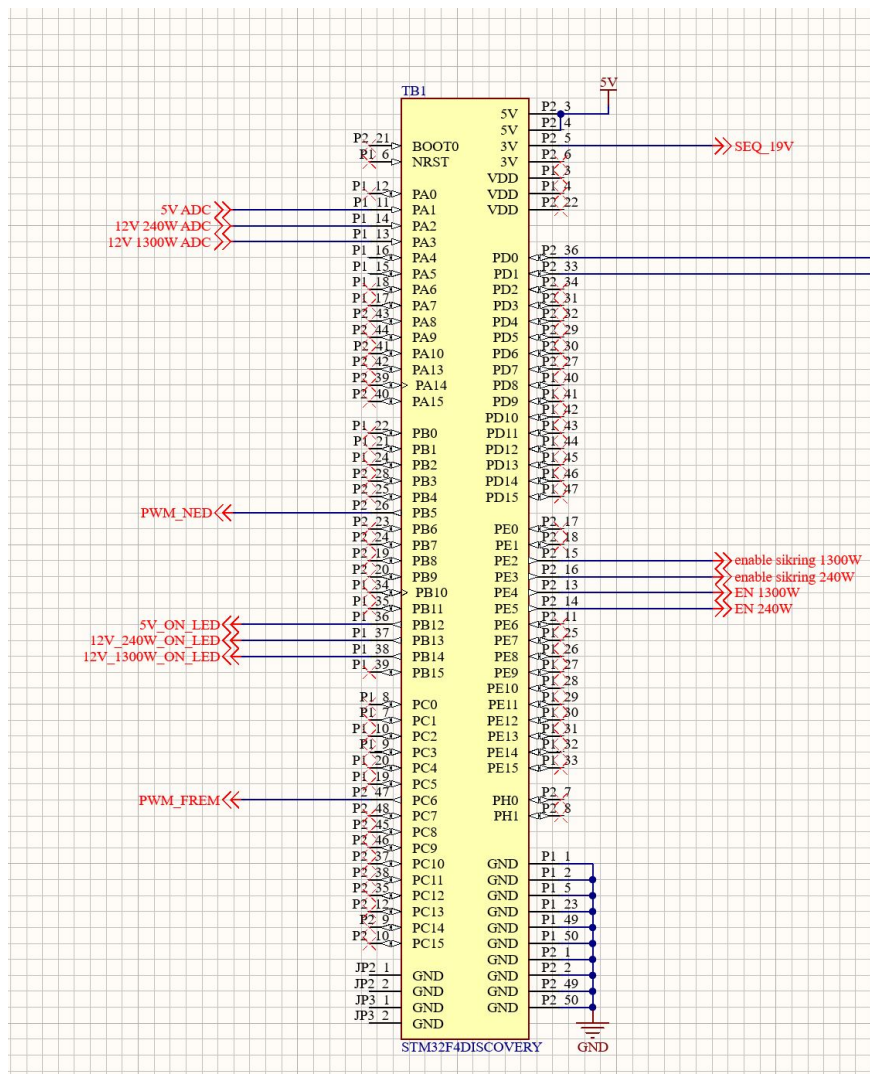
⁵Forward Voltage

⁶Feil datablad ble konsultert under designperioden

7.1 Skjematikk

pinner og hva de brukes til:

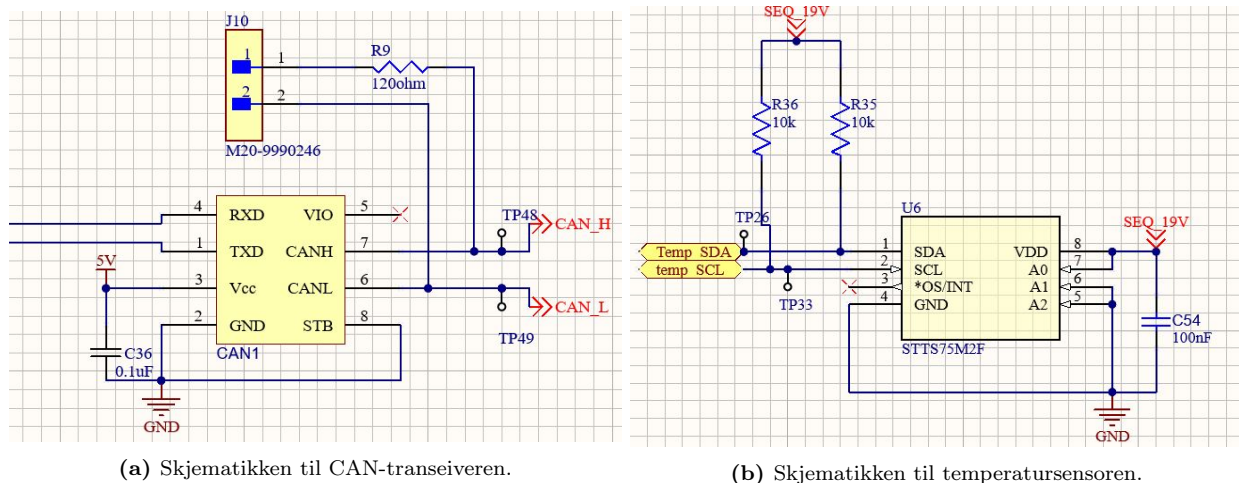
- PA1,2,3: ADC-innganger til strømmåling
- PC6 og PB5: PWM styresignal til lys frem/ned
- PB12, 13, 14: Statuslys
- PE2,3: Resette sikring til 1300 W/240 W
- PE4,5: Styring av gate-drivere som er en del av 1300 W/ 240 W sikringen
- PD0,1: Sending og mottak av informasjon gjennom CAN-modulen.
- 3 V: Spenning til temperatursensoren og SEQ-pinnen til 19 V-regulatoren



Figur 7.15: Skjematikken til MCUen

7.1 Skjematikk

For å realisere kommunikasjon over CAN-bussen brukes en CAN-transeiver[89]. Oppsettet til denne er vist i figur 7.16a. Dette inkluderer en 5 V forsyning, som har en avkoblingskondensator på 0.1 μF til jord, etter anbefaling fra databladet.

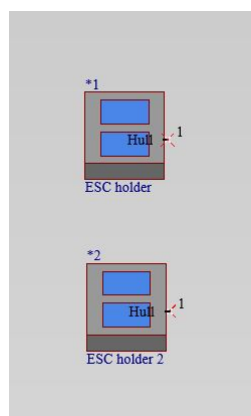


(a) Skjematikken til CAN-transeiveren.

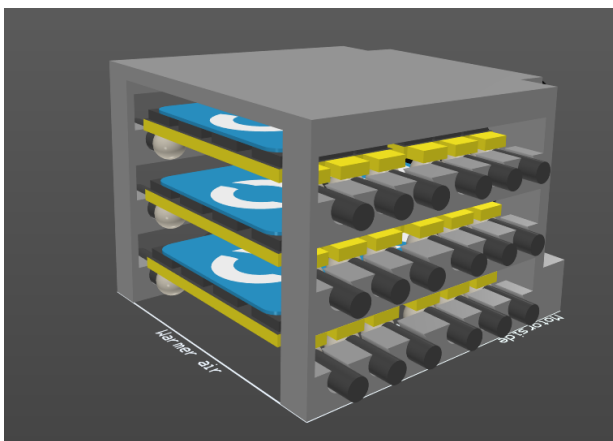
(b) Skjematikken til temperatursensoren.

På hver side av transeiveren er det koblet en termineringsmotstand. Denne vil bli tatt i bruk for kortet som blir plassert på slutten av CAN-bussen. RXD og TXD går inn på MCU-en ved pinne PD0 og PD1. Dataen inn på transeiveren kommer fra PCIe-kontakten vist i figur 7.7. I tillegg er det også en temperatursensor på kortet, vist i figur 7.16b. Denne er koblet i henhold til databladet[90] direkte til sensormodulen via et Inter-Integrated Circuit (I2C)-grensesnitt. Pinne A0,1,2 brukes til å sette I2C-adressen. Adressen til sensoren er bestemt med sensorgruppen, og valgt til å være [1 0 0]. Signalene fra sensoren går videre til sensormodulen via PCIe-kontakten, vist i figur 7.7.

I tillegg til dette er det også valgt at motordriverene skal plasseres på kraftmodulen. Motordriveren skal plasseres i 3D-printede holdere som skrues fast i kortet. Dette gjøres for å redusere kabellengden til motorkontrolleren da kraftforsyningsmodulen ligger midt i elektronikkhuset, som vil redusere effekttap og gjør elektronikkhuset mer oversiktlig.



(a) Holdere til motordrivere i skjematikk



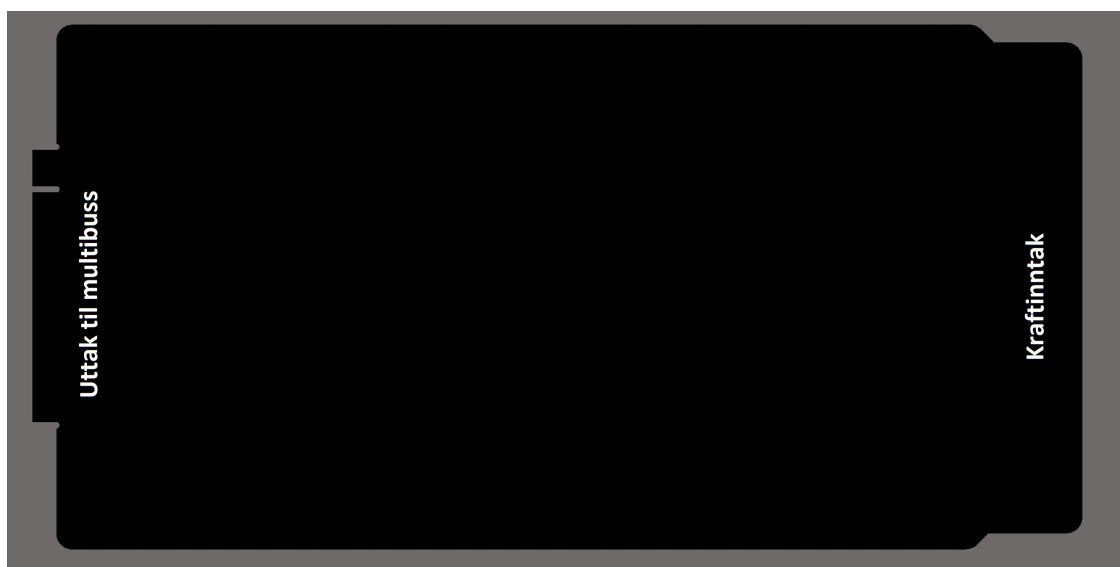
(b) Holdere til motordriver i 3D

Disse viser ikke i det vedlagte kretskortskjemaet, da holderene i seg selv ikke har noen elektrisk

koblinger.

7.2 Planlegging av utlegg

Oppsettet til kretskortet er forhåndsdefinert i samarbeid med de andre gruppene i prosjektet. Utgangspunktet til kretskortet er at det må tilfredsstillende formen på kretskortet vist i figur 7.18. Det vil altså si at kortet skal på den ene siden ha kraftinntaket, mens på det andre skal den ha PCIe-kontakten, som i figur 7.18 kalt multibuss. I tillegg er størrelsen på kortet forhåndsbestemt, da det skal passe inne i elektronikkhuset. Dette vil altså si at kortet er dimensjonert til å være på 162×317 [mm].



Figur 7.18: Formen på kretskortet som skal designes, samt spesifikasjon på kraftinntak og utgang til multibussen.

På forhånd er det blitt enighet mellom gruppene at PCB-produsenten *JLPCB* skal brukes som leverandør. Dette betyr altså at kortet må tilpasses slik at bestemmelsene satt for å tilfredstille deres produksjonslinje. Overordnet tilbyr de kort laget av aluminium eller FR-4, der sistnevnte er en isolasjonsskjerne laget av glassfiberarmert epoxy. Det er valgt at kortet skal lages av FR-4, da de tilbyr et, to, fire og seks lagskort, mens for aluminiumsbaner tilbys kun som etlags-kort.

På forhånd er det også bestemt at festet til PCIe-kontakten skal være 1.6 mm tykk. Dette er altså også tykkelsen som kortet må ha. For å ha fleksibilitet i trekkingen av baner og redusere støy mellom baner, er det derfor valgt å designe med fire lag.

Basert på nevnte spesifikasjoner, er det ønskelig å definere plasseringen til de ulike komponentene, basert på kraftnett. Overordnet befinner det seg fire nett på dette kortet, hvor banebredden er av stor betydning. Bestemmelsen til disse fire nettene er utifra regulatorene som skal tas i bruk, samt effekten som de skal forbruke. Nettene er som vist i tabell 7.1. Utgangspunktet for antatt effektforbruk er fra effektbudsjettene i underkapittel 3.2. Samtidig er bufferen på 20 W til annen

7.2 Planlegging av utlegg

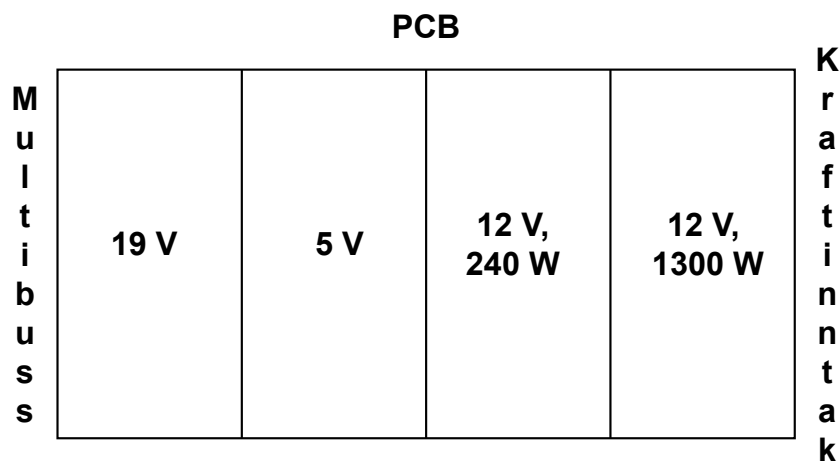
elektronikk for 5 V-regulatoren fjernet, da dette ikke er nødvendig, samtidig som 47 W for annen elektronikk på 12 V, 240 W-regulatoren, også er fjernet. Inngangsstrømmen er funnet ved hjelp av formel 7.2, hvor η er effektiviteten til regulatoren.

$$I_{inn} = \frac{P_{ut}}{\eta \cdot V_{inn}} \quad (7.2)$$

Nett	Antatt effektforbruk [W]	Inngangsstrøm [A]	Utgangsstrøm [A]
12 V, 1300 W	1300	27.89	108.33
12 V, 240 W	184	4.12	15.33
5 V	33	0.72	6.59
19 V	90	2.06	4.74 A

Tabell 7.1: Hovednettene på kretskortet, samt spesifikasjoner for dem

Basert på verdiene i tabell 7.1, er overordnet plassering av nettene definert slik som i figur 7.19.



Figur 7.19: Fordeling av nett, basert på banelengde og effekttapet dette medfører.

Det er da valgt å plassere 12 V, 1300 W-nettet nærmest mulig kraftinntaket, slik at kortes mulig baner kan brukes, som gir minst mulig effekttap. Ved siden av dette er 12 V, 240 W-uttaket blitt plassert, igjen for å minimere effekttapet i banene. Samtidig er 5 V-nettet er blitt plassert i midten, selv om det har lavest inngangsstrøm til regulatoren. Dette kommer av at det er elektronikk på brettet som skal forbruke deler av denne effekt, og dermed er det hensiktsmessig å plassere den sentralt. Nærmest multibussuttaket, altså PCIe-en, er 19 V-nettet plassert. Dette er fordi mini-PC-en er eneste forbruker fra denne regulatoren, så det er hensiktsmessig å ha den nærmest multibussen, siden det er derfra PC-en skal suppleres. Ved å fordele komponentene på denne måten kan sensitiv elektronikk, slik som operasjonsforsterkere og MCU-en skjermes fra det området av kretsen som det antas at vil ha høyest varmebidrag, som er 12 V, 1300 W og 12 V, 240 W-regulatorene og motorkontrollerene. I tillegg vil dette være med å redusere EMI, da sensitiv elektronikk vil skjermes fra baner som leder høy strøm.

7.2 Planlegging av utlegg

I tillegg til å definere plassering av nettene, er det også ønsket å bestemme banetykkelsen på forhånd. For å finne banetykkelsen er det valgt å følge standarden IPC-2221[91], som oppgir at arealet til en bane finnes ved hjelp av likning 7.3, mens banebredden er gitt av likning 7.4. Tallene i ligningene er konstanter som er oppgitt ut ifra IPC-2221-standardene.

$$A = \left(\frac{I}{k \cdot \Delta T^{0.44}} \right)^{\frac{1}{0.725}} \quad (7.3)$$

$$B = \frac{A}{t \cdot 1.378} \quad (7.4)$$

A: Tversnittarealet til banen [mils^2]

I: Maksimalstrømmen i banen [A]

k: Konstant på 0.048 for ytterlag, og 0.024 for innerlag

t: Tykkelsen på banen [oz]

B: Bredden til banen [mils]

ΔT : Temperaturforskjellen

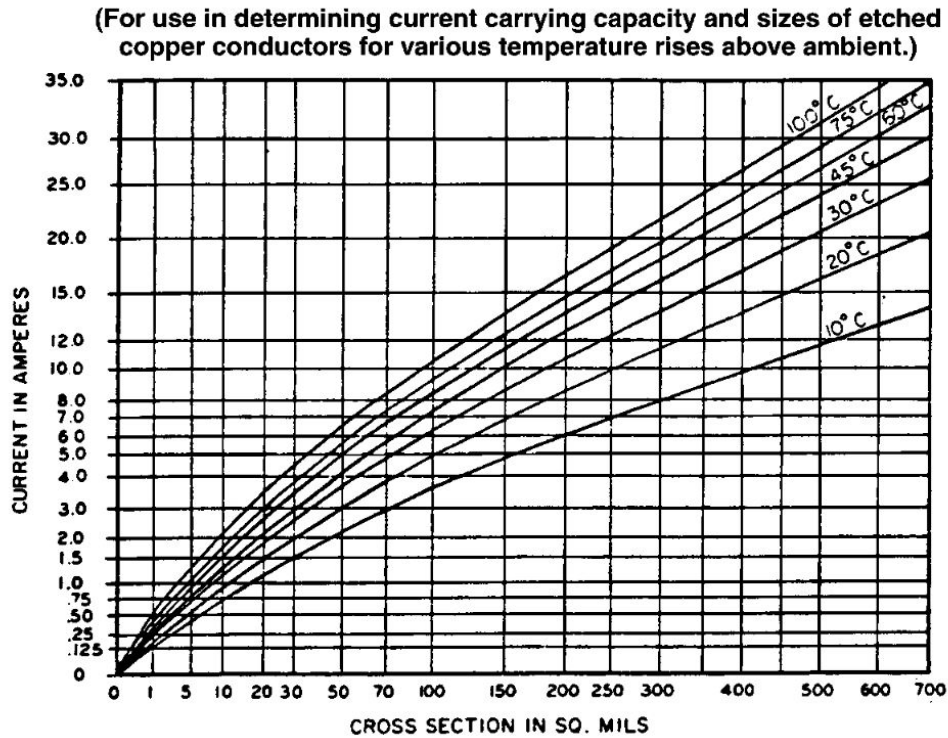
For å redusere bredden på banene er det bestemt at alle baner som har høyere effekt, altså alle banene som kommer ut av regulatoren skal plassere på topplaget eller bunnlaget, slik at k blir på 0.048. Det er derfor også bestemt at topplagene skal ha maksimal banetykkelse som *JLCPCB* tilbyr, som er på 2 oz, $\approx 70 \mu\text{m}$.

Banetykkelsen kan også finnes ved hjelp av *Digikey* sin online-kalkulator[92], som bruker formelene fra IPC-2221-standardene, tar inn ulike parametere, og bestemmer banebredden basert på dem. For å beregne banebredden skrives det inn strømtrekk, banetykkelsen og maksimal temperaturøkning. Det er antatt at elektronikkhuset vil holde en temperatur på $50 \text{ }^\circ\text{C}$. Maksimal temperaturøkning er satt til å være $30 \text{ }^\circ\text{C}$, med bakgrunn i maksimaltemperatur for PCB-ene til *JLCPCB* er oppgitt å være $130 \text{ }^\circ\text{C}$ [93]. Dermed vil maksimal temperatur bli på $80 \text{ }^\circ\text{C}$, som er godt under $130 \text{ }^\circ\text{C}$. Med disse parameterene, og verdiene i tabell 7.1, kan bredden til alle banene kalkuleres, som gir verdiene i tabell 7.2.

Strømtrekk	Lagtykkelse	Maks temp økning	Banebredde
6.59 A (5 V)	70 μm	30°C	1.04 mm
15.33 A (12 V 240 W)	70 μm	30°C	3.33 mm
108 A (12 V 1300 W)	70 μm	30°C	49 mm
4.74 A (19 V)	70 μm	30°C	0.7 mm
30 A (48 V)	70 μm	30°C	8.4 mm

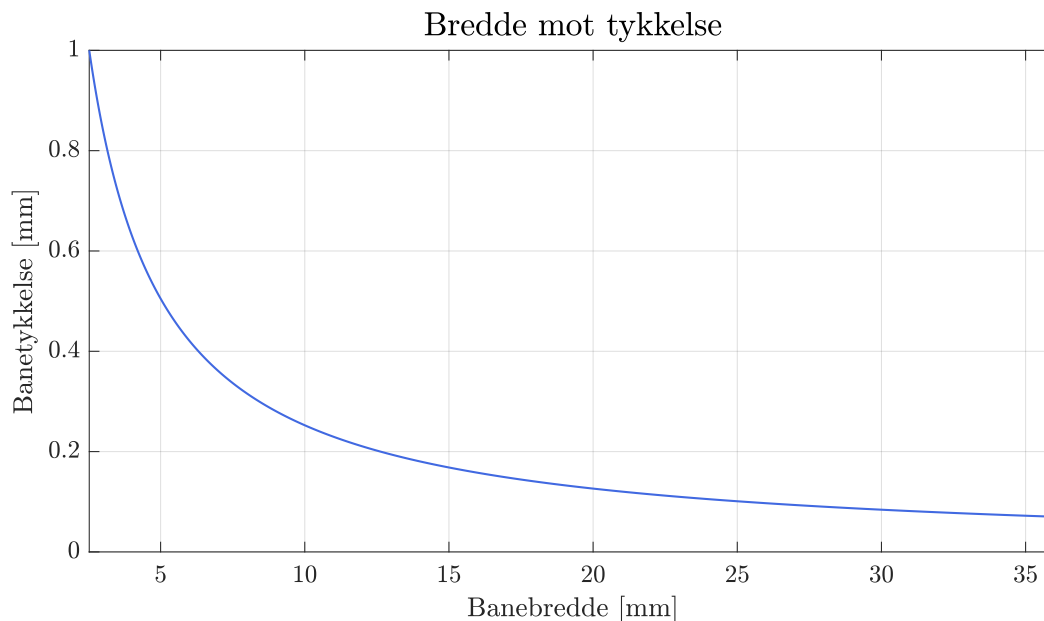
Tabell 7.2: Banebredder for de ulike strømmene med lagtykkelse og valgt maksimaltemperatur

Tykkelsen for 12V 1300W-baner vil bli alt for brede for dette kortet, og er lite hensiktsmessig. Samtidig baserer IPC-2221 seg på interpolerte resultater, basert på strøm-verdier som ligger fra 0 til 35 A, slik som vises i figur 7.20.



Figur 7.20: Grafen som viser IPC 2221 sine beregninger av tversnittet til lederen mot maksimalstrøm ved ulike temperaturer, baserer seg på[94].

Det er anbefalt for baner med strømmer over 100 A å bruke tykkere monterte kobberskinner, også kalt *busbar*, for å drive strømmen [95]. Årsaken til dette er at banebredden kan drastisk reduseres ved å øke tykkelsen på banene, da motstanden i banen endres mye, som videre reduserer temperaturen som banen vil oppnå. Dette er illustrert i figur 7.21, som er funnet ved hjelp av ligning 7.3 og 7.4.



Figur 7.21: Graf som banebredde mot tykkelse ved strøm på 108 A

Det vil derfor bli designet *busbar*-er med 1 mm tykkelse. Dette gir med *Digikey* sin kalkulator en banebredde på 3.21 mm. Da det er usikkerhet rundt karakteristikken til lederen ved så høye strømmer, er banebredden til 12 V, 1300 W-nettet satt til å være 5 mm.

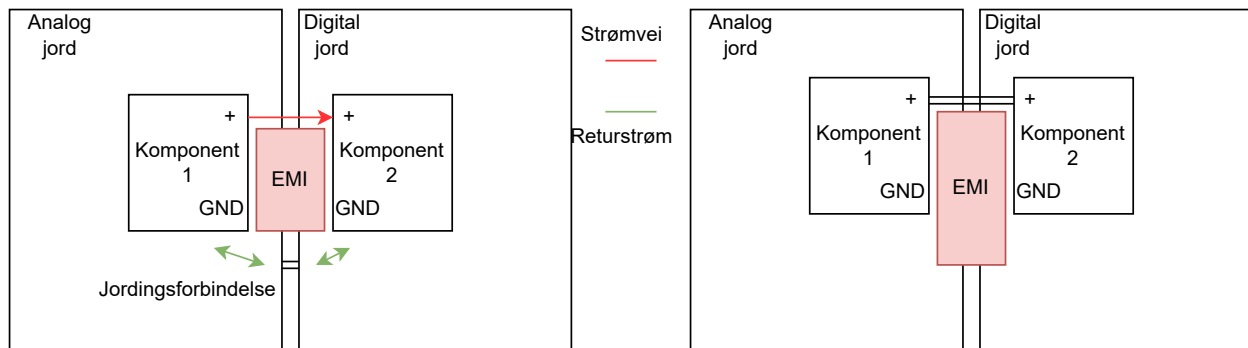
For å unngå spenningsfall over signalbanene, er det valgt at minste banebredden skal være på 1 mm⁷. Dette vil videre medføre at mulige feil som resultat av spenningsfall, unngås.

Jordlag

Det er flere filosofier når det kommer til hvordan jording skal utformes, der konvensjonelle måten er å separere jord mellom analoge og digitale kretser, da høye frekvenser kan forstyrre de analoge signalene. Det er i hovedsak to måter å gjøre dette på, nemlig å separere jordingspotensialene helt eller delvis mellom kretsene, og ha komponenter som bruker begge på et skjæringspunkt mellom disse[96].

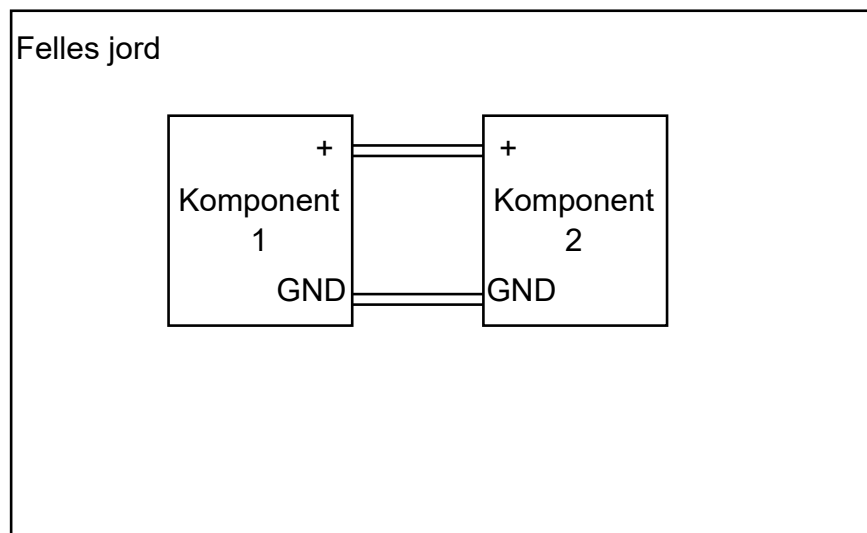
⁷40 mils

7.2 Planlegging av utlegg



Figur 7.22: To måter å separere jord

I det første tilfellet går den positive spenningen direkte fra komponent 1 til komponent 2, og returstrømmen flyter igjennom forbindelsen. Mellom komponentene er det derimot ikke direkte kontakt, og det oppstår et magnetfelt da retursignalet har en lenger vei å gå for å komme til endepunktet. Dette skaper store induktanser og som medfører høy EMI[97]. For å få dette til å være effektivt er det nødvendig å legge baneføringen over/nære banen som forbinder disse. Det er en ganske enkel løsning på denne problematikken, nemlig ved å bruke et enkelt jordlag som i figur 7.23.



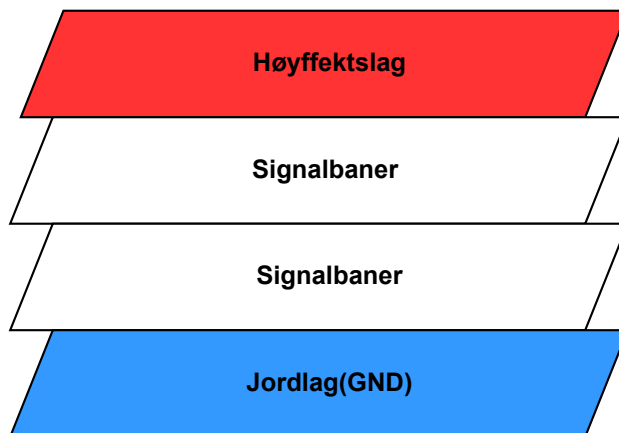
Figur 7.23: Et enkelt jordplan

En annen fordel ved dette er at det er mer fleksibelt å plassere komponenter, men det er fortsatt hensiktsmessig å ha komponenter som hører til hverandre så nærme som mulig.

Da det også skal gå svært høye strømmer gjennom jordlaget er det valgt at bunnet som helhet skal være et jordlag. Når det ikke differensieres mellom digital eller analog jord unngås tynne baner med høy strøm, som videre reduserer sannsynligheten for at deler av kortet får for høy temperatur. Derfor er det også valgt at lag nummer to og tre skal brukes for signalbaner som behøves å trekkes over lengre avstander. Dette vil altså si at overordnet beskrivelse av kretskortlagene vil bli slik som er vist i figur 7.24. Siden dette svært ofte er baner med svært lav strøm, er det valgt at innerlaget

7.3 Utlegg

skal ha minimaltykkelse, som er på 0.5 oz, som tilsvarer 17.5 μm . *JLCPCB* tilbyr kun via-er som går gjennom hele kortet, så dette vil ikke bli lagt vekt på.



Figur 7.24: Fordelingen av til de ulike lagene med hensyn på signaltipe.

Resten av *JLCPCB* sine designregler for kretskort kan lastes ned på *GitHub*[98]. Dette gir lagoppbygningen vises i figur 7.25.

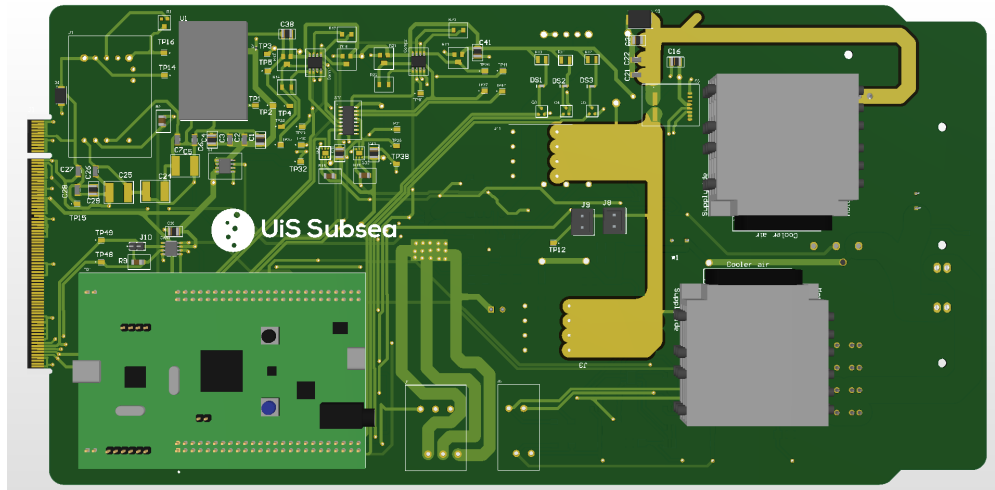
Top Overlay		Overlay				
Top Solder	Solder Resist	Solder Mask		0.0127mm	3.8	
1 Top Layer		Signal	2oz	0.07501mm		
Dielectric 1	2313	Prepreg		0.1mm	4.05	
2 Mid Layer 1		Signal	1/2oz	0.0175mm		
Core	FR-4	Core		1.265mm	4.5	
3 Mid Layer 2		Signal	1/2oz	0.0175mm		
Dielectric 2	2313	Prepreg		0.1mm	4.05	
4 Bottom Layer (G...)		Signal	2oz	0.07501mm		
Bottom Solder	Solder Resist	Solder Mask		0.0127mm	3.8	
Bottom Overlay		Overlay				

Figur 7.25: Lagoppbygningen som er blitt tatt i bruk.

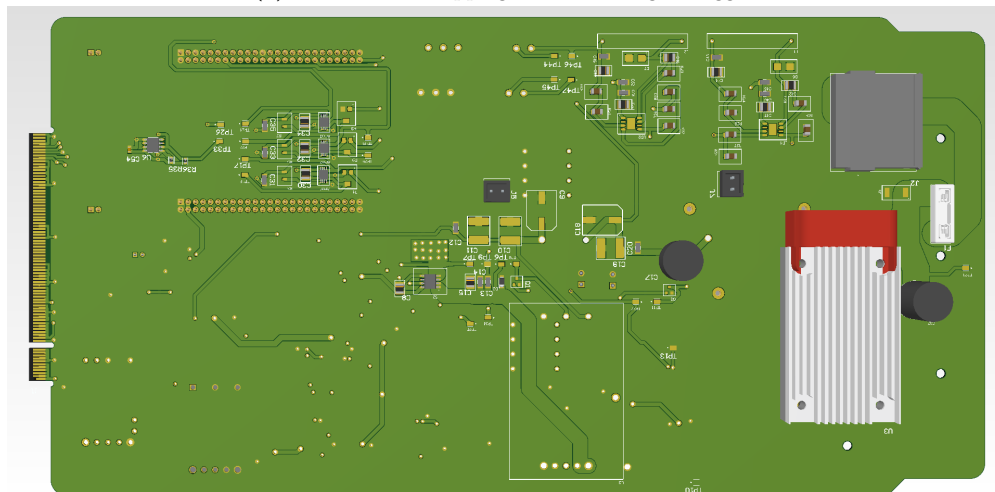
7.3 Utlegg

Det ferdige utlegget vises i figur 7.26. Det er prioritert å lage 3D-modellene til de fysisk høyeste komponentene, slik at man ved hjelp av *Autodesk Fusion 360* kan finjustere plasseringen til komponentene, slik at de ikke kommer i konflikt med komponenter på de andre PCB-ene. Overordnet er det forsøkt å plassere færrest komponenter på jordlaget, spesielt rundt regulatorene som skal supplere høyeffektslektronikken, slik at jordlaget dekker størst mulig område, med færrest mulig innsnevring. Plasseringen til elektronikken er forklart i underkapittel 7.1 og blir mer grundig forklart i avsnittene nedenfor.

7.3 Utlegg



(a) 3D-modell av topplaget til det ferdige utlegget.



(b) 3D-modell av bunnlaget/jordlaget til det ferdige utlegget.

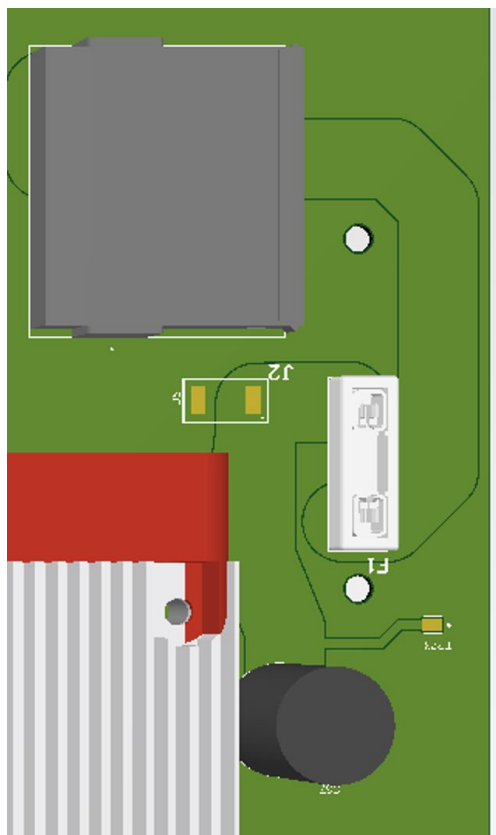
Figur 7.26: 3D-modell av det ferdige utlegget av kretskortet.

Figurene 7.26a og 7.26b er en kombinert 3D-modell og oversiktsbilde over kraftforsyningsmodulen. På venstre side er PCIe-bussen.

7.3.1 Kraftforsyning

Kraftforsyning

Kraftinntaket er slik som er vist i figur 7.27, sett øverst i høyre hjørnet fra figur 7.26b.



Figur 7.27: 3D-modell av kraftinntaket.

Her kommer spenningen inn i gjennom kraftinntaket⁸. Videre går den gjennom 30 A sikringen F1⁹. Etter dette er både bulkkondensatoren C37¹⁰, og TVS-dioden J2¹¹, til 48 V nettet plassert i parallell. Etter dette fordeles spenningen ut til de ulike regulatorene. Utstikkeren mellom C37 og F1 er testpunkt TP23.

Regulatorer til thrustere og manipulatorer

Både 12 V, 1300 W- og 12 V, 240 W-regulatoren er plassert i nærheten av inngangsforsyningen. Dette er som tidligere nevnt for å redusere lengden på banene ut fra regulatoren. Begge regulatoren er plassert i nærheten av kanten på brettet slik at luften som viftene blåser over kjøleribbene har kortest mulig avstand til utsiden av elektronikkhuset, for å øke varmeavledningen i dette området, og hjelpe til med å redusere spredning av varme til resten elektronikkhuset. Rundt regulatoren er komponentene som direkte hører til regulatoren plassert, slik som kondensatorer, TVS-dioder og sensoren til 12 V, 240 W-regulatoren¹².

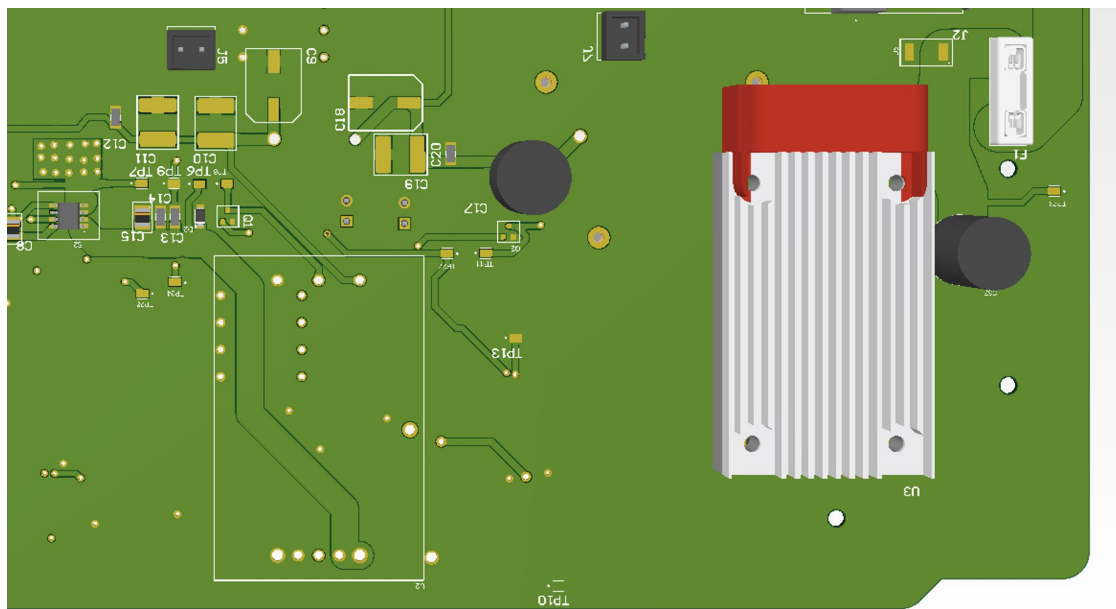
⁸Grå kontakt

⁹Hvit avlang kontakt

¹⁰Sort sylinder

¹¹Rektangel under grå kontakt

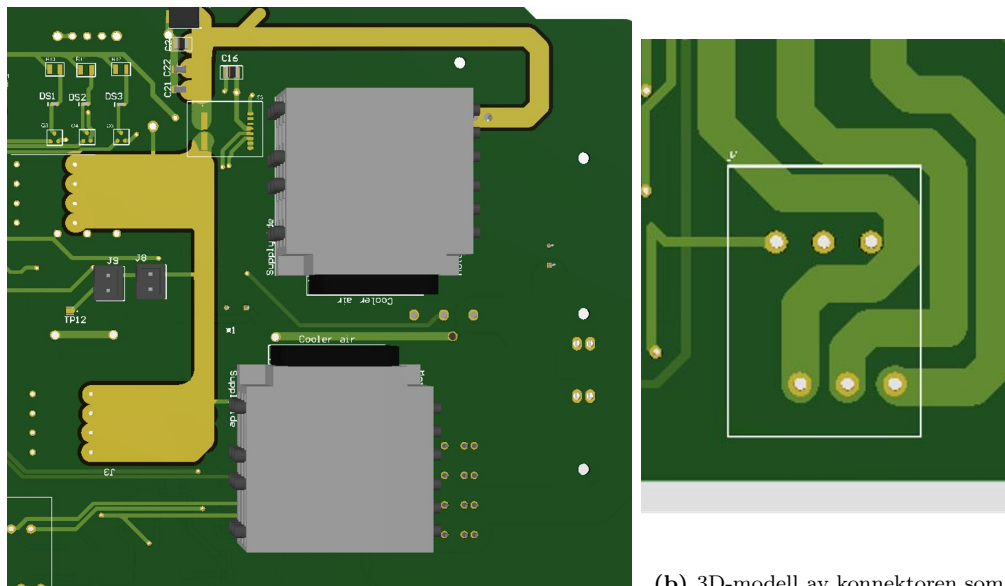
¹²Svart IC tøyreste til venstre



Figur 7.28: 3D-modell av plasseringen til motorkontrollerene

Spenningen fra regulatorene går direkte ut til elektronikken som skal forbruke effekten, som er plassert på toppsiden av brettet. Her er det fjernet isolasjon fra banene, slik at det blir enklere å montere på *busbar*-ene som skal ligge på banene som kommer ut av 12 V, 1300 W-regulatoren og til konnektorene J3 og J11¹³. Mellom de to banene hvor isolasjonen er fjernet er strømsensoren til 12 V, 1300 W-regulatoren plassert. Konnektorene leverer spenningen ut er plassert rett foran motorholderene, igjen for å redusere kablingen til motordriverene. Konnektoren til 12 V, 1300 W-regulatoren er plassert så nært motordriverholderene, også for å redusere kablingen. I tillegg er det lagt til flere mindre via-er der hvor spenningen går fra bunnet til topplaget, slik at størst mulig areal brukes til å lede strømmen, som er med på å redusere varmegangen i via-ene. Disse er også med på å fungere som luftehull, slik at varmeavledningen til banene øker.

¹³Stort gyldent område



(a) 3D-modell av banene til 12 V, 1300 W-regulatoren, holderene til motorene og konnektorene til thrusterne.

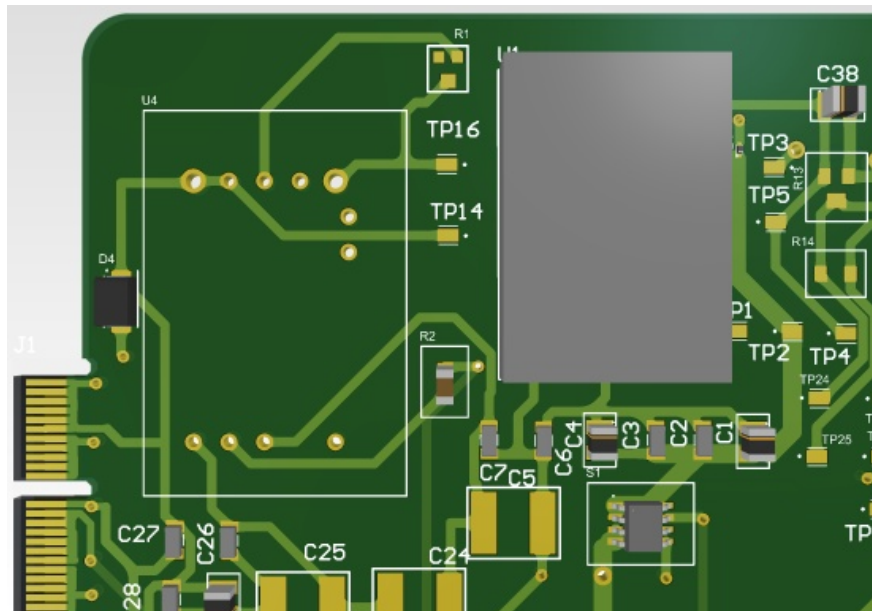
(b) 3D-modell av konnektoren som supplerer manipulatoren.

Figur 7.29: Omriss av uttakene og banene til 12 V-regulatoren.

I figur 7.29a så er kontaktene J3 og J11 til thrusterne til venstre på for den nederste avisolerte banen. Omrisset til J7 er området konnektoren til thrusteren er plassert.

19 V- og 5 V-regulatorer

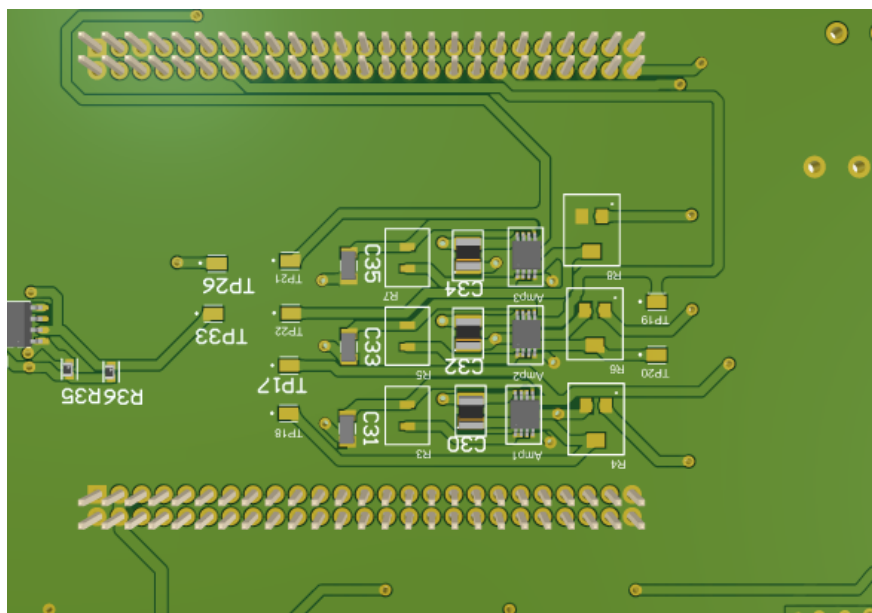
Nærmest PCIe-kontakten er 19 V- og 5 V-regulatoren, samt elektronikken rundt regulatoren plassert, slik som er vist i figur 7.30. Dette er som sagt tidligere, for å redusere lengden på banene som går til elektronikken som skal forsynes fra disse reguleratorene. Spenningen til disse reguleratorene vil blant annet gå direkte ut på PCIe-kontakten, og ut i kortet for å forsyne komponentene som på kortet.



Figur 7.30: 3D-modell av plasseringen til 19 V- og 5 V-regulatorene

7.3.2 Spenningstilpassing og sikringskrets

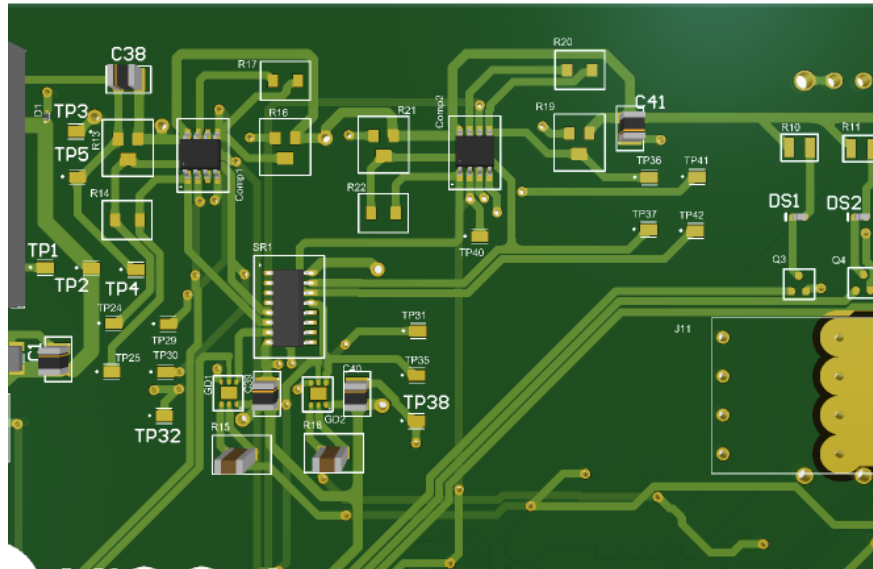
Kretsen som realiserer spenningstilpassing til ADC-ene på MCU-en er plassert på undersiden av MCU-en, som illustreres i figur 7.31. Dette er gjort for å ha kortest mulig avstand fra utgangen etter antinedfoldingsfilteret, slik at målingene etter filteret blir påvirket av minst mulig støy. Det samtidig antatt at dette ikke vil skape problemer knyttet til spenningsfall på målingene, da det vil gå svært liten strøm på inngangssiden av kretsen.



Figur 7.31: 3D-modell av kretsen som realiserer spenningstilpassing til ADC-ene

7.3 Utlegg

Sikringskretsene er plassert på topplaget så nært regulatorene som mulig. I figur 7.32 består denne kretsen av hovedkomponenter **SR1**, **Comp1**, **Comp2**, **GD1** og **GD2**.

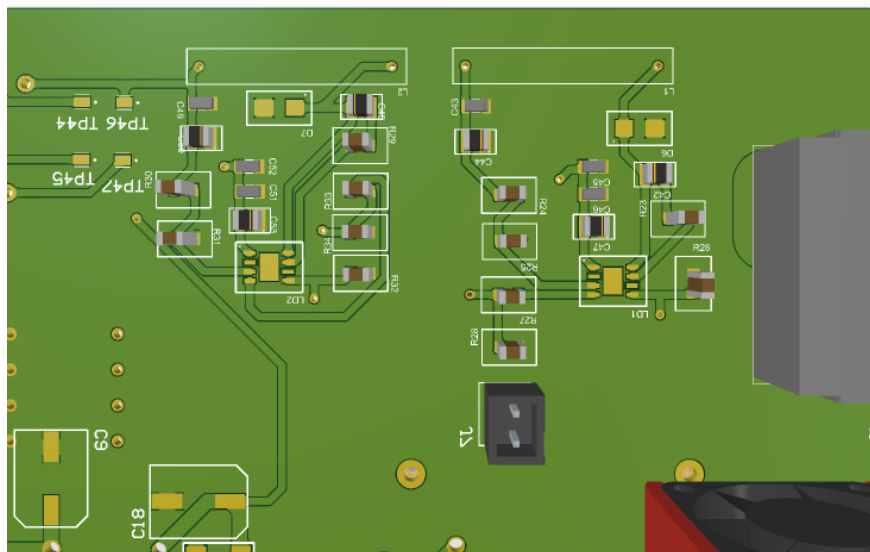


Figur 7.32: 3D-modell av sikringskretsen.

I figur 7.32 er disse komponentene plassert i midten til venstre. Det er designet for å redusere avstanden fra gate-driveren og til MOSFET-en. Dette medfører at stige- og falltiden til MOSFET-en blir så lite som mulig påvirket av motstanden i lederne fra utgangen av gate-driveren og til gaten på MOSFET-en.

7.3.3 LED-driver krets

LED-driverkretsen er plassert nært spenningsinntaket. Dette er gjort da spenningen ut til LED-ene skal gå ut på framsiden, der spenningen kommer inn, som vil være med på redusere kabellengden. Dette er også så nært som mulig MCU-en, slik at PWM-signalet fra MCU-en får en minimal påvirkning av lengden på banene.

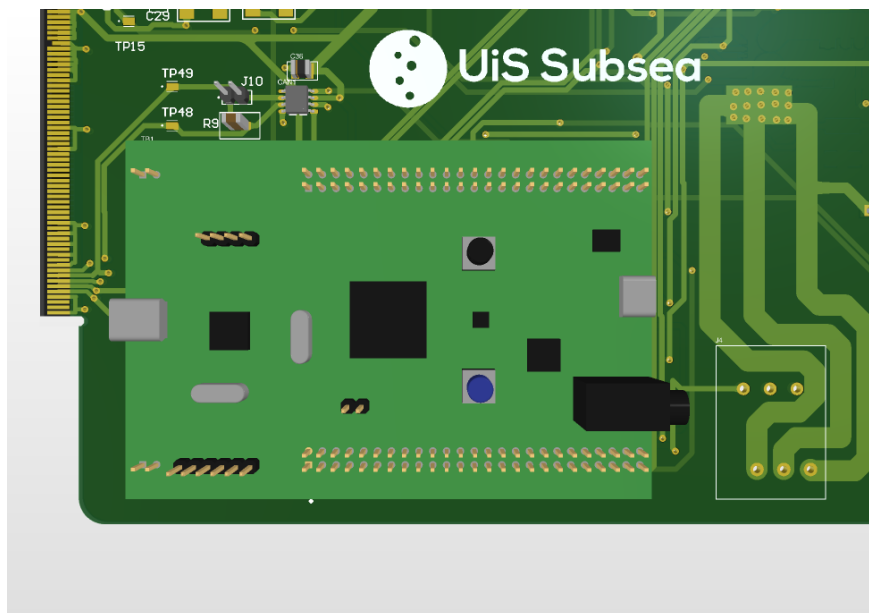


Figur 7.33: 3D-modell av LED-driverkretsen

Hovedkomponenten i LED-driverkretsen i figur 7.33 er **LD1** og **LD2**.

7.3.4 Mikrokontrolleren

MCU-en er plassert i hjørnet nederst til venstre på brettet. Dette er gjort da den vil være separert mest mulig fra andre effektkomponenter, og dermed bli påvirket så lite EMI som mulig fra ledere og regulatorer med høy effekt og annet støy som for eksempel kan komme av svitsjing i regulatorene. Ovenfor mikrokontrolleren er CAN-transeiveren plassert. Dette gjør at signalene fra/til MCU-en kan gå direkte inn/ut av CAN-transeiveren, og slik at det er kort avstand fra PCIe-kontakten. Dette er med på å redusere støypåvirkningen på de digitale signalene som sendes gjennom PCIe-kontakten.



Figur 7.34: 3D-modell av MCU-en og dens plassering, samt CAN-transeiveren sin plassering rundt, og de tilhørende kretsene

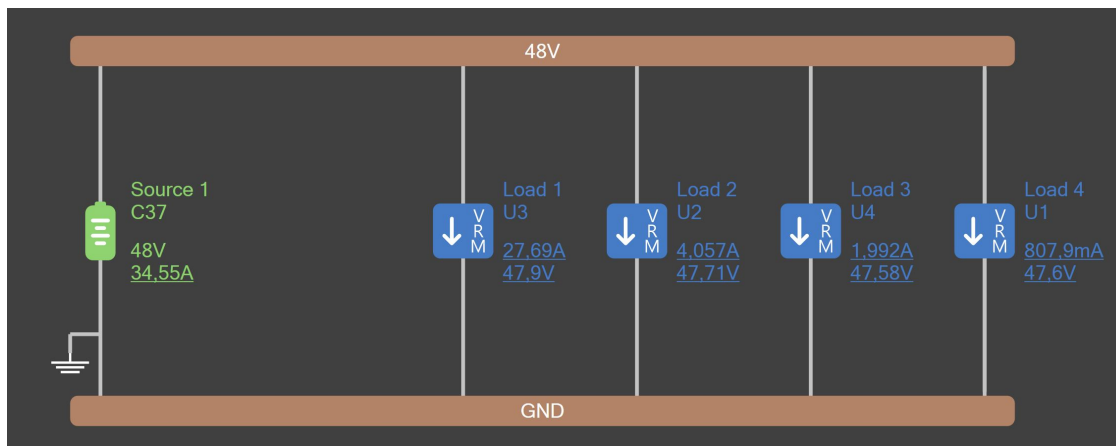
Gerber filene til utlegget finnes på [GitHub](#)[99].

7.4 Simulering av utlegget

For å bedømme om evalueringene gjort rundt kretskortet gir et godt resultat eller ei, er som tidligere nevnt simuleringverktøy *PDN Analyzer* tatt i bruk. Dette gjør at utlegget kan justeres slik at man unngår stort spenningsfall i baner. I tillegg kan varmegang i brettet evalueres basert på strømtettheten i baner på brettet. Dette er gjort spesielt for å sørge for at jordlaget ikke når en for høy strømtetthet ved høye strømmer, som kan resultere at PCB-en overgår den anbefalte temperaturen. Simuleringen er gjort for å få en overordnet forståelse av banene som er valgt, derfor er ikke alle lastene i kretsen lagt inn.

For å gjennomføre denne simuleringen er måten den er satt opp forklart nedenfor. Det er startet med å sette på de ulike nettene som skal være en del av simuleringen, slik som er vist i figur 7.35. Her settes det opp med en hovedspenning, som skal være på 48 V. Videre er de fire regulatorene lagt til i parallell. Hver av disse nettene vil sette opp sine egne nett. Overordnet er simuleringen satt opp slik at den totale simuleringen overgår maksimalstrømmen på 30 A, som dermed vil være verst mulig tilfelle.

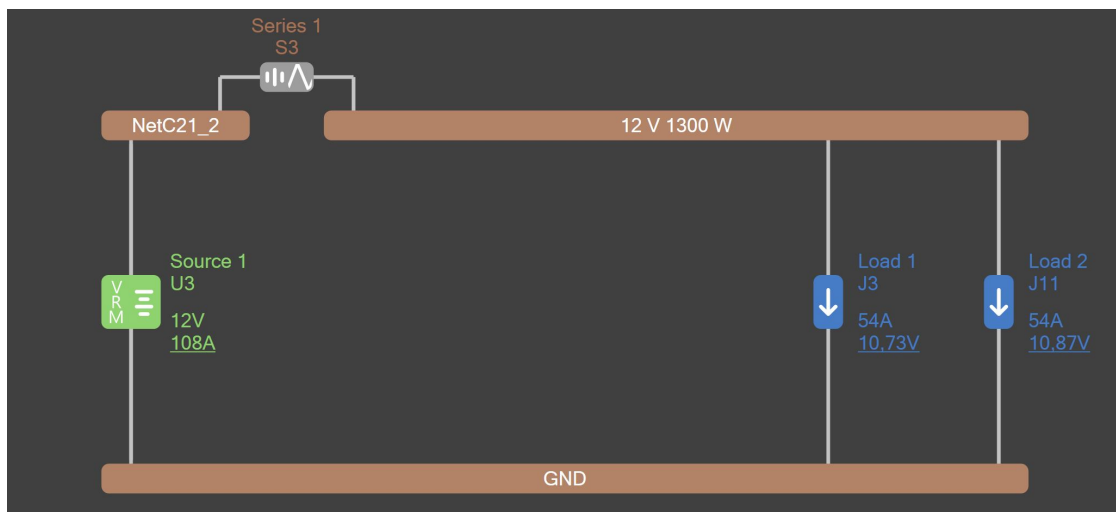
7.4 Simulering av utlegget



Figur 7.35: Oppsett av nettene fra hovednettet på 48 V.

I figur 7.35 er Load 1, Load 2, Load 3 og Load 4 er henholdsvis 12 V 1300 W, 12 V 240 W, 19 V og 5 V

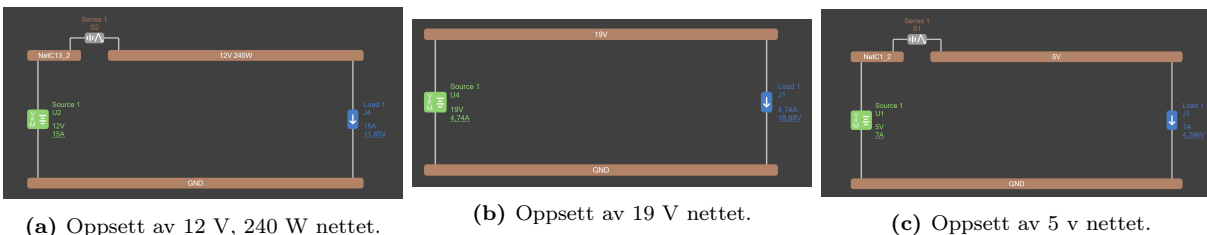
Videre er hvert av nettene satt opp på individuelt vis. 12 V, 1300 W-nettet er satt opp slik som vist i figur 7.36. Her er sensoren **S3** satt opp serielt. Dette gjøres for å få tilgang til de resterende nettene etter sensoren. Deretter er det to konnektorene til thrusterene plassert i parallell. Disse vil simulere lasten som thrusterene utgjør. Her er det tatt utgangspunkt i verst mulig tilfelle, som er når maksimalstrømmen som regulatoren tåler, på 108 A, blir trukket.



Figur 7.36: Oppsett av 12 V, 1300 W-nettet.

Videre er de andre nettene til de tre andre regulatorne nettene satt opp lignende måte, vist i figur 7.37.

7.4 Simulering av utlegget



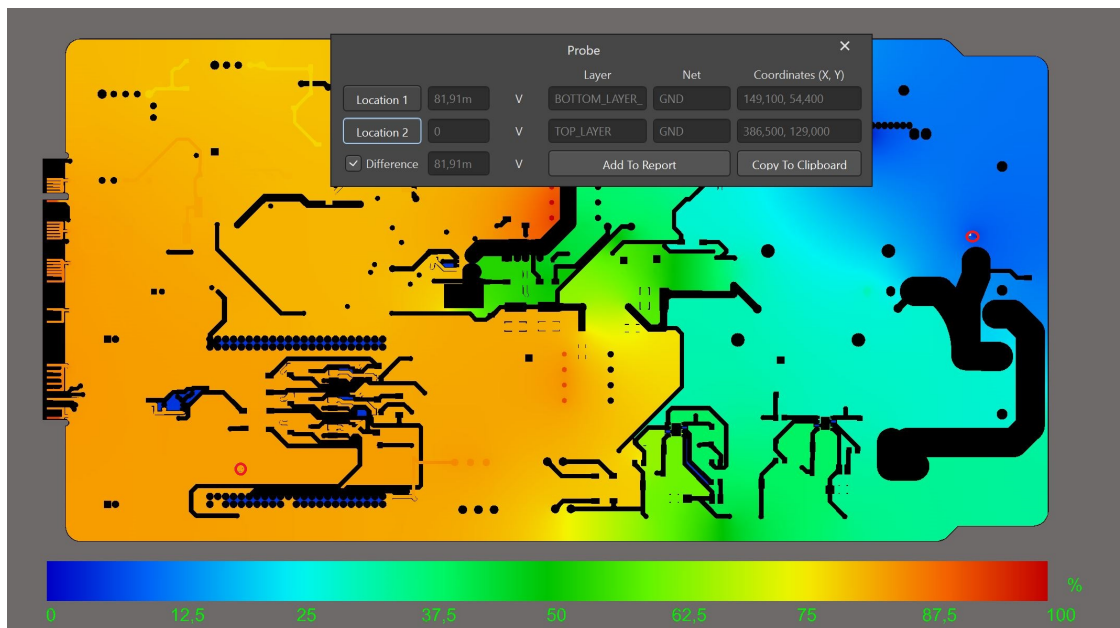
Figur 7.37: Oppsett av resterende nett.

Simuleringen vil fokusere på to hovedpunkter knyttet til designet av dette kretskortet. Den første er knyttet til spenningsfall over baner og spenningsdifferanse på jordlaget. Spenningsfall over baner er sjekket for å forsikre om at det er brukt brede nok baner for alle forsyninger, slik at banene på kretskortet ikke medfører et stort spenningsfall. Analysen av spenningsdifferansen på jordlaget er gjort for å unngå at signaler som kommer fra ulike deler av kretskortet har store spenningsdifferanser, som kan påvirke oppførselen til ulike kretser. Den andre er en analyse av strømmen i jordlaget. Da jordlaget skal lede høy strøm, er det kritisk at det ikke er områder som strekker seg over lengre avstander med høy strømtetthet for å unngå varmegang.

I bildene som følger i simuleringen er spenningen og strømmen vist som en prosentvis skalering av spenningen og strømmen i banene. Programmet inkluderer en støtte for å vise absolutte verdier. Det ble forsøkt å illustrere verdiene for banene som absolutte verdier, men dette ville ikke programmet. Årsaken til at dette ikke var mulig er ukjent.

7.4.1 Simulering av spenning

Simuleringen resulterer i et varmekart som illustrerer relativ spenningstetthet. Figur 7.38 er en kartlegging over spenningspotensialet i jordingslaget mellom høyest og lavest spenningsdifferanse markert med de to røde sirkelene i figuren.



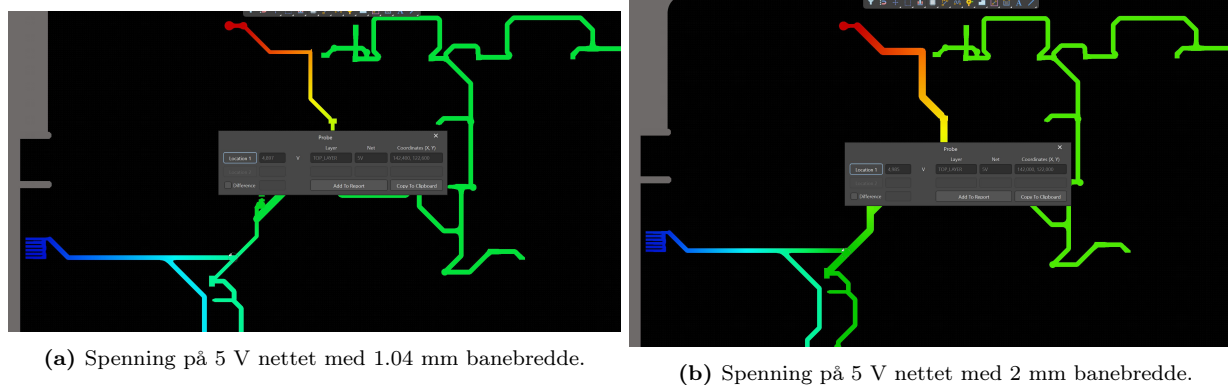
Figur 7.38: Spenningsdifferanse mellom laveste spenningspotensialet på jordlaget, og spenningen på jordlaget ved MCU-en. Der hvor målingene er gjort, er merket med røde sirkler. Det ene punktet ligger under mikrokontrolleren, nederst til venstre, mens det andre er på jordkontakten til bulk-kondensatoren, øverst til høyre.

Dette tilsier at det er en 82 mV spenningsdifferanse mellom jordenlaget nært 12 V, 1300 W-regulatoren¹⁴ og jordlaget nært MCU-en. Dette er ikke ideelt. Samtidig bruker 5 V-regulatoren en jord med spenningspotensiale som er mer likt som MCU-en for å regulere spenningen. Ved å se på spenningsdifferansen i figur 7.38 mellom jordingen rundt 5 V-regulatoren, som ligger øverst til høyre i figuren ovenfor, og jorden rundt MCU-en, så får man en spenningsdifferanse på 1.42 mV, som er svært lite. Dette vil dermed sørge for at det fortsatt vil være minimalt feilbidrag som resultat av spenningsforskjeller i jordingslaget. Dette er også jorden som de fleste av komponentene som er forbundet med MCU-en bruker, som videre vil si at dette vil utgjøre en minimal risiko for logiske feil. Dette viser også fordelene med plasseringen til kretsen som tilpasser spenningen inn på ADC-en, siden forskjellig jordpotensiale vil utgjøre et lite feilbidrag på ADC-målingene.

Samtidig er det blant annet gjort utbedringer basert på denne simuleringen. Dette er blant annet at ved simulering med banene som er beskrevet i underkapittel 7.2, fikk man et fall på 5 V-nettet, ned til 4.897 V, vist i figur 7.39a. Siden dette nettet skal supplere mange komponenter som er senestive slik som MCU-en, bør denne ha et lavere spenningsfall. Ved å øke banetykkelsen til 2 mm, får man resultatet vist i figur 7.39b. Her faller spenningen kun til 4.985 V, og derfor er bredden på banene økt til 2 mm for banen som går ut av 5 V-regulatoren i det ferdige utlegget.

¹⁴Det blå området til høyre i figur 7.38

7.4 Simulering av utlegget



Figur 7.39: Resultat av simuleringer gjort med ulike banebredder på 5 V nettet.

I tillegg er det valgt å justere ned tykkelsen på 48 V-banen desto lengre innover i PCB-en banen kommer, slik som i figur 7.40. Dette kommer av at den største mengden av strøm som suppliedes vil gå til 12 V, 1300 W-regulatoren. Denne står i nærheten av inngangen, så strømmen i hovedbanen vil redusere etter inngangen til hver regulator. Dermed kan også banebredden på 48 V-banen minke for å redusere plass. Resultatet av dette er at banen har blitt minket ned til 1 mm på inngangen av 5 V og 19 V, da det kun skal gå tilsammen rundt 2.6 A på i inn til disse. Dette resulterer i et spenningsfall på 291 mV over hele banen. Det er anslått at dette ikke vil utgjøre noe problem, da tilførselskabelen totalt sett vil medføre et mye større spenningsfall på 5.4 V. Banen vil da medføre et effekttap på 10 W, ved 34 A inngangsstrøm, som er også er svært lite.

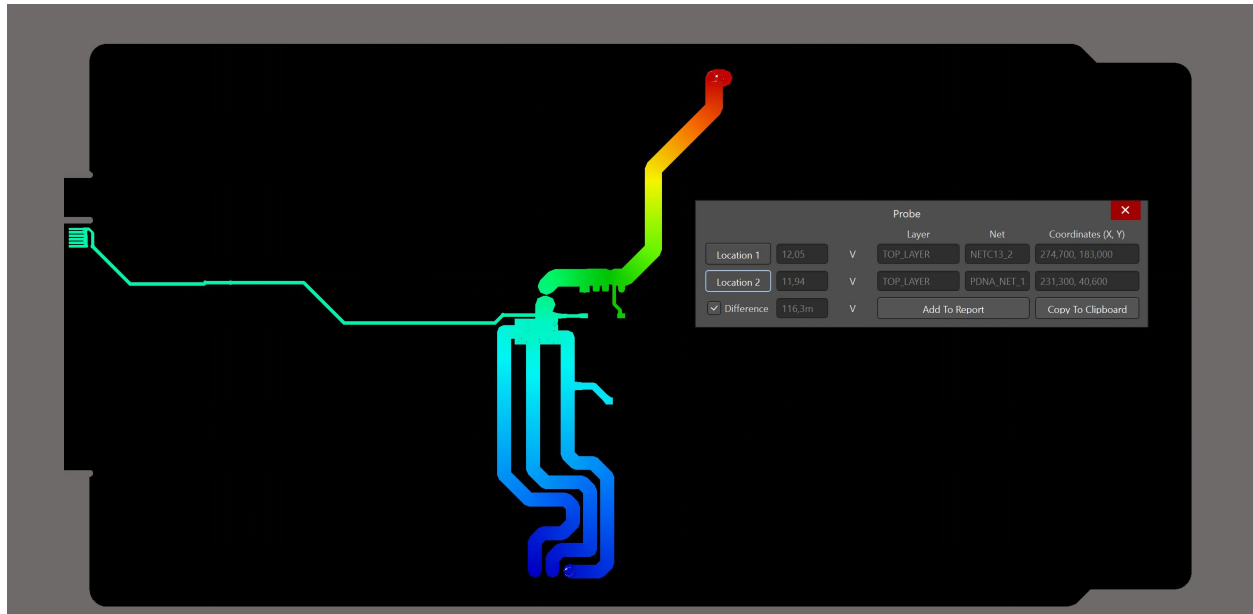


Figur 7.40: Illustrasjon av reduksjonen i banetykkelse som er gjort for å begrense området som banen dekker. Dette resulterer i et 291.1 mV spenningsfall fra start til slutt på 48 V-banen. Målingene er merket med røde sirkler

Utenom dette er det blitt evaluert at de andre nettene har en tilfredsstillende banetykkelse. Eksempler på dette er slik som 12 V, 240 W-nettet, vist i figur 7.41. Her er det et spenningsfall på 116

7.4 Simulering av utlegget

mV. Siden det er motorene til manipulatoren som skal forbruke effekten vil dette ha en svært lite påvirkning, da spenningsområdet til disse ligger på 7-26 V[100].

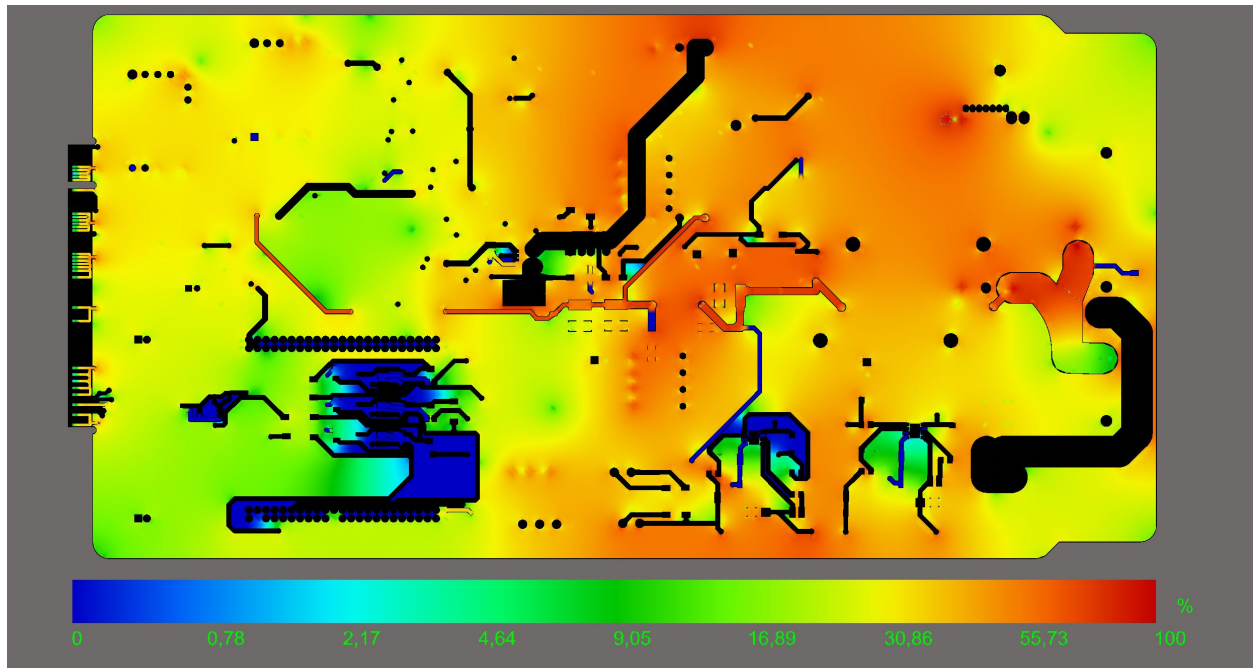


Figur 7.41: 12 V, 240 W banen, som har et spenningsfall på 116.3 mV over seg. Punktene det målingen er gjort, er merket med rød sirkel.

7.4.2 Strøm i jordlaget

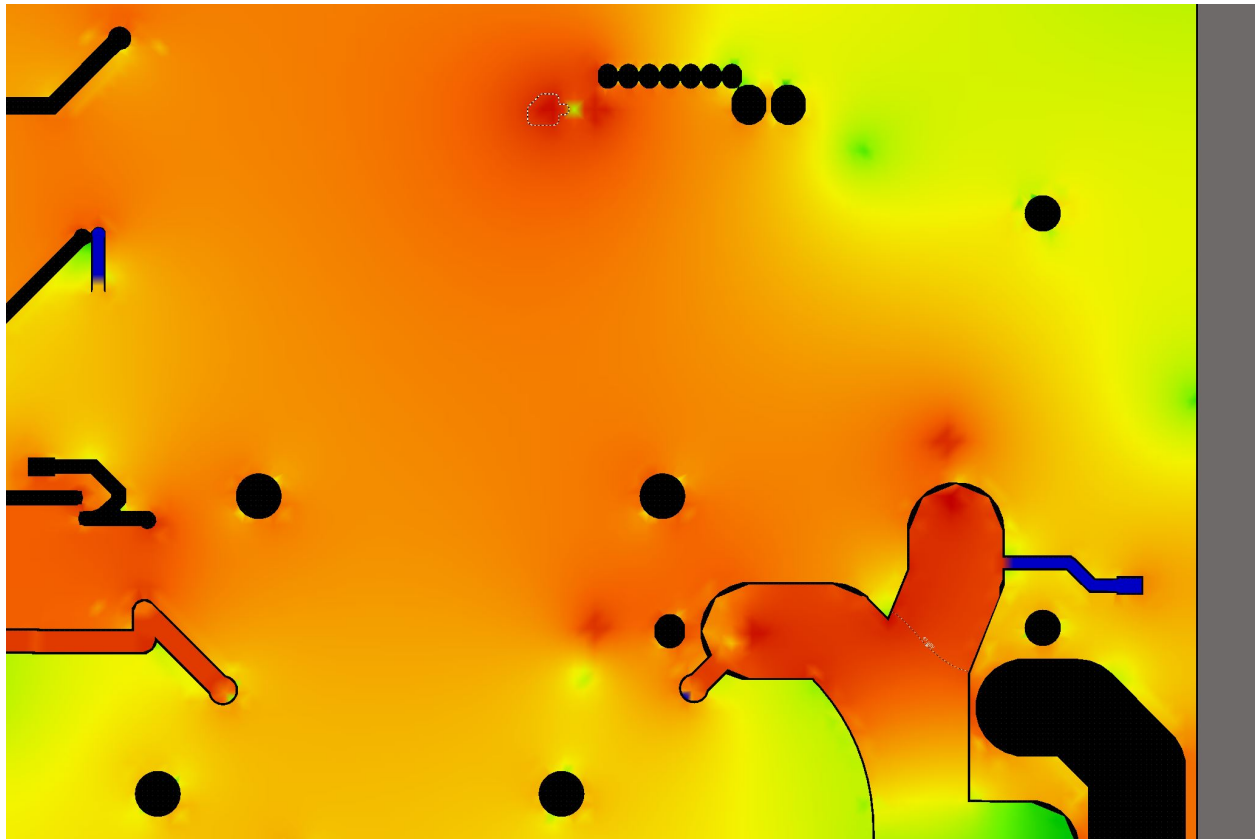
På lik linje som for simulering av spenning på kretskortet kan simuleringen også brukes til å danne et varmekart over strømtettheten på punkter i brettet¹⁵. Her er hovedbekymringen knyttet til jordlaget, da det skal trekkes svært høy strøm gjennom områder av brettet, og det ikke vil festes *busbar*-er over dette området, slik som for 12 V, 1300 W-regulatoren. Ved simulering basert på strømtetthet, får man resultatet vist i figur 7.42. Dette viser høy strømtetthet i jordlaget rundt 12 V, 1300 W-regulatoren, som er øverst til høyre i figuren.

¹⁵Ved mørkeblå går det ingen returstrøm, mørkerød går det høy returstrøm. Merk at skalaen ikke er lineær.



Figur 7.42: Simulering som viser strømtettheten i 48 V nettet og jordnettet.

Når en måler på punkter ved jordlaget rundt 12 V, 1300 W-regulatoren fås det målinger på over $100 A/mm^2$. Ved å sammenligne dette med strømtettheten i en bane som skal være godkjent, basert på kalkulasjonene i underkapittel 7.2, får man en strømtetthet for 48 V-banen på rundt $55 A/mm^2$. Samtidig da jordlaget rundt spenningsregulatoren er forbundet rundt hele, vil det også være en høy termisk ledeevne i dette området som blir fremhevet i figur 7.43.



Figur 7.43: Oppblåst bilde av jordlaget rundt 12, 1300 W regulatoren, som er øverst til høyre i figur 7.42.

Derfor er det hovedsaklig den gjennomsnittlige strømtettheten i et område som teller og ikke nødvendigvis de høyeste verdiene. Ved å måle på områdene rundt, varierer dette mellom 20 og $50 A/mm^2$. Siden målingene i området overordnet har lavere strømtetthet enn 48 V-lederen, er det antatt det ikke vil oppstå varmegang i jordlaget.

7.5 Lodding

Ved bestilling av kretskortet er det blitt evaluert hvorvidt det vil være mer hensiktsmessig å få *JLCPCB* til å lodde kretskortet eller at det loddet selv. De to fremgangsmåtene har både fordeler og ulemper som er listet i tabell 7.3.

7.5 Lodding

Metode	Fordeler	Ulemper
Lodde selv	<ul style="list-style-type: none">• Testing underveis• Billigere• Kort leveringstid på tilgjengelige komponenter	<ul style="list-style-type: none">• Begrenset til enkelte komponentstørrelser
Bestille lodding	<ul style="list-style-type: none">• Kan gjennomføre andre oppgaver i mellomtiden• Ikke begrenset til enkelte komponentstørrelser• Raskere sammensetning	<ul style="list-style-type: none">• Dyrere• Begrenser tiden som kan brukes på utlegget, da komponentliste må sendes tidlig

Tabell 7.3: Fordeler og ulemper med fremgangsmåte rundt lodding.

Fra tidligere år har gruppene erfart ved bestilling av ferdigloddet kretskort har dette tatt uventet lang tid. Det er derfor i år blitt valgt å lodde på egenhånd, da dette også gir mer tid og anledning til å kvalitetssikre utlegget, samt at det åpner opp for å teste underveis som man lodder, og som vil redusere mengden komponenter som må testes ved feil. Samtidig er det også fordelaktig å lodde for hånd, da dette vil gjøre at trimmingen av potensiometerene kan gjøres underveis, før sensorer blir loddet på.

Da mengden komponenter som skal loddet på, er relativt høy sammenlignet med tidligere erfaringer med PCB-er, er det valgt å lage en loddeprosedyre. Dette vil utgjøre en plan for hvordan loddingen skal gjennomføres, samt funksjonalitetstester som gjennomføres underveis. Dette gjøres for korrigerer feil som kan oppstå, samt kvalitetssikre at loddingen er gjennomført på en god måte. Gjennom å lodde på denne måten kan man underveis detektere om det er feil som har oppstått under loddingen eller designet av PCB-en, og iverksette tiltak for å få rettet dem opp raskt.

7.5.1 Loddeprosedyre

Nedenfor vil oppdelingen av loddeprosedyren bli forklart, som innebærer hvilke deler av kortet som vil loddet når, samt en overordnet beskrivelse av hvordan disse skal testes underveis.

5 V og spenningstilpassing til ADC-er

For å sørge for at største andel av komponentene på kortet har spenningsforsyning, og slik at det unngås at spenning må forsynes eksternt, er det valgt å starte med lodding av strøminntaket og 5 V-regulatoren. I tillegg vil MCU-en sine konnektorer bli forbundet på dette tidspunktet, slik at man har fleksibilitet knyttet til hvorvidt MCU-en skal være forbundet eller ei. Det vil deretter bli gjort grunnleggende funksjonalitetstester på 5 V-regulatoren, slik som å måle rippelen og måling av minimalspenning før regulatoren skrur seg av. Deretter vil kretsen som realiserer spenningsomformingen til ADC-ene bli loddet på. Lodderekkefølgen på 5 V-systemet beskrives i tabell 7.4.

7.5 Lodding

Rekkefølge	Oppgave
Nr 1	Lodde strømmintak
Nr 2	Lodde MCU-konnektorer
Nr 3	Lodde 5 V regulator U1, tilhørende kondensatorer og strømsensor
Nr 4	Testing av 5V og loddeområder
Nr 5	Lodde spenningsomforming til spenning inn på ADC-ene
Nr 6	Trimming av potensiometre for tilpassing av spenning til ADC-ene

Tabell 7.4: Rekkefølge for lodding av 5V regulator

For å teste og trimme kretsene som behøver det, brukes testpunktene listet opp i tabell 7.5. Først vil altså spenningen på utgangen av 5 V-regulatoren måles. Deretter vil potensiometerene trimmes slik at korrekt spenning etter spenningsdeleren oppnås. Dette gjøres ved å sette på en spenning på *TP27* og *TP40*, som er testpunkter til 12 V, 240 W-measure- og 12 V, 1300 W measure-signalene, samt ved å brukes det signalet som kommer fra sensoren i 5 V-kretsen. For å verifisere at kretsen fungerer som tenkt, og at det ikke trengs mindre trimming som følge av forsterkningen som kan være i bufferene, måles også spenningen inn til ADC-ene. Testerekkefølgen beskrives i tabell 7.5.

Nett som testes	Testpunkter
Fra 5 V til jord	<i>TP2</i> → <i>TP5</i>
5 V measure spenning etter potensiometer	<i>TP18</i> → <i>TP5</i>
12 V, 240 W measure spenning etter potensiometer	<i>TP20</i> → <i>TP5</i>
12 V, 1300 W measure spenning etter potensiometer	<i>TP22</i> → <i>TP5</i>
5 V measure inn på ADC	<i>TP17</i> → <i>TP5</i>
12 V, 240 W measure inn på ADC	<i>TP19</i> → <i>TP5</i>
12 V, 1300 W measure inn på ADC	<i>TP21</i> → <i>TP5</i>

Tabell 7.5: Testpunkter brukt for å trimme kretsen til ADC-ene og testing av 5 V-regulatoren

19 V-regulatorer

Etter at 5 V-kretsen og potensiometerene til ADC kretsen er trimmet, skal 19 V-regulatoren loddes på. Dette følges opp med å trimme potensiometeret på mellom TRIM og *Vut*- pinnen, slik at akkurat 19 V oppnås. Dette gir lodderekkefølgen i tabell 7.6.

Rekkefølge	Oppgave
Nr 1	Lodde regulator U4 for 19 V
Nr 2	Testing av 19 V krets

Tabell 7.6: Rekkefølge for lodding av 19 V-regulator

For å trimme regulatoren som skal supplere 19 V, brukes testpunktene i tabell 7.7. Dette vil altså gjøres ved å aktivt måle spenningen på utgangen av regulatoren, og trimme potensiometeret, til korrekt spenning oppnås. Etter at ønsket spenning er oppnådd vil den minimale inngangsspenningen til regulatoren, før den skrur seg av, testes.

Nett som testes	Testpunkter
Utgang 19 V-regulator	$TP14 \rightarrow TP5$

Tabell 7.7: Testpunkter for å trimme utgangsspenningen til 19 V-regulatoren.

Etter at ønsket spenning er oppnådd vil den minimale inngangsspenningen til regulatoren, før den skrur seg av, testes. Resultatet beskrives i kapittel 9.1.1.

Sikringskrets

Etter at 19 V-regulatoren er loddet på, er det planlagt å lodde på sikringskretsen. Kretsen sine potensiometre vil deretter bli trimmet slik at ønsket referansespenning oppnås. Deretter vil grunnleggende testing av kretsen gjøres, som innebærer å sette inngangsspenningen, og sjekke om kretsen følger den ønskede funksjonstabellen satt opp i underkapittel 5.2.5, samt hvilken hysteres som i realiteten er blitt oppnådd. Avslutningsvis vil responstiden til sikringen testes, som vil gjøres på to ulike spenninger, en godt over referansespenningen og en en nært referansespenningen, for å se hva for en påvirkning dette kan ha på responsen til sikringen. Dermed er altså lodderekkefølgen slik som i tabell 7.8

Rekkefølge	Krets
Nr 1	Lodde sikringskrets
Nr 2	Trimme potensiometre i sikringkrets
Nr 3	Grunnleggende funksjonalitetstest
Nr 4	Test av responstid

Tabell 7.8: Lodding og testing av sikringskrets.

For å gjennomføre disse testene brukes testpunktene i tabell 7.9. Testene vil alle sammen utføres ved å indusere en spenning på 12 V , 240 W measure og 12 V , 1300 W measure , altså $TP27$ og $TP40$, siden sensorene ikke loddet på enda. I tillegg vil MCU-en brukes for å sette på de ulike enable signalene som trengs. For å sette rett referansespenning vil først potensiometerene trimmes ved å måle den faktiske spenning på spenningsdeleren over potensiometerene. Deretter vil det verifiseres at ønsket oppførsel er oppnådd ved å sjekke at komparatoren endrer utgangsspenning, ved rett referansespenning. Deretter vil testene utføres i rekkefølgen som er beskrevet i tabell 7.9.

Hva som testes	Testpunkter
Trimme potensiometer enable 1300 W	<i>TP24</i> → <i>TP38</i>
Trimme potensiometer 1300 W measure	<i>TP29</i> → <i>TP38</i>
Trimme potensiometer enable 240 W	<i>TP36</i> → <i>TP38</i>
Trimme potensiometer 240 W measure	<i>TP41</i> → <i>TP38</i>
1300 W enable sirking komparator utgang	<i>TP25</i> → <i>TP38</i>
1300 W measure komparator utgang	<i>TP30</i> → <i>TP38</i>
240 W enable sirking komparator utgang	<i>TP37</i> → <i>TP38</i>
240 W measure komparator utgang	<i>TP37</i> → <i>TP38</i>
1300 W SR-lås utgang	<i>TP31</i> → <i>TP38</i>
240 W SR-lås utgang	<i>TP35</i> → <i>TP38</i>
1300 W gate-driver utgang	<i>TP28</i> → <i>TP38</i>
240 W gate-driver utgang	<i>TP34</i> → <i>TP38</i>

Tabell 7.9: Testpunkter brukt for å trimming

Resultatene fra testene presenteres i kapittel 9.1.3.

12 V 1300 W-regulatoren og tilhørende komponenter

Etter at sikringskretsen er loddet, vil resterende lodding gjennomføres. Først festes motordriverholderene etterfulgt av å lodde på 12 V, 1300 W og *busbar*-ene som hører til banene på utgangen av regulatoren. Deretter vil konnektorerene til regulatoren kobles opp. Etter dette vil det gjøres samme funksjonstester som for de andre regulatorne, altså måling av minimalspenning og rippelspenning. Det vil også testes at regulatoren skrues av og på av sikringskretsen. Rekkefølgen for loddingen vil da se ut som i tabell 7.10.

Rekkefølge	Oppgave
Nr 1	Festing av hus til motordriver
Nr 2	Lodde 12 V, 1300 W-regulator U3
Nr 3	Feste konnektorer som tilhører 12 V 1300 W-nettet
Nr 4	Testing av 12 V 1300 W kretsen

Tabell 7.10: Rekkefølge for lodding av 12V 240W regulator

For å funksjonsteste 12 V, 1300 W-regulatoren brukes testpunktene i tabell 7.11.

Hva som testes	Testpunkt
12 V, 1300 W spenning	<i>TP10</i> → <i>TP5</i>

Tabell 7.11: Testpunkter for testing av 12 V, 1300 W-regulatoren.

12 V, 240 W-regulatoren og tilhørende komponenter

Etter å ha loddet og testet kretsen til 12 V, 1300 W-regulatoren, vil kretsen rundt 12 V, 240 W-regulatoren loddas. Testingen av 240 W-regulatoren innebærer å verifisere ønsket oppførsel ved ulike inngangsspenninger på sikringen, samt minimalspenning før den skrues av, og rippel spenning. Dette gir rekkefølgen i tabell 7.12.

Rekkefølge	Oppgave
Nr 1	Lodde regulator U2 for 12V 240W
Nr 2	Feste kontakter tilhørende 12V 240W kretsen
Nr 3	Testing av 12V 240W kretsen

Tabell 7.12: Rekkefølge for lodding av 12V 240W regulator

For å teste at 12 V 240 W-regulatoren gir ønsket karakterstikk, vil testpunktene listet i tabell 7.13 brukes.

Hva som testes	Testpunkter
12 V, 240 W til jord	$TP6 \rightarrow TP5$

Tabell 7.13: Testing av 240 W-regulatoren.

Resultatene fra disse beskrives i kapittel 9.

Resterende komponenter

Resterende kretser vil deretter loddas på. Disse kretsene testes sammen med resten av systemet, da forbindelse gjennom PCIe-kontakten trengs for å verifisere både at CAN og at temperatursensoren fungerer som ønsket. I tillegg er LED-driver kretsen designet spesifikt for de ønskede LED-ene, så verifisering av funksjonaliteten til kretsen vil også gjøres ved større tester. Avsluttende lodderekkefølge er vist i tabell 7.14.

Rekkefølge	Oppgave
Nr 1	Lodde LED-driverkrets
Nr 2	Feste statuslys
Nr 3	Lodde CAN-transeiver og temperatursensor

Tabell 7.14: Rekkefølge for lodding av diverse kretser

8 Mikrokontroller og programmering

8.1	Valg av mikrokontroller	178
8.2	Cube IDE	180
8.3	Programmering	182
8.3.1	HAL	184
8.3.2	GPIO	184
8.3.3	PWM	184
8.3.4	ADC	186
8.3.5	CAN	189
8.3.6	Digitale utganger	191

For å kunne overvåke og manipulere kretsene og formidle informasjon til kontrollpanelet og andre kretskort trengs det en enhet som kan gjennomføre dette. I årets ROV-prosjekt har det kollektivt blitt bestemt at hvert kretskort skal ha en lokal MCU. MCU-ene skal kommunisere med hverandre over CAN-bus.

8.1 Valg av mikrokontroller

I studieløpene til B-ELEKTRO og B-ELE-YVEI[101], [102] er det i undervisningen programmert i *STM32* sine *ARM Cortex*-Central Processing Unit (CPU). I ELE210, Datamaskinarkitektur, brukes det en *STM32 NUCLEO-F103RB* MCU, og i ELE340 Datamaskinkonstruksjon brukes det en *STM32F303-DISCOVERY* MCU [103].

Bildebehandlingsgruppen er gruppen som har satt seg mest inn i kommunikasjonen. Det ble gjort en vurdering som tilsa at *STM32F4xx*-familien fungerer best til prosjektets formål. For at MCU-ene

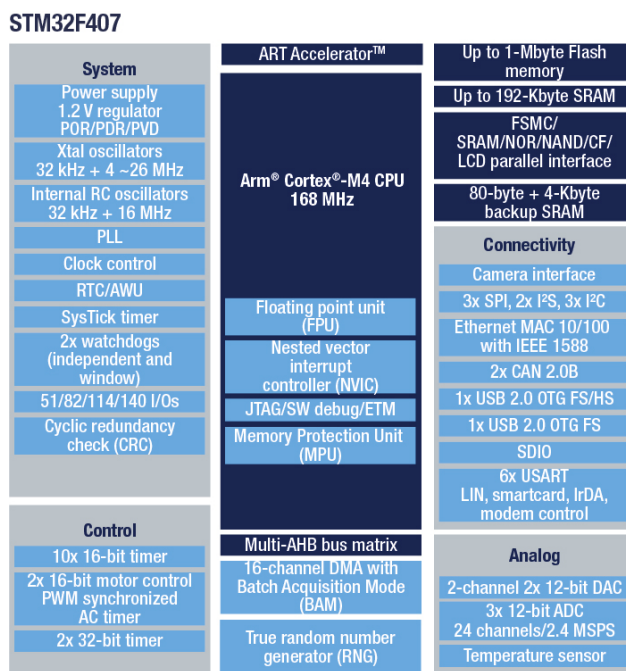
8.1 Valg av mikrokontroller

skal kommunisere ble det avgjort at det skal brukes CAN-protokoll. Av STM32f-serien så er det f3- og f4-modellene som har CAN-moduler. Så valget faller mellom disse to seriene

Nødvendige periferienheter er:

- ADC - 3 x For strømmåling
- PWM - 2 x For styring av belysning forran og under ROV
- Digital Utgang - 7 x For aktivering av regulatorer og sikringer
- CAN-bus - Kommunikasjon mellom bildebehandlings-, kraft-, og sensor/reguleringskort.

Det er også nødvendig med en ST-Link debugger til MCU-en. ST-Link er STM32 sitt mellomstykke mellom Integrated Development Environment (IDE)-en¹ og MCU-en som brukes til å programmere MCUen. Siden MCU-en faller på STM32F4xx-serien, så vil søket være innenfor dette. På UiS Subsea var det allerede 2 stykk *STM32F407-DISCOVERY* [104]. Denne MCU-en har de nødvendige spesifikasjonene. Hadde plassmangel vært et tema, var det vurdert en *MikroElektronika ARM MINI M4 MCU Development Kit MIKROE-1367* [105]. Den praktiske grunnen til at det ble brukt en MCU som var tilgjengelig, var av økonomiske årsaker. I tillegg er dette i tråd med misjonen til årets konkurranse, knyttet til gjenbruk².



Figur 8.1: Funksjonsoversikt for MCU-en STM32F407. Hentet fra [106]

Fra denne oversikten kommer det frem følgende informasjon som fyller kravene:

¹Programmeringsverktøyet

²Se side 21 i konkurransemanualen [1]

8.2 Cube IDE

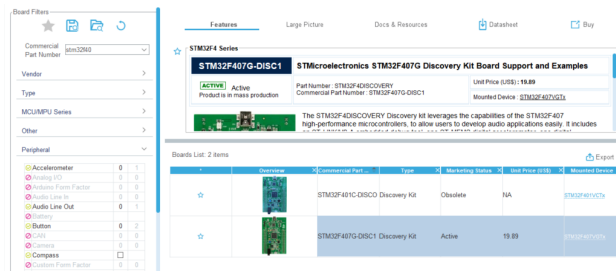
- Under 'Analog' - 3 x ADC-moduler med 24 kanaler hver.
- Under 'Control' - 2 x 16-bit PWM-generator
- Under 'System' - 82 x General Purpose Input Output (GPIO)

Med denne informasjonen kan det konkluderes med at denne MCU-en oppfyller kravene.

8.2 Cube IDE

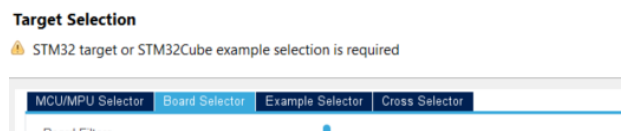
Mikrokontrolleren programmeres ved hjelp av *ST* sitt eget økosystem. Dette systemet kalles *Cube IDE*[107].

Hovedfordelen med å bruke *Cube IDE* sammen med en *STM32*-MCU, er at *Cube* er bygget rundt MCU-ene. Dette betyr at andre leverandører som bruker en *STM32*-MCU har mulighet for å enkelt integrere egne løsninger i IDE-en.



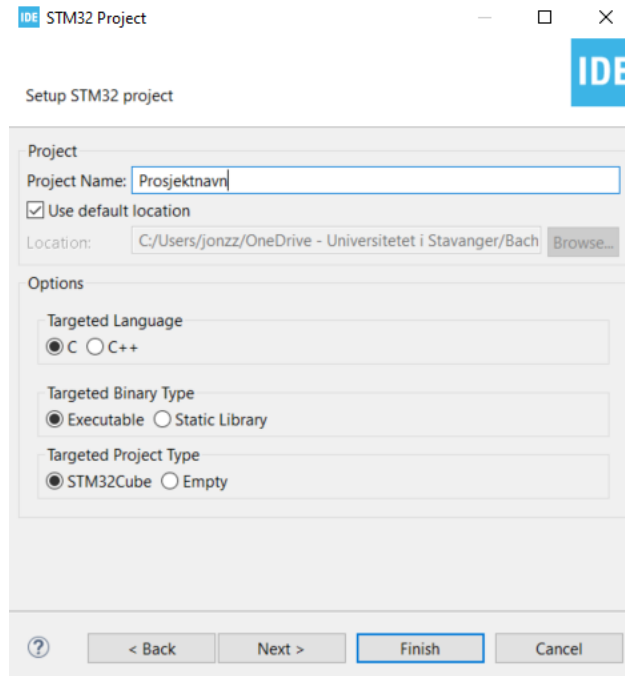
Figur 8.2: Valg av utviklingskort fra STM32CubeIDE 1.9.0

Siden *STM32F407*-kortet er et kort som er laget av *ST*, så det kan derfor finnes under *Board Selector*.



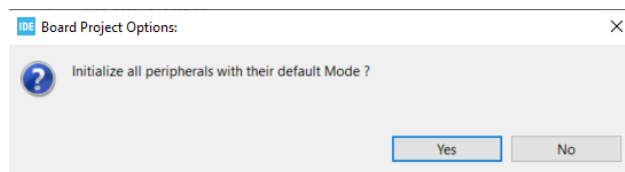
Figur 8.3: Søk etter delenummer fra STM32CubeIDE 1.9.0

I *CubeIDE* er det mulig å søke etter bestemte utviklingskort. *STM32F407*-kortet er dem som er listet. Under *Commercial Part Number* er det skrevet inn *stm32f40*. Det er oppført to deler som oppfyller den beskrivelsen fra *ST*. Den øverste av disse er listet som *obsolete*, som vil si at kortet ikke lenger kjøpes direkte fra en leverandør.



Figur 8.4: Prosjektvelger fra STM32CubeIDE 1.9.0

Etter å ha valgt ut et utviklingskort, så velges prosjektnavnet. Prosjektnavnet burde ha en klar beskrivelse om hva det skal brukes til, eller hvilken MCU som brukes. For å fortsette, trykk neste.

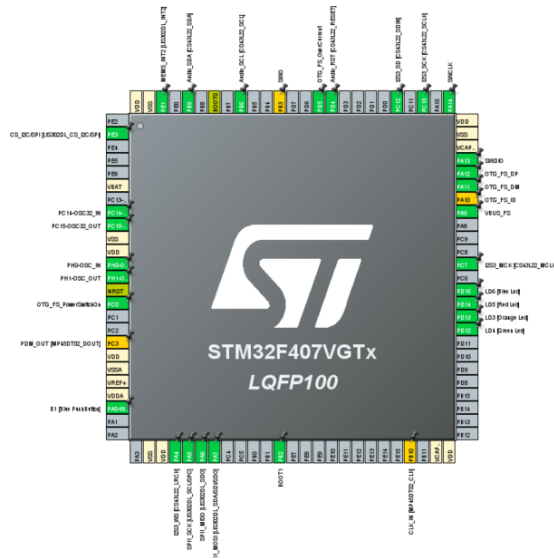


Figur 8.5: Prosjektvelger fra STM32CubeIDE 1.9.0

Siden utviklingskortet er produsert av *ST*, så kan noen funksjoner allerede være ferdig konfigurert, hvis de skal brukes.

Etter en at kompilering er ferdig, så dukker pinnekonfigureringen til prosjektet opp:

8.3 Programmering



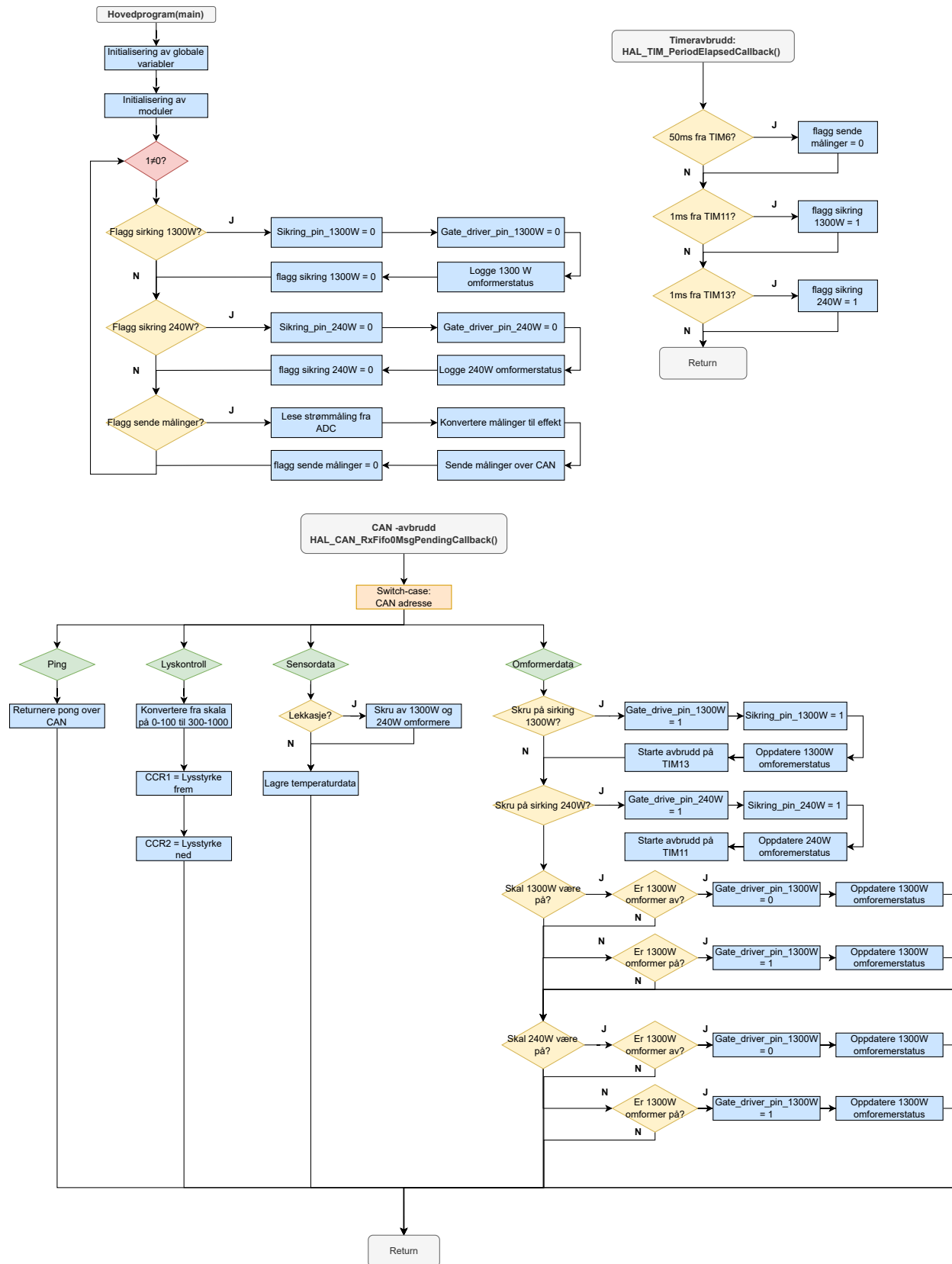
Figur 8.6: standardperiferaler fra STM32CubeIDE 1.9.0

Nå er prosjektet klart til å programmeres.

8.3 Programmering

For å realisere oppgaver mikrokontrolleren skal gjennomføre, er det på laget et flytskjema, som for dette prosjektet er vist i figur 8.7. Dette sørger for at programmeringen kan gjennomføres på en strukturert måte. Overordnet inneholder koden tre funksjoner. Disse er hovedprogrammet, *main()*, en felles timeravbrudd funksjon, *HAL_TIM_PeriodElapsedCallback()*, og et CAN-avbrudd, *HAL_CAN_RxFifoMsgPendingCallback()*. For å redusere mengden mengden funksjoner som kjøres i timeravbruddene, er oppgaven til timeravbruddet å signalisere når en oppgave skal gjennomføres, realisert ved hjelp av globale flagg. Dette er god programmeringsskikk, da det minimerer sannsynligheten for at et avbrudd avbryter et pågående avbrudd. I hovedløkken kjøres flaggene fra timeravbruddet. Disse flaggene sørger for logikken som behøves å times, som er når sikringer skal resettes og sending av data over CAN.

8.3 Programmering



Figur 8.7: Flyteskjema for styring av programmering

8.3 Programmering

CAN-avbruddet består av fire ulike funksjoner, som bestemmes ved hjelp av *switch-case* på adressen til data-en som mottas. Ping avbruddet er for at mikrokontrollerene enkelt kan sjekke om det kommunikasjon mellom kortet og CAN-bussen. Her vil det sendes 'pong' om meldingen er mottatt. Videre er koden som kontrollerer lysene. Deretter er det logikk knyttet sensordata som sendes. Deresom det indikeres lekkasje i systemet fra sensorkortet skal regulatorene til thrusterne og manipulator slås av, for å redusere skade på elektronikken, for å unngå kortslutning på høyeffektskretser og unngå avgasser knyttet til elektrolyse. Til sist kommer behandlingen av omformerdata fra kontrollpanelet. Det skal blant annet være mulig å skru av regulatoren til thrusterne og manipulatoren, som er for at funksjonalitet kan opprettholdes, selv om de ikke fungerer som ønsket. Videre skal også sikringer kunne resettes fra kontrollpanelet, da de kan ha slått ut som følge av for stort pådrag.

8.3.1 HAL

For å forenkle utviklingsprosessen, så har flere utviklingsplattformer gått sammen om en felles programmeringsstopologi, som kalles Hardware Abstraction Layer (HAL)[108]. Dette systemet er utviklet så det skal være enklere for utviklere å skrive kode uavhengig av forskjellige MCU-er. I tillegg så forenkler det oppsett av periferaler som GPIO-er, PWM-innstillinger og ADC-oppsett. Når disse er definert i .ioc-filen og lagres, så genereres en ferdig kode som setter opp de nødvendige parametrene for å benytte disse.

8.3.2 GPIO

Pinnerekkene som er merket P(A-E)(0-15) kalles GPIO-er. Disse periferale kan konfigureres fra *CubeIDE*-en. Av de mulige konfigurasjonene er det i dette prosjektet brukt Digitale utganger, CAN, PWM og ADC.

8.3.3 PWM

Hensikten med PWM-signalet i dette prosjektet er å styre LED-ene som er beskrevet i kapittel 6. I brukermanualen [109] står det at Timer 3 bruker $APB1$ ³ som klokke. I konfigurasjonsrapporten⁴, i vedlegg E, står det at systemklokken f_{CLK} er satt til 72 MHz. I tabell 6.2 står det at frekvensen for PWM skal ligge mellom 100 Hz og 2 kHz. Da det ikke er noen føring for hva som er anbefalt, ble det besluttet å ha en frekvens på 1 kHz på begge PWM-modulene. For å produsere den korrekte PWM-frekvensen, brukes ligning 8.1[110], hvor Auto-reload Register (ARR) bestemmer hvor presist PWM-signalet kan kontrolleres, mens Prescaler (PSC) er en skalering av klokken til Timer 3. For å oppnå god presisjon på PWM-signalet, er det valgt en større verdi for ARR enn PSC. På bakgrunn av formelen, er Timer 3 konfigurert slik som er vist i listen nedenfor, og bruker kanal 1 og kanal 2 på Timer 3, vist i vedlegg E:

³Side 67, Table 1

⁴Side 5, Kapittel 4

8.3 Programmering

$$F_{PWM} = \frac{F_{CLK}}{(ARR + 1) \cdot (PSC + 1)} \quad (8.1)$$

- Prescalar PSC: 72-1
- Counter period ARR: 1000-1
- Enable
- Pulse: 0 for begge Initiale verdier

Merk at PSC og ARR er tillagt en '-1'. Når disse verdiene settes i MCU-en settes de som den brukerdefinerte verdien og legger til 1, for å forenkle lesing av den valgte verdien er dette brukt.

Av GPIO-pinner som hadde en mulighet til å generere PWM-signal ble besluttet å være GPIO-pinnene PB5 for LED som er rettet til undersiden av ROV-en og PC6 for LED-ene som er rettet fremover.

PWM-signalet konfigureres fra .ioc-filen til prosjektet, men koden som genereres gjør den bare klar. For å faktisk bruke den, må den startes i initialiseringsfasen. Dette realiseres etter at timeren blir realisert i 'int main(void)' i main.c-filen.

Kode 8.1: Oppstart av PWM fra 'main.c under USER CODE BEGIN 2'

```
205 // Starter PWM
206 HAL_TIM_PWM_Start(&htim3, TIM_CHANNEL_1);
207 HAL_TIM_PWM_Start(&htim3, TIM_CHANNEL_2);
```

Etter at den er satt opp justeres på-tiden⁵ fra CAN-avbruddet. I STM32-miljøet er på-tiden kalt *Pulse*. Det er denne som skal endres for å endre på intensiteten på LED-ene. Disse skal justeres med et område mellom 30% og 100%.

På-tiden manipuleres ved hjelp av Capture compare Register (CCR). Dette er en verdi som ligger på området 0-ARR. Den beregnes ved å benytte formel 8.2

$$DutyCycle = \frac{CCR}{ARR} \quad (8.2)$$

Dette gjør så følgende sekvens kan realiseres.

⁵Duty Cycle

8.3 Programmering

Kode 8.2: Manipulering av CCR fra 'main.c under USER CODE BEGIN 4'

```
856 case 142:
857     /* Setter PWM på LED-driver som styrer fremover, basert på verdi fra ...
858         toppside */
859     if (canRX[0] == 0)
860     {
861         TIM3->CCR1 = 0;
862     }
863     else
864     {
865         PWM_frem = canRX[0];
866         TIM3->CCR1 = 300 + PWM_frem*7;
867     }
868     /* Setter PWM på LED-driver som styrer nedover, basert på verdi fra ...
869         toppside */
870     if (canRX[1] == 0)
871     {
872         TIM3->CCR2 = 0;
873     }
874     else
875     {
876         PWM_ned = canRX[1];
877         TIM3->CCR2 = 300 + PWM_ned*7;
878     }
879     break;
```

CCR1 påvirker på-tiden i kanal 1 og CCR2 påvirker på-tiden i kanal 2. Siden kontrollpanelet sender et signal mellom 0 og 100 og PWM-signalet skal ha en utgangsverdi på enten strengt 0 eller en verdi mellom 30-100% så skaleres CCR-verdien mellom 300 og 1000, ved å gange verdien fra kontrollpanelet med 7 og legge til minsteverdien som er på 300.

8.3.4 ADC

Det er ønskelig å kunne måle strømmen til de variable forbrukerne. Motivasjonen og tilpasningen av ADC-ene er beskrevet i underkapittel 5.3.1. De endelige innstillingene er beskrevet i konfigurasjonsrapporten i vedlegg E. Da strømmen i tre kretser overvåkes, var det behov for tre ADC-innganger. For å realisere dette i MCU ble det valgt pinne PA1, PA2 og PA3 da disse var kompatible med ADC. Det ble også valgt å bruke de tre separate ADC-modulene istedenfor å bruke en enkel ADC og flere kanaler. Dette er gjort for å unngå holdetiden som man må ha på ADC, mellom to målinger.

I .ioc-filen er det bare en av parametrene som er satt som ikke er satt opp i 'Parameter Settings' som standard:

- ADC_Regular_ConversionMode
 - Rank
 - * Sampling Time: 15 Cycles

8.3 Programmering

Årsaken til at denne parameteren er satt slik er beskrevet i underkapittel 5.3.4.

Resten står som de er og er tilgjengelige i konfigurasjonsfilen E, og ved å lagre koden genereres den nødvendige koden for å bruke ADC-ene. Som i PWM-kapittelet, må ADC-timerene startes opp, og på samme måte som PWM-en er ADC-en initialisert som nedenfor.

Kode 8.3: Oppstart av ADC fra 'main.c under USER CODE BEGIN 2'

```
209 // Starter ADC-er
210 HAL_ADC_Start (&hadc1);
211 HAL_ADC_Start (&hadc2);
212 HAL_ADC_Start (&hadc3);
```

ADC-målingene skal reflektere effektforbruket på de respektive linjene. For å realisere dette er det en konvertering som må til. ADC-verdiene er verdier som tilsvarer en 0-3 V spenning fordelt på 4096 verdier⁶ som beskrevet i likning 5.64 i kapittel 5.

Kode 8.4: Konvertering av ADC fra 'main.c under USER CODE BEGIN 3'

```
306 // Spenning ved 0 strÅ,m: 0.5 V mÅ¥ kompenseres for
307 watt5v = ((HAL_ADC_GetValue (&hadc1) * 2930 - 1250340) * 5) / 1e6;
308 HAL_ADC_Start (&hadc1);
309
310 // Spenning ved 0 strÅ,m: 0.498 V mÅ¥ kompenseres for
311 watt240w = ((HAL_ADC_GetValue (&hadc2) * 5855 - 2478369) * 12) / 1e6;
312 HAL_ADC_Start (&hadc2);
313 // Spenning ved 0 strÅ,m: 0.508 V mÅ¥ kompenseres for
314
315
316 watt1300w = ((HAL_ADC_GetValue (&hadc3) * 4611 - 2284078) * 12) / 1e5;
317 HAL_ADC_Start (&hadc3);
```

Som en del av koden konverteres ADC-målingen over til effekt. For å gjennomføre konverteringen, må ADC-verdien først konverteres til en strømverdi. For å gjøre dette brukes standardformen for et lineært uttrykk, gitt nedenfor.

$$I_{max} = a \cdot V_{ADC} + b \quad (8.3)$$

Parametrene a og b kan finnes ved hjelp av formlene nedenfor.

$$a = \frac{I_{max} - I_{null,strom}}{ADC_{max} - ADC_{null,strom}} \quad (8.4)$$

$$b = I_{null,strom} - ADC_{max} \cdot a \quad (8.5)$$

⁶0 V = 0 og 3 V = 4095

8.3 Programmering

For å regne ut disse verdiene, er det en fordel med presise nullstrømsverdier fra sensorene. Disse ble målt til:

- 5 V \rightarrow 0.5 V
- 12 V, 240 W \rightarrow 0.498 V
- 12 V, 1300 W \rightarrow 0.508 V

Ved å ta i bruk disse verdiene, samt maksimalverdien funnet i underkapittel 5.2.5, kan a og b for de ulike sensoren regnes ut til verdiene som er oppgitt nedenfor.

- 5 V \rightarrow a = 0.002930, b = -1.250340
- 12 V, 240 W \rightarrow a = 0.005855, b = -2.478369
- 12 V, 1300 W \rightarrow a = 0.04611 , b = -22.84708

Da dette er flyttal må de utvides, slik at man ikke kun får null ut. For å få god presisjon er det valgt å regne med mange desimaler. Etter at ADC-verdien er korrigert til en strømverdi kan den konverteres til effekt ved formelen nedenfor, som er verdien som skal presenteres i brukegrensesnittet i kontrollpanelet.

$$P = U \cdot I \tag{8.6}$$

'P' er symbolet for effekt, og enheten er i Watt(W). Ved å anvende formelen 5.64 som ble beskrevet i kapittel 5.3.4 så spenningen 732 μ V per bit. Ved å sette strømmen opp mot spenningen, kommer det frem at det er en lineær sammenheng. Dette kommer frem i kapittel 9 i figur 9.5 for 1300 W-regulatoren, figur 9.4 for 240 W-regulatoren. Denne lineariteten resulterer i at ADC-verdiene korresponderer til strømmene på følgende måte, hvor F.S⁷ er over hele måleområdet til strømmålerene jfr. datablad [51] for 1300 W og [52] for 240 W og 5 V-regulatoren:

$$\text{Bitverdi} = \frac{F.S}{2^{12}} \tag{8.7}$$

$$12 \text{ V, } 1300 \text{ W-Bitverdi} = \frac{166 \cdot 12}{4096} = 0.4863 \frac{W}{bit} \tag{8.8}$$

$$12 \text{ V, } 240 \text{ W-Bitverdi} = \frac{21.5 \cdot 12}{4096} = 0.0630 \frac{W}{bit} \tag{8.9}$$

$$5 \text{ V-Bitverdi} = \frac{10.75 \cdot 5}{4096} = 0.0128 \frac{W}{bit} \tag{8.10}$$

⁷Fullskala, Det maksimale måleområdet, spesifisert i datablad

8.3 Programmering

Med denne oppløsningen regnes effekten ut basert på ADC-dataen og det respektive spenningsnivået. Som en mulig forbedring til senere iterasjoner kan også spenningen på utgangen av omformerene måles, slik korrekt spenning kan brukes i effektberegningen.

8.3.5 CAN

For at MCU-ene skal kunne kommunisere med hverandre ble det i UiS Subsea valgt å bruke CAN-protokoll. CAN-protokollen ble utnyttet da det er robust måte å kommunisere mellom MCU-er uten å bruke en PC som mellomledd[111].

MCU-en på skjoldkortet STM32-Discovery har to CAN-kanaler, Til dette prosjektet er det brukt bare én av disse. I .ioc-filen er oppsettet som er nødvendig for den rette sendefrekvensen mellom de andre MCU-ene og denne. Dette oppsettet er beskrevet i E. GPIO-ene som anvendes er PD0 til sending⁸, og PD1 for mottak⁹

I oppstartssekvensen blir maskeringsoppsettet satt opp. Kodesnutt 8.5 ble satt opp av bildebehandlingsgruppen og distribuert til resten av gruppene for å forenkle integrering med kontrollpanelet som skal motta informasjon og styre MCU-ene.

Kode 8.5: CAN-bus oppsett fra 'main.c under USER CODE BEGIN 0'

```
114 // CAN-Buss oppsett Start
115 //
116 CAN_RxHeaderTypeDef rxHeader; //CAN Bus Transmit Header
117 CAN_TxHeaderTypeDef txHeader; //CAN Bus Receive Header
118 uint8_t canRX[8] = {0,0,0,0,0,0,0,0}; //CAN Bus Receive Buffer
119 uint8_t csend[8] = {0x01,0x02,0x03,0x04,0x05,0x06,0x07,0x08}; // Tx Buffer
120 CAN_FilterTypeDef canfilter;
121 uint32_t canMailbox; //CAN Bus Mail box variable
122
123 uint16_t* canPointer = (uint16_t*) &canRX[0];
124
125 void oppstartCAN(uint8_t filterGruppe, CAN_HandleTypeDef *canPort) {
126     canfilter.FilterBank = 0;
127     canfilter.FilterMode = CAN_FILTERMODE_IDMASK;
128     canfilter.FilterFIFOAssignment = CAN_RX_FIFO0;
129     canfilter.FilterIdHigh = filterGruppe << 10 | 0x1F;
130     canfilter.FilterIdLow = 0xFFF8;
131     canfilter.FilterMaskIdHigh = 0x3F << 10 | 0x1F;
132     canfilter.FilterMaskIdLow = 0xFFF8;
133     canfilter.FilterScale = CAN_FILTERSCALE_32BIT;
134     canfilter.FilterActivation = ENABLE;
135     canfilter.SlaveStartFilterBank = 14;
136
137     txHeader.DLC = 8; // Number of bytes to be transmitted max- 8
138     txHeader.IDE = CAN_ID_STD;
139     txHeader.RTR = CAN_RTR_DATA;
140     txHeader.StdId = 0x00;
141     txHeader.ExtId = 0x00;
```

⁸Tx

⁹Rx

8.3 Programmering

```
142     txHeader.TransmitGlobalTime = DISABLE;
143
144     HAL_CAN_ConfigFilter(canPort, &canfilter);
145     HAL_CAN_Start(canPort);
146     HAL_CAN_ActivateNotification(canPort, CAN_IT_RX_FIFO0_MSG_PENDING);
147 }
148
149 void sendDataCAN(uint16_t id, CAN_HandleTypeDef *canPort) {
150     txHeader.StdId = id;
151     HAL_CAN_AddTxMessage(canPort, &txHeader, csend, &canMailbox);
152 }
153 //
154 // CAN-Buss oppsett Stopp
```

I kode 8.5 defineres først datatype for sende- og mottaksmeldingene.

Siden ROV-prosjektet har flere grupper, og mange CAN-meldinger som ikke angår kraftgruppen. Det er derfor lagt inn en filtreringsfunksjon. Filteret settes opp i `oppstartCAN`, hvor verdien `filterGruppe` er allokert til hver enkel gruppe. Verdiene i tabell 8.1 henspiller dette.

Mottaker	HEX	DEC	ID Gruppe
ID-område styrekort	0x40 - 0x5F	64 - 95	2
ID-område sensorkort	0x60 - 0x7F	96 - 127	3
ID-område kraftkort	0x60 - 0x9F	128 - 159	4
ID-område hovedkort	0x80 - 0xBF	160 - 191	5

Tabell 8.1: Filtergrupper på tvers av prosjektet

HEX- og DEC-verdiene er sendeverdien som brukes av `sendDataCAN`. ved kall av `sendDataCAN` så settes sende-ID og MCU-ens CAN-kanal og meldingen sendes ut på CAN-bussen. kortet som ser ID-en plukker den opp og leser den av.

Mottak av CAN-pakkene foregår ved hjelp av en `switch/case`. Denne er satt opp som beskrevet i kode 8.6

Kode 8.6: Mottak av CAN-data 'main.c under USER CODE BEGIN 4'

```
781 void HAL_CAN_RxFifo0MsgPendingCallback(CAN_HandleTypeDef *hcan11) {
782     HAL_CAN_GetRxMessage(hcan11, CAN_RX_FIFO0, &rxHeader, canRX); //Receive CAN ...
783     bus message to canRX buffer
784     switch (rxHeader.StdId)
785     {
786     case 139:
787
788     break;
789     }
```

I `switch` ID-området så leses det av på `case` som sendes fra `sendDataCAN`. Kraftkortet har fått ID nr. 4, som innebærer at CAN-mottakelsen ser på verdier mellom 128-159. `case 142:` er den første

8.3 Programmering

datapakken som kraftkortet får fra et annet kort, i dette tilfellet finnes pseudokoden i prosjektdokumentet D. Se koden for resten av `casene`[99].

8.3.6 Digitale utganger

Det har ikke vært noe behov for digitale innganger på dette kortet. Det behøves derimot flere digitale utganger for å kontrollere de analoge kretsene.

Enable sikring

For å manipulere sikringskretsen er det behov for å momentant ha spenninger i forhold til referansekrets. Det ble også besluttet å ha en oppstartssekvens for å skru på sikringene. Da denne bare skal kjøres en gang så settes denne i initialiseringskoden under USER CODE 2.

Flytskjemaet for kretsen har blitt vist i figur 8.7 under Hovedprogram(main).

Kode 8.7: Setting av sikring og Gate Driver fra 'main.c under USER CODE BEGIN 2'

```
220 /* Oppstartssekvens av sikringskrets */
221 HAL_GPIO_WritePin(GPIOE, GPIO_PIN_2, GPIO_PIN_SET);
222 HAL_GPIO_WritePin(GPIOE, GPIO_PIN_3, GPIO_PIN_SET);
223 HAL_Delay(10);
224 HAL_GPIO_WritePin(GPIOE, GPIO_PIN_2, GPIO_PIN_RESET);
225 HAL_GPIO_WritePin(GPIOE, GPIO_PIN_3, GPIO_PIN_RESET);
226 HAL_Delay(10);
227 HAL_GPIO_WritePin(GPIOE, GPIO_PIN_4, GPIO_PIN_RESET);
228 HAL_GPIO_WritePin(GPIOE, GPIO_PIN_5, GPIO_PIN_RESET);
```

- GPIOE, Pin2 → *Enable* sikring 1300 W
- GPIOE, Pin3 → *Enable* sikring 240 W
- GPIOE, Pin4 → *Enable* Gate Driver 1300 W
- GPIOE, Pin5 → *Enable* Gate Driver 240 W

Koden 8.7 er initialiseringssekvensen til sikringskretsen fra underkapittel 5.2.5. Her settes de digitale utgangene som hører til komparatorene høye, som vil resette sikringen. Deretter brukes `HAL_Delay`-funksjonen som får koden til å vente i et antall millisekunder for å sikre at sikringen holdes i høy tilstand. I dette tilfelle er det i 10 ms. Dette er gjort for at holdetiden knyttet til tiden det tar for at sikringen resettes ikke skal skape noe problem, ved at pinnen er satt høyt for kort. Etter at sikringen er blitt satt, vil *enable*-signalet på sikringen satt lavt. Deretter vil omformerene bli skrudd på ved å sette pinnen til gate driveren lavt. Årsaken til at sikringen først resettes, deretter skrues omformeren på, er for å unngå tilstanden der SR-låsen får en lav verdi på inngangen av set-pinnen, samtidig som den får en lav verdi på resett-inngangen som følge av en for høy strømmålingen, hvor sikringen ikke vil gå av.

8.3 Programmering

Status-LED

For testing før kretskortet skal settes i drift, så ble det besluttet å ha LED-er som lyste for å signalisere at det gikk strøm i kretsen. Disse aktiveres når regulatorene er aktive. Dette realiseres ved å endre på utgangen som styrer lysene hver gang statusen til omformerene endres fra MCU-en.

- GPIOB, Pin14 -> LED 12 V, 1300 W
- GPIOB, Pin13 -> LED 12 V, 240 W
- GPIOB, Pin12 -> LED 5 V

Eksempelvis vil dette skje ved mottak av en CAN-melding fra kontrollstasjonen på toppsiden. Kode 8.8 er avbruddet knyttet til omformerstatusen, som vil når kontrollstasjonen ønsker at en av sikringen skal resettes eller om en av omformerene skal skrues av. Dersom det mottas høy verdi på bit 2, som er bittet knyttet til omformerer skal skrues av, testes det på dette bittet, ved hjelp av masken 0x02. I tillegg vil det også sjekkes om omformerer er på, som gjøres ved å sjekke den lagrede omformererstatusen ved hjelp av masken *Enable_gate_driver_1300* som er et forhåndsdefinert bitmønster som er 0x04. Dette sjekkes, pinnen ut til gate-driveren ikke mottar en høy verdi på nytt, dersom det mottas en nye melding hvor statusen til omformerer ikke er endret. I første if-setning, skal omformerer skrues på, dersom den ikke var det tidligere. Da vil også pinnen som styrer lyset knyttet til om denne omformerer skrues på, for å signalisere at omformerer er skrudd på.

Kode 8.8: Aktivering/deaktivering av 1300 W-regulator fra 'main.c under USER CODE BEGIN 2'

```
869 // Sjekker om 1300 W omformerer skal være på?
870 // Hvis ja
871 if((canRX[0] & 0x20) && ((Omformerstatus & Enable_gate_driver_1300) == 0))
872 {
873     // Sjekker pinne høy -> regulator av
874     // Setter pinne lav -> regulator på
875     HAL_GPIO_WritePin(GPIOE,GPIO_PIN_4, GPIO_PIN_RESET);
876     HAL_GPIO_WritePin(GPIOB,GPIO_PIN_14, GPIO_PIN_SET);
877     Omformerstatus |= Enable_gate_driver_1300;
878     //GD_pin_1300w = 0;
879 }
880 // Hvis nei
881 else if (((canRX[0] & 0x20) == 0) && (Omformerstatus & ...
      Enable_gate_driver_1300))
882 {
883     // Sjekker pinne lav -> Regulator på
884     // Setter pinne høy -> regulator av
885     HAL_GPIO_WritePin(GPIOE,GPIO_PIN_4, GPIO_PIN_SET);
886     HAL_GPIO_WritePin(GPIOB,GPIO_PIN_14, GPIO_PIN_RESET);
887     Omformerstatus &= ~Enable_gate_driver_1300;
888     //GD_pin_1300w = 1;
889 }
890 break;
```

På 5 V-regulatoren befinner det seg ikke en styringskrets for å skru av og på regulatoren. Derfor vil lyset styres basert på den målte effekten fra ADC-en, vist i kode 8.9. Dersom det ikke måles noen

8.3 Programmering

effekt på omformeren, vil dette tolkes som at denne ikke er på. Da vil styringssignalet til LED-ene bli satt høyt, dersom det måles en effekt, mens det vil settes lavt dersom det ikke måles noe effekt.

Kode 8.9: Aktivering/deaktivering av 5 V-regulator fra 'main.c under USER CODE BEGIN 3'

```
310         if(watt5v == 0)
311         {
312             HAL_GPIO_WritePin(GPIOB, GPIO_PIN_12, GPIO_PIN_RESET);
313         }
314         else
315         {
316             HAL_GPIO_WritePin(GPIOB, GPIO_PIN_12, GPIO_PIN_SET);
317         }
```

Fullstendig kode som er utviklet finnes på *GitHub*[99].

9 Trimming av potensiometere og testing

9.1	Trimming	195
9.1.1	19 V potensiometer	195
9.1.2	Potensiometre til spenningstilpassing inn på ADC	196
9.1.3	Trimming av sikringskretser	197
9.2	Testing	198
9.2.1	Test av spenning inn til ADC	198
9.2.2	Utgangsspenning og minimumsspenning før frakobling	203
9.2.3	Hysteresis i komparatorer	210
9.2.4	Logikk i sikringkrets etter SR-lås og gate driver.	214
9.2.5	Tidsrespons i sikringen	221
9.2.6	Kortslutning av 12, 1300 W-regulatoren	231
9.2.7	Ulyd fra 240 W-regulator	232
9.2.8	LED karakteristikk ved økende temperatur	237
9.2.9	LED og LED-driver	239
9.2.10	Temperaturutvikling	245
9.2.11	Konklusjon	247

Dette kapitlet tar for seg grunnleggende tester som er gjort underveis i loddeprosessen for å verifisere at komponentene fungerer som beregnet, samt trimming og funksjonstester, for å sørge for

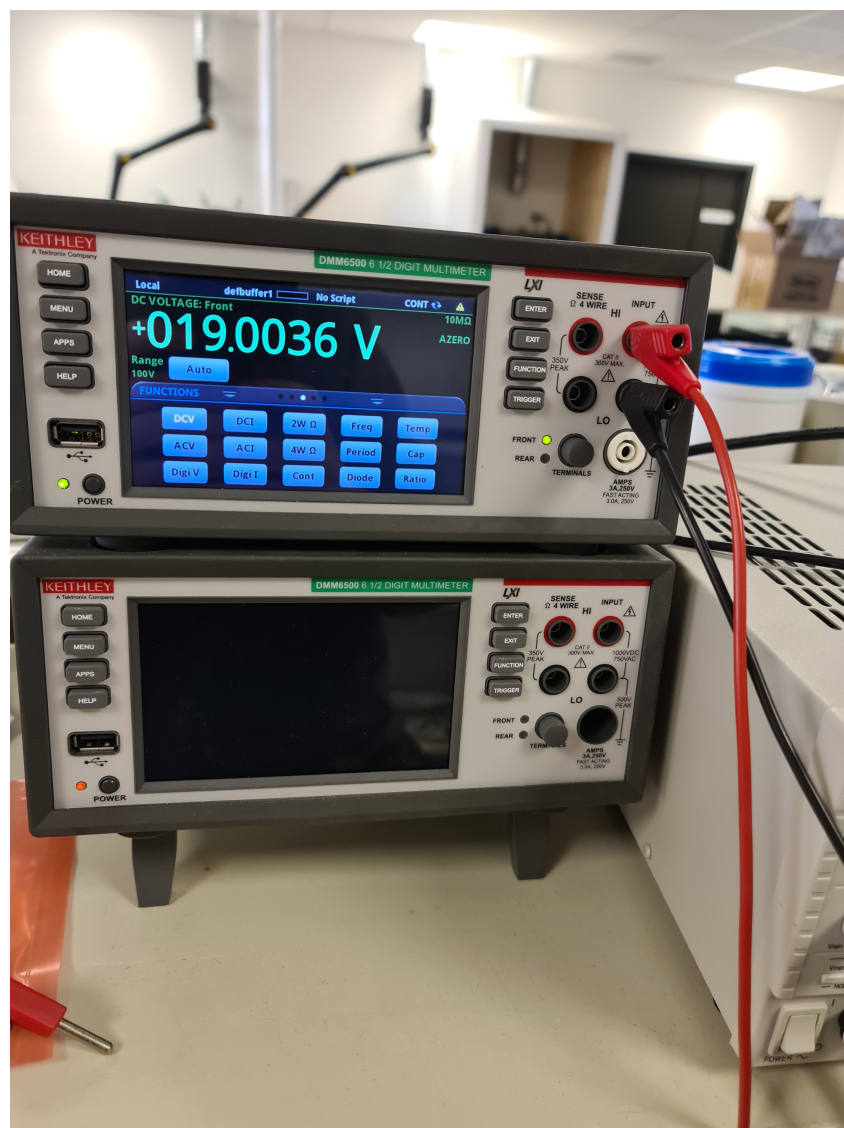
9.1 Trimming

at ønskelig spenning oppnås for hver av komponentene.

9.1 Trimming

9.1.1 19 V potensiometer

For å oppnå ønsket spenning fra 19 V-regulatoren, ble potensiometeret som er plassert mellom Trim og $V_{out}(-)$ trimmet til korrekt verdi. Dette ble gjort ved ha inngangsspenningen på det som var ønsket, samtidig som potensiometeret ble trimmet frem til det ble målt en utgangsspenning på 19 V. På denne måten ble 19 V realisert, slik som er vist i figur 9.1.



Figur 9.1: Spenningen på utgangen av 19 V regulatoren etter at 19 V er blitt realisert.

9.1 Trimming

9.1.2 Potensiometre til spenningstilpassing inn på ADC

Det er valgt å trimme alle spenningene over potensiometerene etter maksimaltspenningsspekter. Dette er gjort da funksjonaliteten til sikringen ikke var blitt testet ved tidspunktet hvor trimmingen ble gjennomført. Det vil dermed ofres oppløsning i ADC-en, for å unngå at det blir for høy spenning inn på ADC-en. Resultatet av testene som er gjennomført etter at trimmingen er gjort, kommer i underkapittel 9.2.1.

5 V-sensor

Strømssensoren til 5 V-nettet gir en utgangsspenning som varierer mellom 0.5 og 4.8 V[32], fra ligning 9.1 og 9.2[52]. ADC-en har en maksimalspenning på 3 V. Dette tilsier at spenningen på 4.8 V må reduseres ned til 3 V over potensiometeret. Dette tilsier at potensiometeret må trimmes slik at spenningen reduseres til 62.5 % av maksimalspenningen på 4.8 V. Under loddingen ble det bestemt at sensoren skulle kobles opp før trimmingen. Dette betyr at tilnærmet nullmålingen er den som vil bli trimmet etter, og som ble målt til 0.52 V. Denne spenningen skal altså reduseres til 0.325 V. Dermed er et spenningsområde med maksimalspenning på 3 V realisert.

$$V_{0,strom} = 0.1 \cdot V_s \quad (9.1)$$

$$V_{max} = 0.1V_s + 0.4 \cdot I_{max} \quad (9.2)$$

12 V, 240 W-sensor

På 12 V, 240 W-nettet er det plassert en sensor av samme type som 5 V nettet. Den har samme minimalspenning som 5 V sensoren, på 0.5 V. Maksimalspenningen kan finnes ved hjelp av ligning 9.3, som gir maksimalspenning på 4.8 V. Her er ikke strømsensoren montert før trimming av potensiometeret gjøres. Dermed kan maksimalspenningen på 4.8 V indueres inn på *TP40*¹, og potensiometeret trimmes slik at 3 V oppnås på ADC inngangen.

$$V_{max} = 0.1 \cdot V_s + 0.2 \cdot I_{max} \quad (9.3)$$

12 V 1300 W sensor

Sensoren på 12 V, 1300 W-nettet er av en type enn de som er brukt for de andre nettene. Nullstrømsspenningen til sensoren oppgis i databladet [51] til å være på 0 V. Spenningen ved maksimalstrøm kan finnes ved hjelp av ligning 9.4 og 9.5. Dette gir en maksimalspenning på 4.2 V. Sensoren er ikke loddet på ved trimmingen av spenningen. Dermed kan man ved å indusere 4.2 V

¹*TP40*: 12 V 240 W measure inn på komparator 1B

9.1 Trimming

på *TP27*², trimme potensiometeret til spenningen på inngangen til ADC er på 3 V. Dermed er det ønskede spenningsnivået oppnådd.

$$V_{max} = V_{satHmin} - 0.1 \cdot V_{DD} \quad (9.4)$$

$$V_{satHmin} = V_{DD} - 0.3 \quad (9.5)$$

9.1.3 Trimming av sikringskretser

Trimmingen av potensiometerene vil realiseres ved på følgende måte:

- Måle på *TP41/TP29*³ og trimme potensiometerene R16 og R21, til ønsket terskelspenning er oppnådd.
- Verifisere at komparatoren gir ønsket respons ved å måle på *TP42/TP30*⁴ på Comp1B og Comp2A, når det induseres en spenning på $-V_{in}$ på Comp1B og Comp2A, *TP40/TP27*.
- Måle på *TP36/TP24*⁵ og trimme potensiometerene R13 og R19 til 0.5 V er oppnådd.
- Verifisere at komparatoren gir ønsket respons ved å måle på *TP37/TP25*⁶ på Comp1A og Comp2B, når spenning settes høyt/lavt fra mikrokontrolleren.

Det er valgt å trimme *TP36/TP24* til 0.5 V, for å unngå at komparatoren preller som følge av støy fra jording, eller fra MCU-en.

Trimming av sikringskrets for 12 V, 240 W

For å finne referansespenningen sikringen skal trimmes etter, må en maksimalstrøm settes. Det er i samarbeid med reguleringsgruppen kommet til en enighet om en maksimalstrøm på 20 A basert på strømmen manipulatorene trekker, og at det bare en av motorene som er i gang om gangen. Dette vil være med på å beskytte regulatoren mot overstrøm, samtidig som sikringen ikke utløses ved normal operasjon. Spenningen dette tilsvarer fra sensoren kan finnes ved hjelp av ligning 9.6.

$$V_{sensor,240W} = 0.1 \cdot V_{DD} + I_s \cdot 0.2 \quad (9.6)$$

²*TP27*: 12 V 1300W measure inn på komparator 2A

³*TP41/TP29*: 200k Ω potensiometer til komparator 2A og 1B

⁴*TP42/TP30*: Utgangssignal fra komparator 2A og 1B

⁵*TP36/TP24*: 200k Ω potensiometer til komparator 2B og 1A

⁶*TP37/TP25*: Utgangssignal fra komparator 2B og 1A

9.2 Testing

Dette gir at maksimalspenning fra sensoren skal være på 4.5 V, vist i ligning 9.7. Dette er den terskelverdien på R21⁷ skal trimmes etter. Deretter trimmes spenningen over R19⁸ til 0.5 V. Verifisering at kretsen fungerer slik som ønsket, er vist i underkapittel 9.2.4.

$$V_{sensor,240W} = 0.1 \cdot 5 + 20 \cdot 0.2 = 4.5V \quad (9.7)$$

Trimming av sikringskrets for 12 V, 1300 W

Det også i enighet med reguleringsgruppen satt en strømbegrensing for 12 V, 1300 W-nettet til å være på 110 A. Dette er gjort med bakgrunn i at dette er det som er antatt er nødvendig effekt fra regulatoren, samtidig som dette vil sørge for at maksimalstrømmen på regulatoren ikke overgås for mye, men tillater mindre transienter. Den spenningsverdien som 110 A tilsvarer i målingsverdi kan finnes ved hjelp av ligning 9.8, hvor $\frac{V_{maks}}{I_{maks}}$ er sensitiviteten til sensoren iflg. datablad[51].

$$V_{sensor,1300W} = \frac{V_{maks}}{I_{maks}} I_{sensor} \quad (9.8)$$

Siden maksimalverdi spenning ut er på 4.2 V, funnet i underkapittel 9.1.2, og maksimalstrøm er 166 A, gir dette en spenning på 2.783 V ved en strøm på 110 A, vist i ligning 9.9.

$$V_{sensor,1300W} = \frac{4.2}{166} \cdot 110 = 2.783V \quad (9.9)$$

Dette er den terskelverdien som R16⁹ trimmes etter. Deretter trimmes spenningen over R13¹⁰ til 0.5 V. Verifisering at kretsen fungerer slik som ønsket, er vist i underkapittel 9.2.4.

9.2 Testing

9.2.1 Test av spenning inn til ADC

Etter at potensiometerene er trimmet slik at ønsket maksimalspenning er oppnådd, kan oppførsel til kretsen som tilpasser spenningen inn på ADC-en testes ved ulike spenningsverdier. Dette gjøres

⁷TP41

⁸TP36

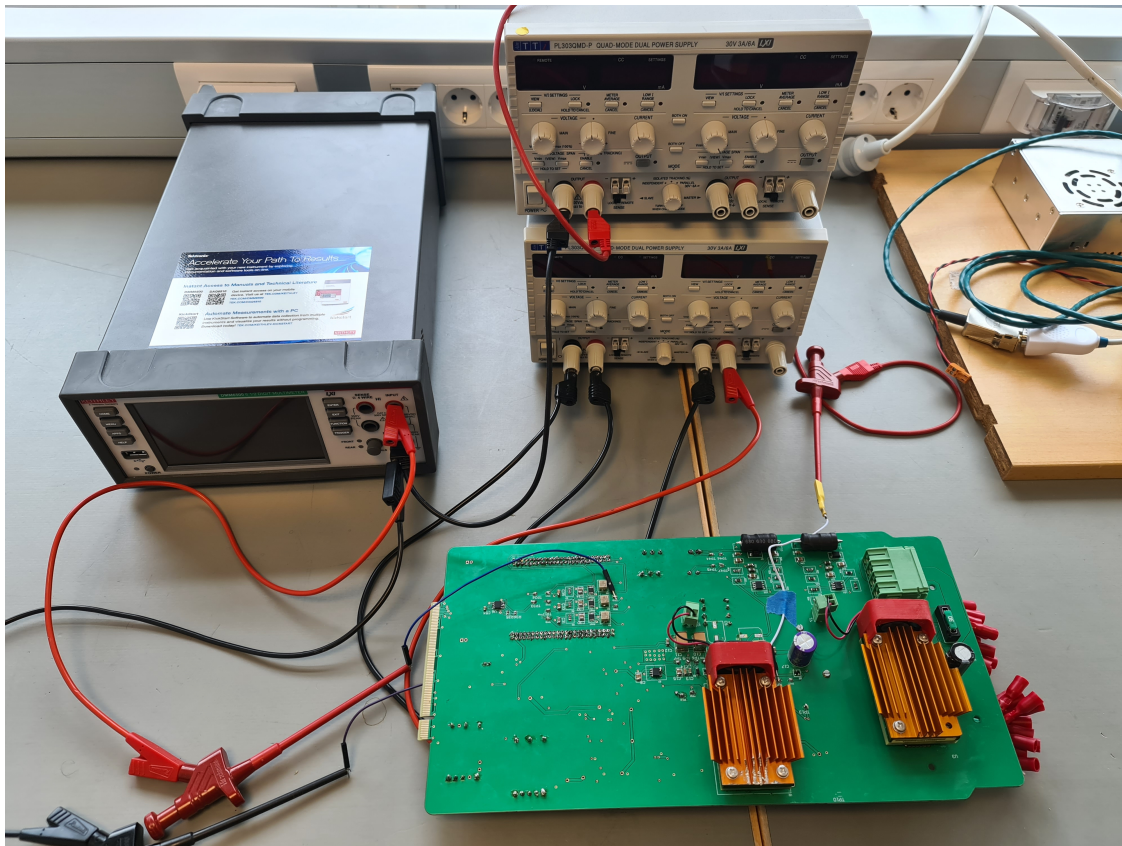
⁹TP29

¹⁰TP24

9.2 Testing

- Spenningsverdi i test 1: 0.5-4.8 V
- Spenningsverdi i test 2: 0.5-4.2 V
- Strømbegrensing: 1 A
- **Multimeter:** Keithley DMM6500
- **Kabling:** Bananplugg, 10pcs Dupont wire kit 15 cm
- **Klyper:** Hirshmann klyper

Utstyret i listen ovenfor er vist i figuren nedenfor.



Figur 9.3: Testoppsett for spenninger inn på ADC-ene realisert

Spennings testing av 12 V, 240 W

For sensoren på 12 V, 240 W-sensoren vil da spenningen variere mellom 0.5 og 4.8 V. Ved å variere spenning inn på $-V_{in}$ på Comp1A¹³, er målingene vist i tabell 9.2 gjort.

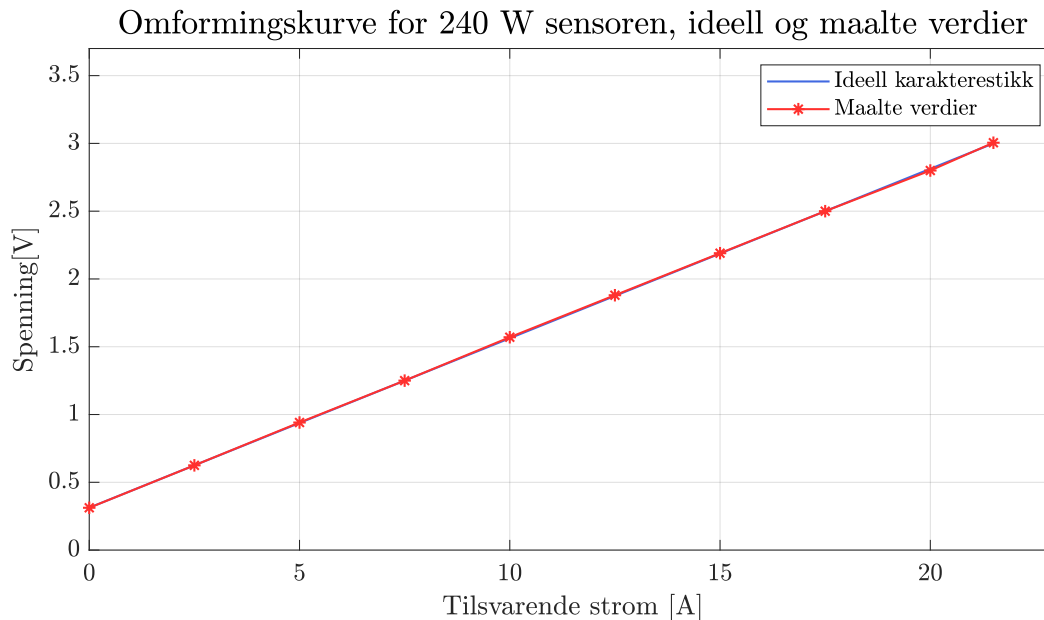
¹³TP40

9.2 Testing

Inn TP40 [V]	Ønsket [V]	Ut TP19 [V]	Tilhørende strømverdi [A]
0.5	0.313	0.312	0
1	0.625	0.625	2.5
1.5	0.938	0.941	5
2	1.25	1.25	7.5
2.5	1.563	1.57	10
3	1.875	1.88	12.5
3.5	2.188	2.19	15
4	2.500	2.5	17.5
4.5	2.813	2.8	20
4.8	3	3.005	21.5

Tabell 9.1: Måling av spenninger på utgangen av forsterkeren Amp2B, TP19, ved ulike inngangsspenning satt på TP40, som er 12 V, 240 W-measure spenningen, ideell verdi, og strømverdien inngangsspenningen skal tilsvare.

Ved å sammenligne de målte verdiene mot den ønskede konverteringskurven er sammenhengen i figur 9.4.



Figur 9.4: Sammenligning av ideell og målte verdier på utgangen av kretsen som tilspasser spenningen fra sensoren til 240 W-nettet og inn til ADC-en.

Den ideelle kurven er funnet ved å lage en vektor ni datapunkter, som lineært variere mellom $0.5 \cdot forhold$ og $4.5 \cdot forhold$, hvor $forhold = \frac{3}{4.8}$, som er faktoren spenningen må korrigeres med. Deretter er siste måling på 3 V lagt inn. Den konverteres til korrekt strømverdi ved hjelp av ligningen nedenfor.

$$I = \frac{\text{Spenning inn} - 0.5}{0.2} \quad (9.11)$$

9.2 Testing

Korrelasjonen mellom datasettene vist i figuren ovenfor på 1. Dette tilsvarer en 100% korrelasjon, og det kan altså konkluderes med at den lineære karakteristikken er opprettholdt. I settet av målinger er det et maksimalt avvik på rundt 13 mV, som er ved 4.5 V målt inngangsspenning, altså en ønsket verdi på 2.813 V. Dette tilsvarer en feil på 0.46 %. Denne kan oppstå som følge av flere ting, slik som at inngangsspenningen ikke er eksakt 4.5 V, generell variasjon for verdien i målingene og målefeil på instrumentet. Sammenlignet med sensoren, som oppgir en sensitivitetsfeil på maksimalt $\pm 2.25\%$ og en linearitetsfeil på maksimalt $\pm 0.5\%$, som tilsvarer en totalfeil på $\pm 2.75\%$, er en feil på 0.46 % svært lite.

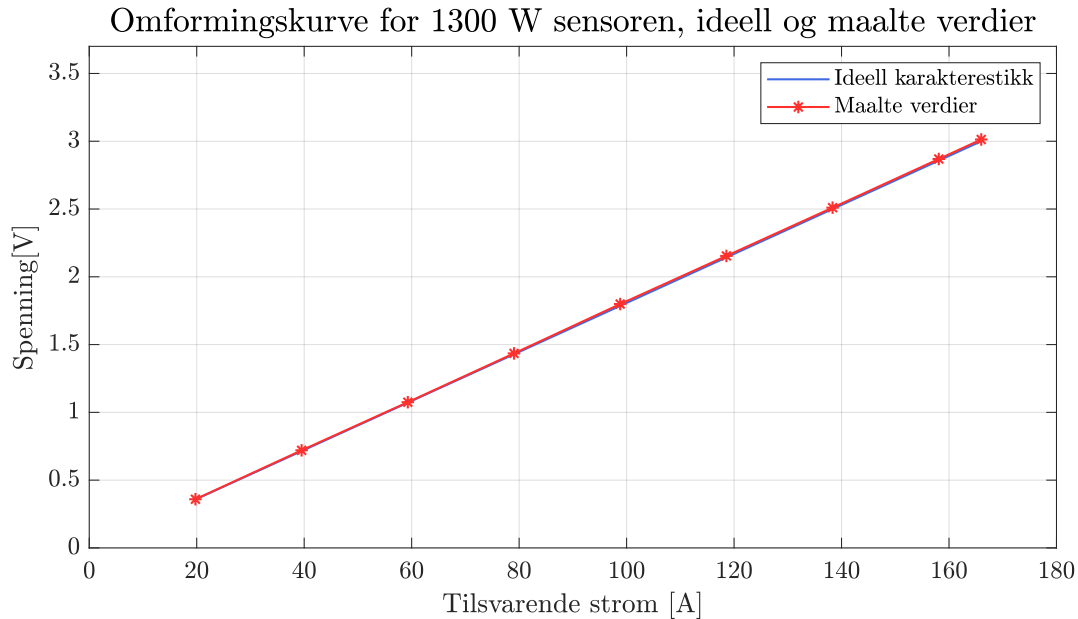
Spennings testing av 12 V, 1300 W

Ved å ta samme test på 12 V, 1300 W-omformerens sin ADC-krets, vil spenningen her bli variert mellom 0.5 og 4.2 V. Dette gir resultatet vist i tabell 9.2.

Inn <i>TP27</i> [V]	Ønsket [V]	Ut <i>TP21</i> [V]	Tilhørende strømverdi [A]
0.5	0.357	0.359	19.76
1	0.714	0.72	39.52
1.5	1.071	1.075	59.29
2	1.429	1.435	79.05
2.5	1.786	1.799	98.81
3	2.143	2.154	118.57
3.5	2.500	2.51	138.33
4	2.857	2.869	158
4.2	3	3.013	166

Tabell 9.2: Måling av spenninger på utgangen av forsterker Amp3B, *TP21*, ved ulike inngangsspenning satt på *TP27*, som er 12 V, 1300 W measure spenningen, ønsket verdi, og tilhørende strømverdi.

Ved å plote de målte verdiene mot den ideelle konverteringskurven, finnes resultatet vist i figur 9.5.



Figur 9.5: Sammenligning av ideell og målte verdier på utgangen av kretsen som tilpasser spenningen fra sensoren til 1300 W nettet og inn til ADC-en.

Den ideelle kurven er funnet ved å lage en vektor med åtte datapunkter, som lineært varierer mellom $0.5 \cdot \text{forhold}$ og $4 \cdot \text{forhold}$, hvor $\text{forhold} = \frac{3}{4.2}$, som er faktoren spenningen må korrigeres med. Deretter er siste måling på 3 V lagt inn. Spenningsene konverteres til korrekt strømverdi ved hjelp av ligningen nedenfor.

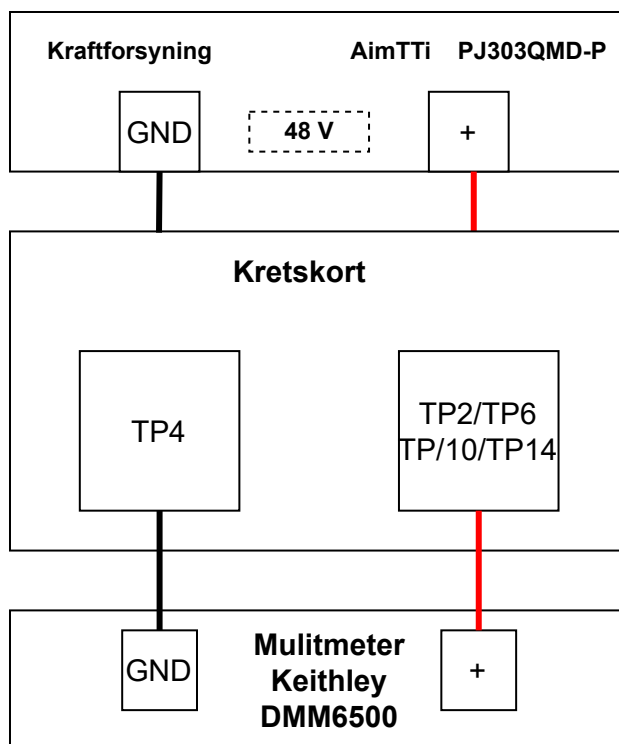
$$I = \text{Spenning inn} \cdot \frac{166}{4.2} \quad (9.12)$$

Ved å beregne korrelasjonen mellom datasettene får man en verdi på 1, som er maksimal korrelasjon. Dette viser at den lineære karakteristikken er opprettholdt. Maksimalfeil i denne testen er på 13.3 mV, som er ved 2.5 V, altså 1.786 V ønsket verdi. Dette tilsvarer en feil på 0.73 %, som er relativt lav. Igjen kan dette ha noe med de samme årsakene nevnt i testen på 12 V, 240 W nettet. Sensoren selv oppgir en total feil på $\pm 1.7\%$ [51], så det er minimal feil sammenlignet med bidraget som sensoren kan ha.

Testene viser at lineariteten er opprettholdt. Minimalt med avvik fra den ideelle kurven ble funnet, sammenlignet med det bidraget som kan komme fra sensoren.

9.2.2 Utgangsspenning og minimumsspenning før frakobling

For å teste utgangsspenningen fra de ulike regulatorene er oppsettet i figur 9.6 brukt.



Figur 9.6: Oppsett for å teste utgangsspenningen til de ulike regulatorene.

Deretter er spenning blitt redusert over tid, for å finne den minimalspenningen som behøves før regulatorene ikke lenger klarer å drive. For å gjennomføre dette er sikringskretsen på 12 V, 240 W og 12 V, 1300 W-regulatoren frakoblet, slik at de ikke blir påvirket av at 5 V regulatoren skrur seg av. Dette er gjort ved å jorde $TP8$ ¹⁴ og $TP11$ ¹⁵.

Labutstyr som er brukt til oppsett av testrigg i figur 9.6 er listet opp under:

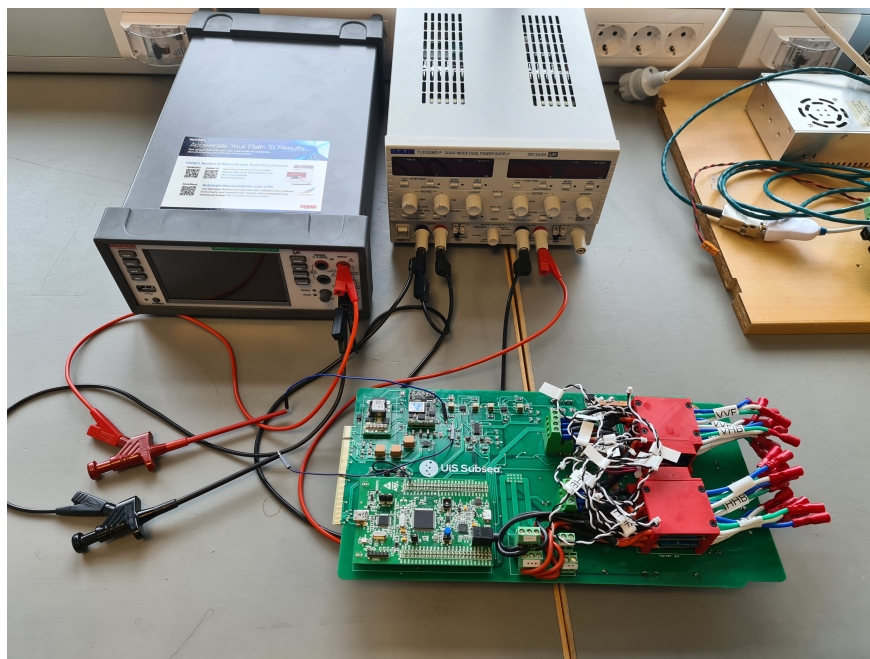
- **Kraftforsyning:** AimTTi PJ303QMD-P
 - Spenningsverdi: 48 V
 - Strømbegrensing: 1 A
- **Multimeter:** Keithley DMM6500
- **Kabling:** Bananplugg, 10pcs Dupont wire kit 15 cm
- **Klyper:** Hirshmann klyper

Utstyret i listen ovenfor er vist i figuren nedenfor.

¹⁴ $TP8$: U2 12 V, 240W ON/OFF pinne

¹⁵ $TP11$: U3 12 V, 1300 W RC (Remote Control) pinne

9.2 Testing



Figur 9.7: Oppsett for å teste utgangsspenningen til de ulike regulatorene. Her realisert med test opp mot 5 V regulatoren, $TP2$

Resultatet av testen for de ulike regulatorene er vist i tabell 9.3.

Måling	Målepunkt (+)	Målepunkt (-)	Ønsket	Målt	Minimalverdi
Inngang	TP1 ¹⁶	TP4	48V	48V	-
U1 (5V)	TP2 ¹⁷	TP4	5V	4.997 V	31.14V
U2 (240 W)	TP6 ¹⁸	TP4	12 V	12.04 V	16.01 V
U2 (1300 W)	TP10 ¹⁹	TP4	12 V	11.57 V	34.54 V
U4 (19V)	TP14 ²⁰	TP4	19V	19.00 V	20.53V

Tabell 9.3: Utgangsspenning for de ulike regulatoren, og minimumsspenningen som behøves før de skrur seg av.

Her er ønsket utgangsspenning oppnådd for alle regulatorene bortsett fra 12 V, 1300 W regulatoren. Dette kommer av at regulatoren har en minimal inngangsspenning på 50 V, før spenningen på utgangen begynner å synke[25]. Minimal inngangsspenning som behøves på de ulike regulatoren før de skrur seg av er også vist i tabell 9.3. Alle disse verdiene er mindre enn de som ble oppgitt i databladet[25] til regulatoren, beskrevet i kapittel 3.2, og er langt mindre enn den antatte minimumsspenningen på 43 V. Testen er gjennomført uten last på regulatoren, med unntak av 5 V-en som driver elektronikken på brettet.

Deretter er det valgt å gjennomføre en test for å observere rippel til de ulike regulatorene. Dette er gjort ved hjelp av oppsettet vist i figur 9.8.

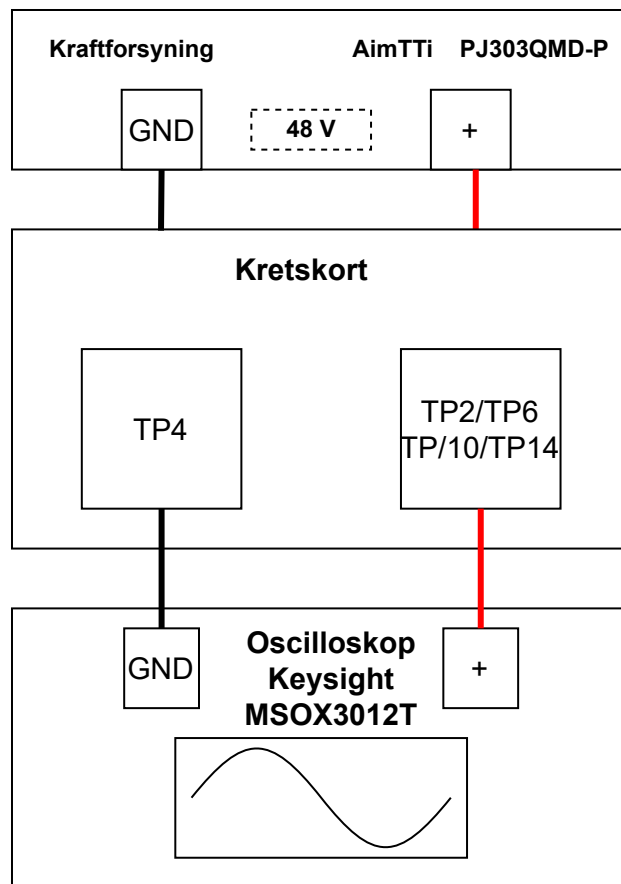
¹⁶TP1: 48 V nett

¹⁷TP2: U1 5 V regulator utgang

¹⁸TP6: U2 12 V 240W regulator utgang

¹⁹TP10: U3 12 V 1300W regulator utgang

²⁰TP14: U4 19 V regulator utgang



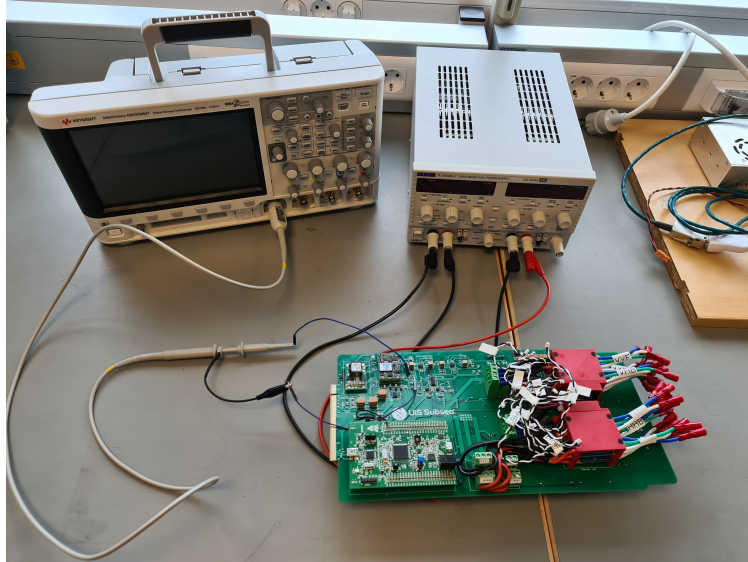
Figur 9.8: Testoppsett for å måling av spenningsrippelen på utgangen til de ulike regulatorene.

Labutstyr som er brukt til oppsett av testoppsettet i figur 9.8 er listet opp under:

- **Kraftforsyning:** AimTTi PJ303QMD-P
 - Spenningsverdi: 48 V
 - Strømbegrensing: 1 A
- **Oscilloskop:** Keysight MSOX3012T
- **Kabling:** Bananplugg, 10pcs Dupont wire kit 15 cm
- **Klyper:** Hirshmann klyper, Keysight N2843A probe

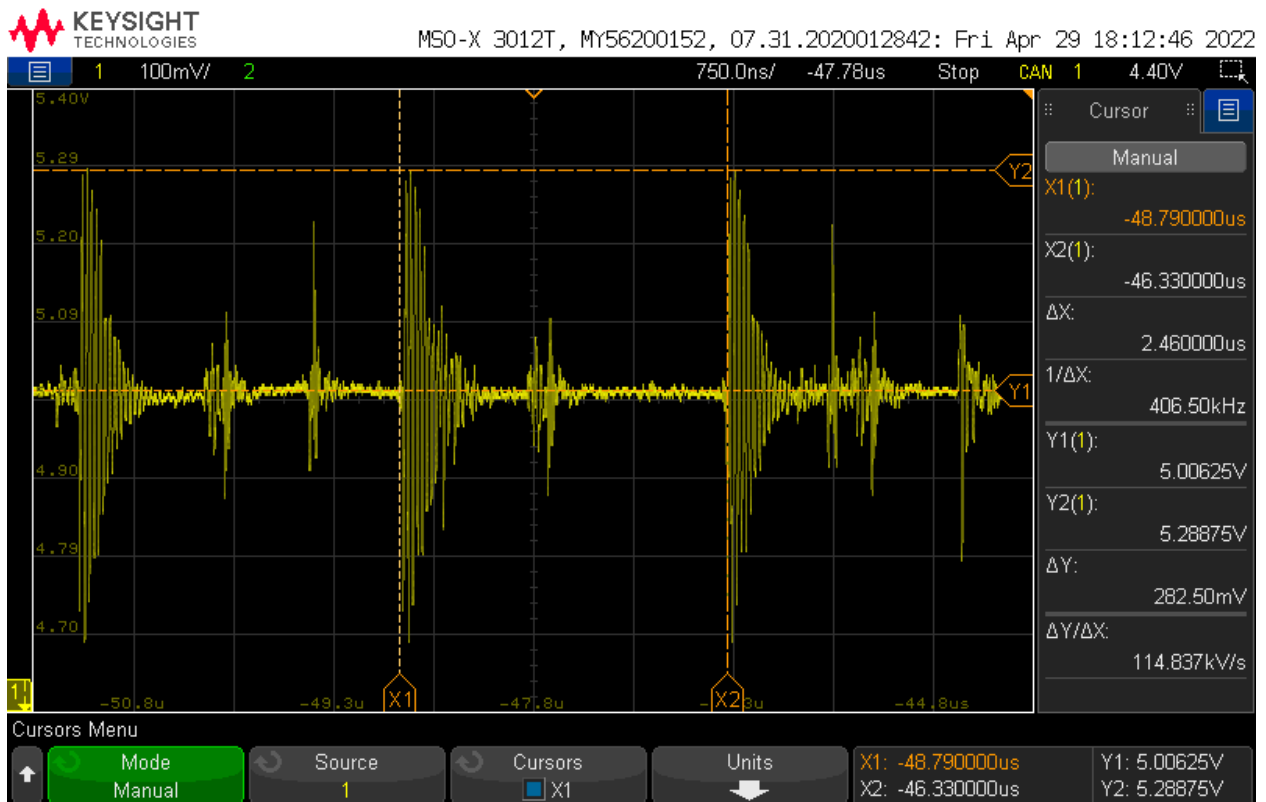
Utstyret i listen ovenfor vist i figuren nedenfor.

9.2 Testing



Figur 9.9: Testoppsett for å måling av spenningsrippelen på utgangen til de ulike regulatorene. Her realisert ved test av 5 V regulatoren, TP2.

For 5 V-regulatoren er resultatet som vist i figur 9.10.

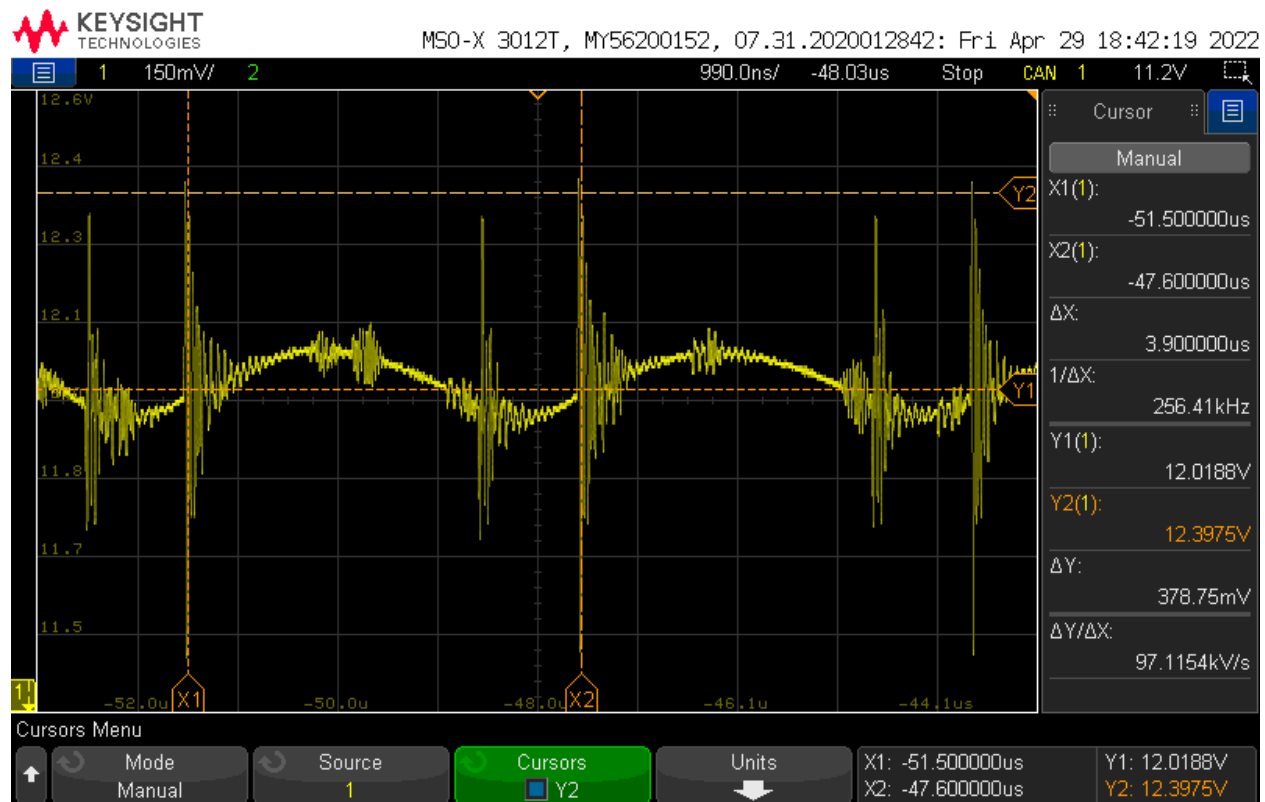


Figur 9.10: Måling av rippelspenningen til 5 V regulatoren. Horisonalt utgjør hver rute 750 ns, mens vertikalt utgjør det 100 mV.

9.2 Testing

Denne testen viser resultatet etter at $60 \mu F$ med ekstra keramiske kondensatorer ble loddet på utgangen av 5V-regulatoren, for å dempe høyfrekvent støy. Dette kommer av at regulatoren som er på kretskortet til bildebehandlings-gruppen og som brukes til å supplere kameraet, tålte en maksimalspenning på 6 V, med en anbefalt operasjonell spenning på maks 5.4 V[113]. Det ble observert en rippel på rundt $2 V_{p-p}$, vist i vedlegg F.1. Etter at ekstra kondensatorer ble lodde på, ble det observert en minimal rippel og en spenningstopp på $282.5 mV_{p-p}$ som skjedde periodisk med en frekvens på 406.5 kHz. Denne kommer mest sannsynlig som resultat av svitsjefrekvensen til 19 V-regulatoren, som er på 420 kHz[31]. Det er også periodisk støy på 257 kHz, med en spenningstopp på $212.5 mV_{p-p}$ som høyst sannsynlig kommer av svitsjefrekvensen til 12 V, 240 W omformerer, som har en typisk svitsjefrekvens på 260 kHz[27]. Ved å ta utgangspunkt i det verste scenariet, vil være når begge rippelene skjer samtidig. Dette vil resultere i en spenningstopp på 5.49 V, som er større enn den anbefalte operasjonelle spenningen til den tidligere nevnte regulatoren, som er på 5.4 V. Samtidig er dette mindre enn maksimalspenning som er på 6 V, så dette vil antageligvis ikke skape et problem.

Resultatet fra testen med 12 V, 240 W-regulatoren er vist i figur 9.11.



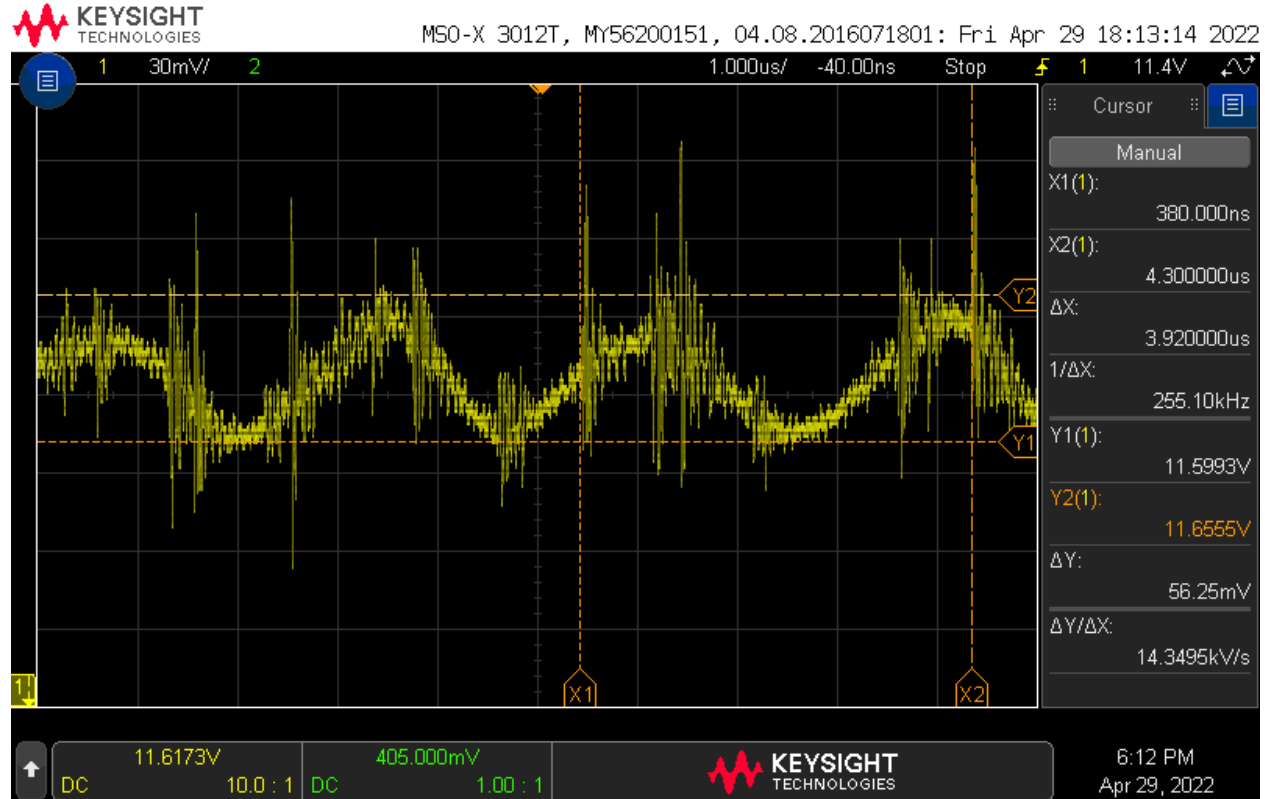
Figur 9.11: Måling av rippelspenningen til 12 V, 240 W regulatoren. Horisontalt utgjør hver rute 990 ns, mens vertikalt utgjør det 150 mV.

Regulatoren har en rippel på $55.6 mV_{p-p}$. Dette er lavere enn det som er gitt i databladet [27], på $100 mV_{p-p}$. I tillegg ble det observert periodiske spenningstopper på $200.75 mV_{p-p}$, med en frekvens på 255 kHz. Dette er mest sannsynlig et resultat av svitsjefrekvensen, som også er på 260 kHz [27]. Under oppstart ved testing lagde regulatoren en lys pipende lyd i en kort periode, før den gikk bort.

9.2 Testing

Videre tester knyttet til denne lyden, er gjort i underkapittel 9.2.7. Målingene i denne testen ble gjort etter at lyden fra regulatoren hadde sluttet.

For 12 V, 1300 W-regulatoren er resultatet som ble funnet vist i figur 9.12.

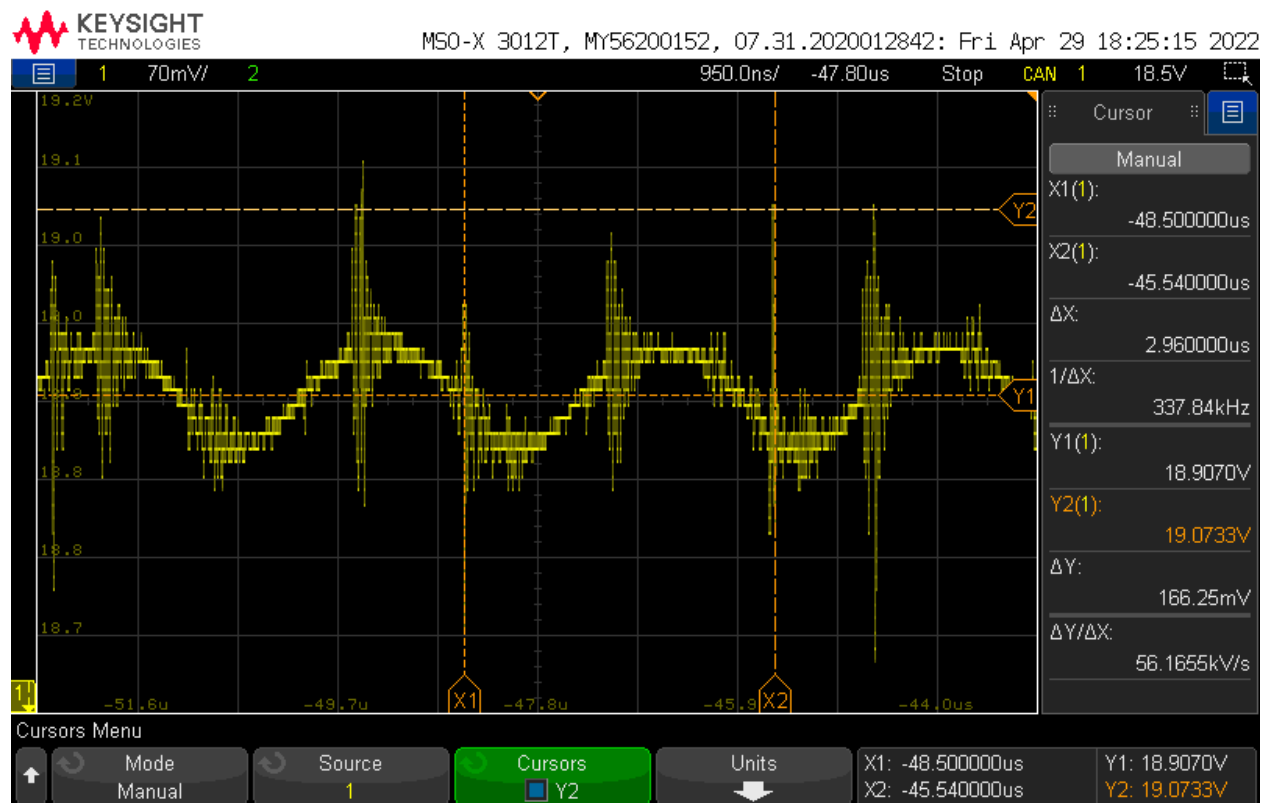


Figur 9.12: Måling av rippelspenningen til 12 V, 1300 W-regulatoren. Horisontalt utgjør hver rute 1 μ s, mens vertikalt utgjør det 30 mV.

Resultatet viser at regulatoren har en rippelspenning på 59.25 mV_{p-p} . Sammenlignet med verdien fra databladet[25], som er på 46 mV_{p-p} , er litt høyere. Samtidig er testen gjort med andre betingelser, hvor testen i databladet[25] er gjort med maksimallast, mens denne er gjort uten last. Likevel er dette av minimal betydning, da thrusterene som skal forbruke effekten operer på 10 - 20 V[114]. Det ble også observert periodiske spenningstopper på rundt 97.75 mV_{p-p} , med en frekvens på rundt 260 kHz. Dette er mest sannsynlig støy fra 12 V, 240 W-regulatoren.

Figur 9.13 viser resultatet av måling av utgangsspenningen fra 19 V-regulatoren.

9.2 Testing



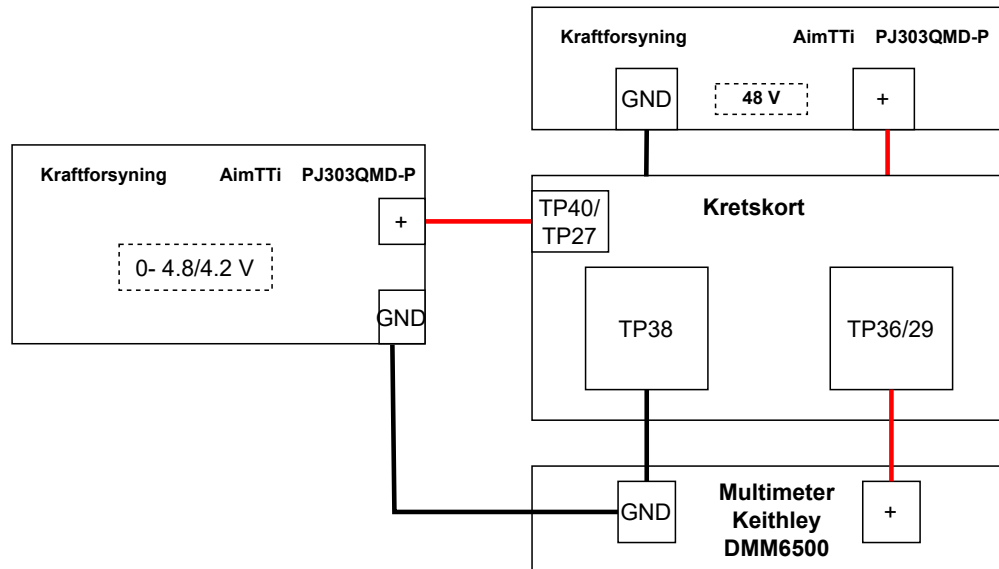
Figur 9.13: Måling av rippelspenningen til 19 V regulatoren. Horisonalt utgjør hver rute 950 ns, mens vertikalt utgjør det 70 mV.

Her kan det observeres at regulatoren har en spenningsriipel på $146.25 mV_{p-p}$. Dette er høyere enn verdien fra databladet[31], som er på $50 mV_{p-p}$. Dette er en spenningsriipel som det er antatt at mini-PC-en skal tåle. I tillegg er det også observert periodiske spenningstopper på $240.5 mV_{p-p}$, med en frekvens på 406.5 kHz. Dette kan knyttes opp mot svitsjefrekvensen til regulatoren, som har en frekvens på 400 kHz. Dette tilsier at i verste tilfellet vil det oppstå en maksimalspenningstopp på 19.387 V, dersom spenningstoppen skjer på samme tid som toppen av rippelen. Dette vil antagelig heller ikke skape et stort problem for mini-PC-en.

9.2.3 Hysteresese i komparatorer

Ved designet av komparatorerne til sikringskretsen ble de utviklet slik at hysteresen skulle være rundt 200 mV for komparatoren som er forbundet til sensoren sin spenning. For å verifisere at dette stemmer er oppsettet i figur 9.14 brukt.

9.2 Testing



Figur 9.14: Testoppsett for å måle hysteresen i komparatoren. $TP40/27$ er spenningen fra sensoren, mens $TP36/29$ er referansespenningen på komparatoren til sensorene.

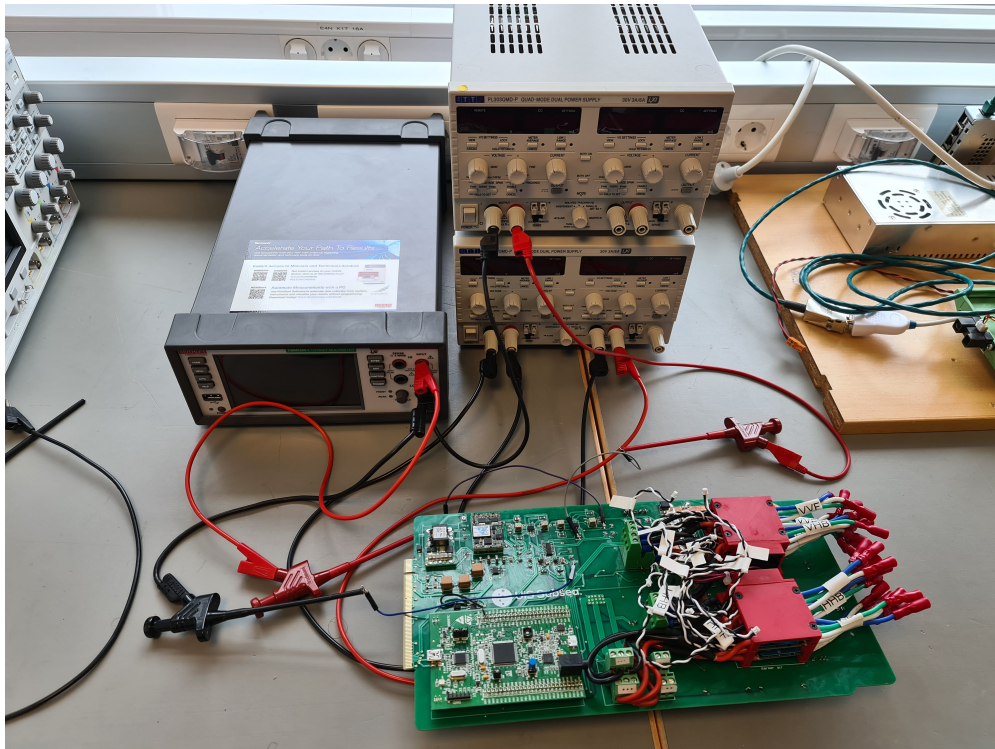
For å gjennomføre testen vil det sette på en spenning på $TP40/27$, som skal simulere spenningen fra sensorene som står på 12 V, 240 W- og 12 V, 1300 W-nettet. Når denne spenningen induseres vil det måles på referansespenningen til komparatoren som sensorene er koblet til, som er $TP36/29$.

Labutstyr som er brukt til oppsett av testoppsettet i figur 9.14 er listet opp under:

- **Kraftforsyning 1:** AimTTi PJ303QMD-P
 - Spenningsverdi: 48 V
 - Strømbegrensing: 1 A
- **Kraftforsyning 2:** AimTTi PJ303QMD-P
 - Spenningsverdi i test 1: 0.5-4.8 V
 - Spenningsverdi i test 2: 0.5-4.2 V
 - Strømbegrensing: 1 A
- **Multimeter:** Keithley DMM6500
- **Kabling:** Bananplugg, 10pcs Dupont wire kit 15 cm
- **Klyper:** Hirshmann klyper

Testutstyret ovenfor er vist i figuren nedenfor.

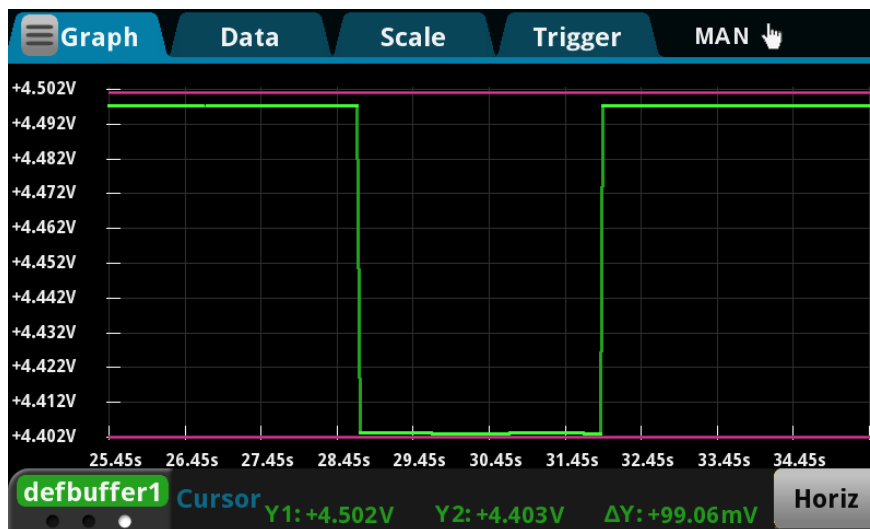
9.2 Testing



Figur 9.15: Testoppsett for å måle hysteresen i komparatoren. $TP40/27$ er spenningen fra sensoren, mens $TP36/29$ er referansespenningen på komparatoren til sensorene. Her realisert med oppsett mot $TP40$, $TP38$ og $TP36$

12 V, 240 W

For 12 V, 240 W-nettet er hysteresen på referansespenningen slik som er vist i figur 9.16.



Figur 9.16: Hysteresen til referansespenningen inn på komparatoren til sensoren på 12 V, 240 W-nettet. Her er spenningen 4.497 V ved lavere spenning fra sensoren, mens den faller til 4.404 V når spenningen fra sensoren er høyere enn referansespenningen. Dette vil si en hysteresen på 93 mV.

9.2 Testing

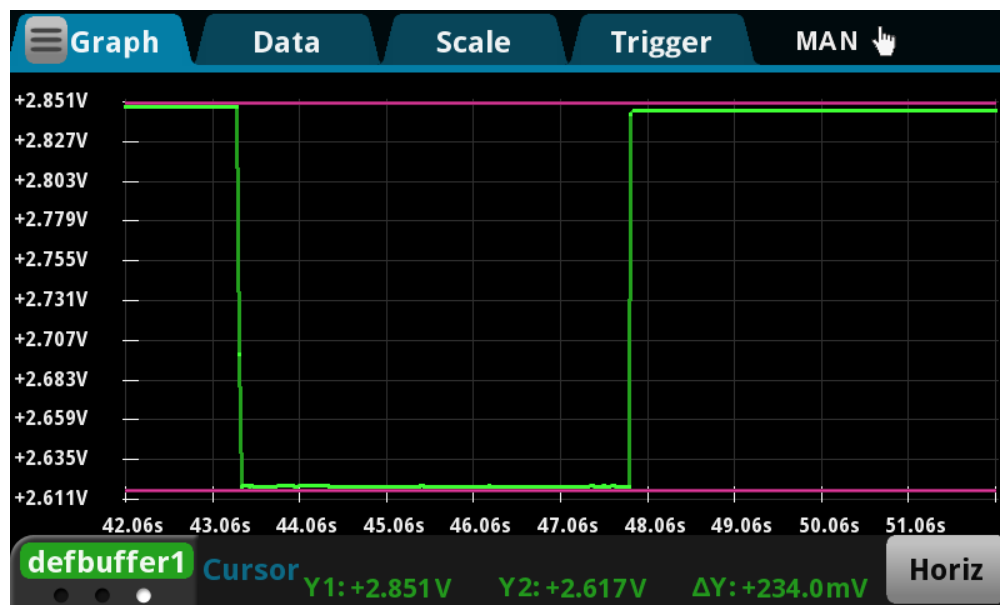
Resultatet ovenfor viser en spenning på 4.497 V når spenningen på $TP40$ er lavere enn referansespenningen, målt på $TP36$. Deretter faller spenningen til 4.404 V når spenningen induisert på $TP40$ er høyere enn referansespenningen på $TP36$. Da hysteresen er differansen mellom referansespenningen ved lav høy utgang fra komparatoren, minus referansespenningen ved lav utgang, tilsier dette at hysteresen er på 93 mV. Dette er er nesten halvparten av den ønskede hysteresen på 200 mV. Samtidig er dette slik som forventet, da hysteresemotstanden som er brukt, er den samme for 12 V, 1300 W-nettet. Fra 5.24, kan man utledet ligning 9.13, som gir forholdet i ligning 9.14. Da det er en høyere referansespenning for 240 W-nettet, tilsier dette at en mindre motstand måtte bli brukt, for å realisere den ønsket hysteresen. Siden hysteresen er liten kan dette medføre prelling ved endring av tilstand i sikringskretsen, som vil øke støybidraget.

$$\frac{R_f}{R_2 \cdot V_L} = \frac{1}{V_H - V_L} = \frac{1}{Hysteresen} \quad (9.13)$$

$$Hysteresen \propto \frac{1}{R_f} \quad (9.14)$$

12 V, 1300 W

For 12 V, 1300 W-nettet er resultatet vist i figur 9.17.



Figur 9.17: Hysteresen til referansespenningen inn på komparatoren til sensoren på 12 V, 1300 W-nettet. Her er spenningen på 2.843 V ved lavere spenning fra sensoren, mens den faller til 2.615 V ved høyere spenning fra sensoren. Dette tilsier at hysteresen er på 228 mV.

Fra figuren ovenfor en referansespenning på 2.843 V ved høy spenning på utgangen av komparatoren, mens en for lav utgang er det målt en referansespenning på 2.615 V. Dette tilsier en hysteresen på 228 mV, som er nært det som var ønsket, som var på 200 mV.

9.2 Testing

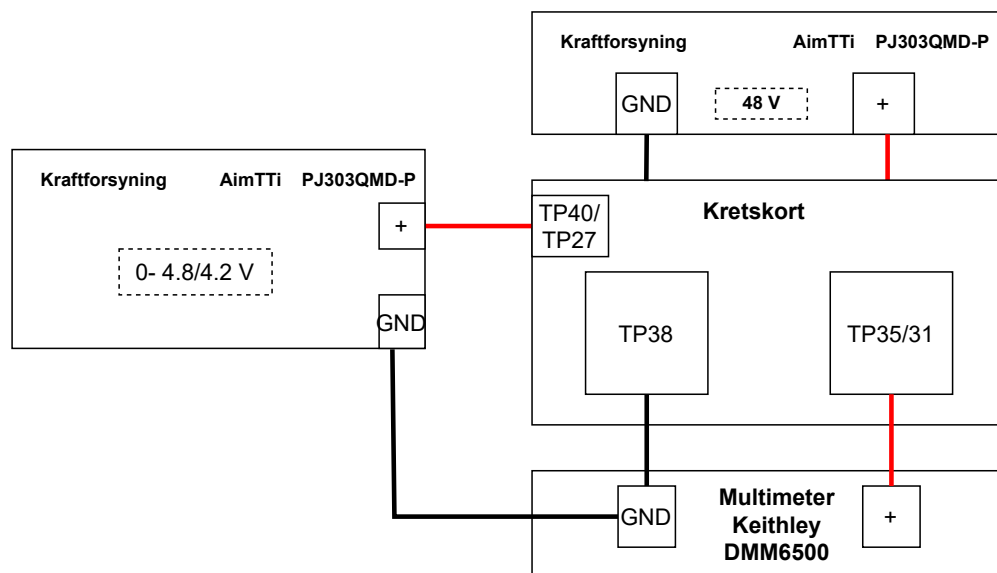
Konklusjonen av testene er at komparatorene oppfører seg slik som forventet, knyttet til hysteres. For 12 V, 1300 W-nettet er det oppnådd en hysteres i nærheten av ønsket verdi på 200 mV. For 12 V, 240 W-nettet er det derimot realisert en mindre hysteres enn ønsket, som kan øke støy.

9.2.4 Logikk i sikringkrets etter SR-lås og gate driver.

I underkapitlene nedenfor vil resultater av tester gjort av sikringskretsen frem til SR-låsen og den fulle sikringskretsen, med gate driver tilkoblet, bli presentert.

Utgang av SR-lås

For å teste sikringskretsen frem til SR-låsen er oppsettet vist i figur 9.18.



Figur 9.18: Oppsett for testing av sikringskretsen frem til SR-låsen.

Her er mikrokontrolleren brukt for å styre *enable sikring* signalet til hver av sikringskretsene. Det brukes en ekstern spenningskilde for å indusere den spenningen på *TP40/TP27*, for å simulere spenningen fra sensoren. Denne vil justeres til et utslag skjer, og deretter vil den videre økes, for å sjekke at kretsen ikke endrer karakteristik. I tillegg vil den også bli skrudd av, for å bekrefte at statusen til sikringskretsen ikke endrer seg, når begge inngangssignaler er lave. Det vil bli presentert en sannhetstabell for sikringskretsen frem til utgangen av SR-låsen, som måles på *TP35/TP31*²¹.

Labutstyr som er brukt i testoppsettet i figur 9.18 er listet opp under:

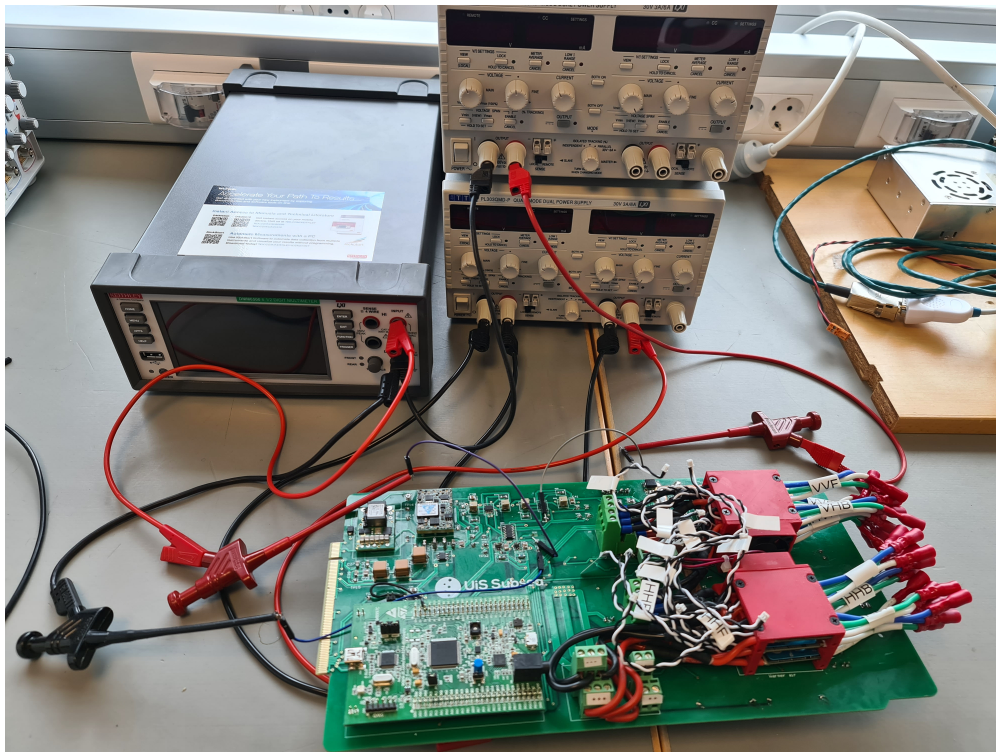
- **Kraftforsyning 1:** AimTTi PJ303QMD-P

²¹TP35/31: Utgangssignal fra SR-lås for 1300 W/240 W

9.2 Testing

- Spenningsverdi: 48 V
- Strømbegrensing: 1 A
- **Kraftforsyning 2:** AimTTi PJ303QMD-P
 - Spenningsverdi i test 1: 0.5-4.8 V
 - Spenningsverdi i test 2: 0.5-4.2 V
 - Strømbegrensing: 1 A
- **Multimeter:** Keithley DMM6500
- **Kabling:** Bananplugger, 10pcs Dupont wire kit 15 cm
- **Klyper:** Hirshmann klyper

Utstyret i listen ovenfor er vist i figuren nedenfor:



Figur 9.19: Oppsett for testing av sikringskretsen frem til SR-låsen. Realisert opp mot *TP40*, *TP38* og *TP35*

12 V, 240 W

Ved test av 12 V, 240 W-sikringskretsen frem til SR-låsen ble sannhetstabellen vist i tabell 9.4 funnet. Da testen inneholder både digitale og analoge signaler, er digitale verdier merket med 1/0, mens analoge signaler er merket med spenningsverdier.

9.2 Testing

Enable sikring 240 W	240 W measure [V]	Utgang SR-lås [V]
0	0	Uendret
1	0	4.42
0	>4.50	0.14
1	>4.50	4.42

Tabell 9.4: Sannhetstabell som er resultat av testing av sikringskretsen til 12 V, 240 W, frem til SR-låsen. Digitale verdier er merket med 1/0, mens analoge verdier er merket med spenningsverdier.

Testen viser at terskelverdier til sikringskretsen er på 4.5 V, slik som er ønsket. I tillegg viser tester at utgangen forblir uendret ved når begge inngangsspenningene er lave. Resten av sannhetstabellen stemmer overens med den ønskede karakteristikken til sikringskretsen, frem til utgangen av SR-låsen.

12 V 1300 W

Testing av 12 V, 1300 W-sikringskretsen frem til SR-låsen resulterte i sannhetstabellen vist i 9.5. Da testen inneholder både digitale og analoge signaler, er digitale verdier merket med 1/0, mens analoge signaler er merket med spenningsverdier.

Enable sikring 1300 W	1300 W measure TP27 [V]	Utgang SR-lås TP31 [V]
0	0	Uendret
1	0	4.4
0	>2.85	0.12
1	>2.85	4.42

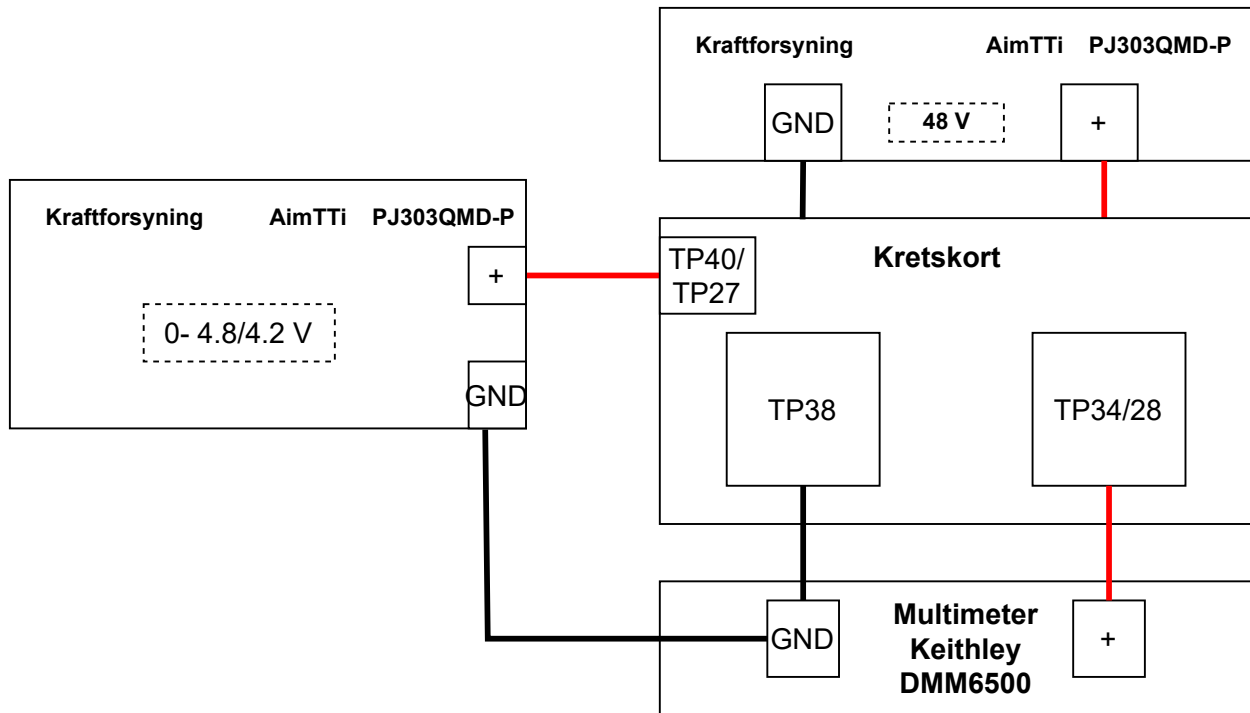
Tabell 9.5: Sannhetstabell som er resultat av testing av sikringskretsen til 12 V, 1300 W, frem til SR-låsen. Digitale verdier er merket med 1/0, mens analoge verdier er merket med spenningsverdier.

Terskelverdien til sikringskretsen ligger på 2.84 V, som er noe høyere enn den ønskede verdien. Dette tilsvarer en strøm på 112.64 A, som er 2.64 A mer enn den ønskede terskelen. Dette er et svært lite avvik, og det er derfor ikke valgt å gå tilbake for å trimme på nytt.

Konklusjonen av testen er at sikringskretsen frem til SR-låsen fungerer slik som ønsket.

Utgang av gate driver

Samme test som for SR-låsen er gjennomført etter at gate driverene er inkludert. Denne testen er gjort ved hjelp av oppsettet vist i figur 9.20.



Figur 9.20: Oppsettet brukt for å måle logikken på utgangen av gate driverene

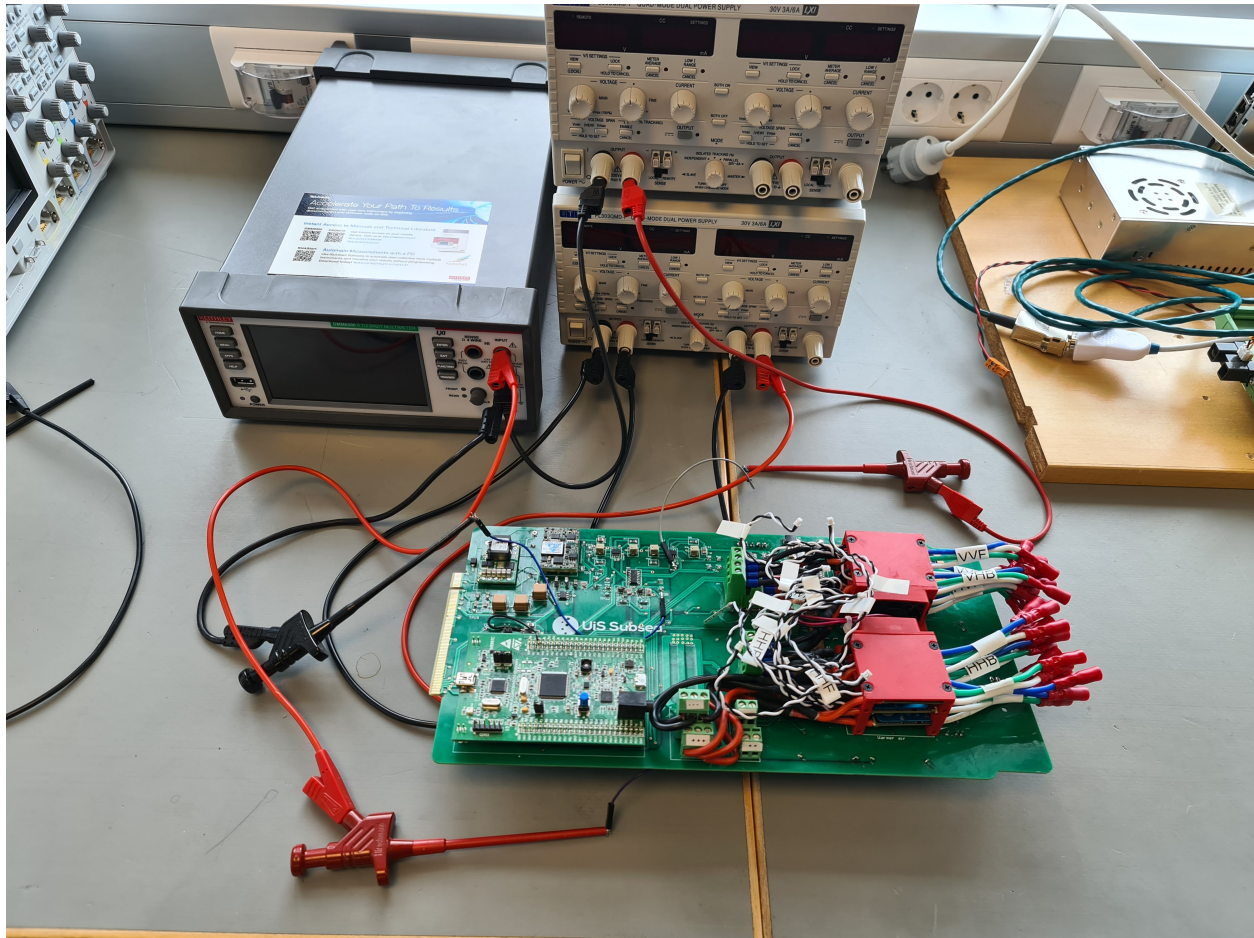
På samme måte som med testen etter SR-låsen, induseres det en spenning inn på $TP40/TP27$, som skal simulere spenningen fra sensoren. Denne vil varieres til utslag, deretter vil den økes videre for å verifisere at dette ikke gir uønsket oppførsel. Også her er mikrokontrolleren inkludert. Den vil brukes til å kontrollere både *enable sikring* og *enable gate driver*-signalene. For å måle utgangsspenningen på gate driverene brukes $TP35/TP31$.

Labutstyr som er brukt til oppsett av testoppsettet i figur 9.20 er listet opp under:

- **Kraftforsyning 1:** AimTTi PJ303QMD-P
 - Spenningsverdi: 48 V
 - Strømbegrensing: 1 A
- **Kraftforsyning 2:** AimTTi PJ303QMD-P
 - Spenningsverdi 1: 0.5-4.8 V
 - Spenningsverdi 2: 0.5-4.2 V
 - Strømbegrensing: 1 A
- **Multimeter:** Keithley DMM6500
- **Kabling:** Bananplugg, 10pcs Dupont wire kit 15 cm
- **Klyper:** Hirshmann klyper

9.2 Testing

Dette utstyret er også vist i figuren nedenfor:



Figur 9.21: Oppsettet brukt for å måle logikken på utgangen av gate driverene, realisert opp mot $TP40$, $TP38$ og $TP34$

Feilfunn

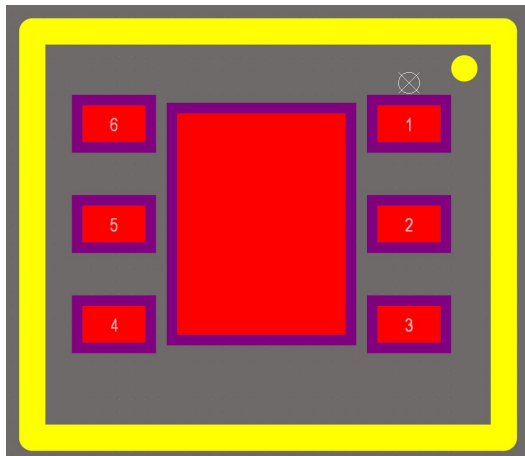
Under testen ble følgende feil funnet:

- Logisk høyt signal inn på gate driveren er på $0.67V_{DD}$ [55], som tilsvarer 3.35 V. Dette er høyere enn logisk høy spenningen fra mikrokontrolleren, som er på 3 V.
- Feil i fotavtrykket til gate driveren.

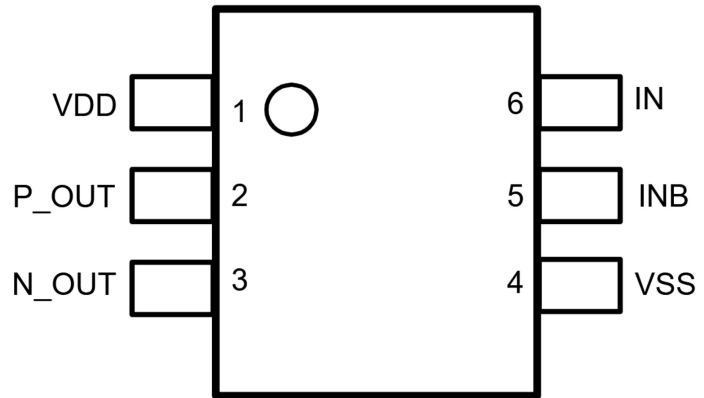
Den første feilen ble løst ved å bytte ut gate driveren, $LM5114A$, med en ny gate driver, $LM5114B$. Denne gate driveren har en logisk høy inngangsspenning på 2.4 V[55], som er lavere enn spenningen fra mikrokontrolleren.

9.2 Testing

Den andre feilen kom av at utlegget til komponenten sin fotavtrykk var feil. Fotavtrykket laget av gate driveren i *Altium* er vist i figur 9.22a. Ved å sammenligne det lagde fotavtrykket, med pinneoppsettet til gate driveren, vist i figur 9.22b, viser det at pinnene er speilet.

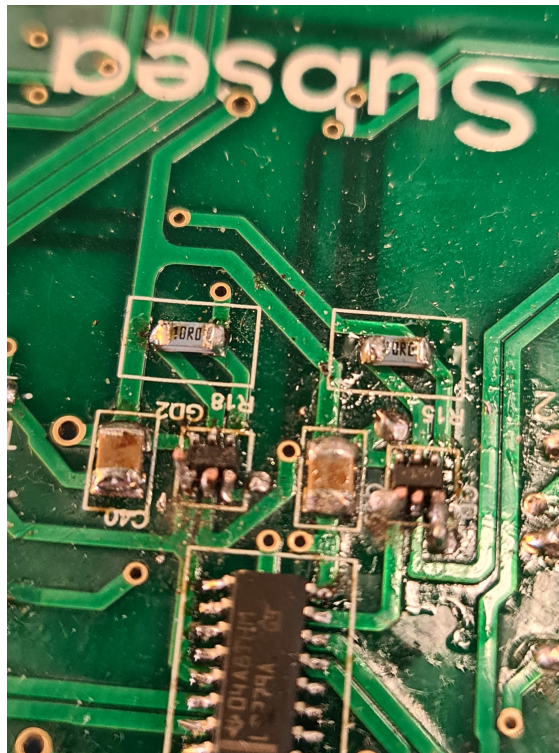


(a) Fotavtrykket laget i *Altium*



(b) Pinneoppsettet til gate driver[55]

Løsningen på dette problemet ble å lodde gate driveren på opp-ned, slik at pinneoppsettet ble riktig. Resultatet av loddingen er vist i figur 9.23. Etter at problemene var blitt løst, ble testen av sikringskretsen gjennomført som planlagt.



Figur 9.23: Lodderesultatet som følge av at gate driveren sitt fotavtrykk var speilet.

9.2 Testing

12 V, 240 W

Den logiske tabellen laget basert på testen til sikringskretsen er vist i figur 9.6.

EN sikring 240 W	240 W measure [V]	EN 240 W	Utgang GD TP34 [V]
0	0	0	Uendret
1	0	0	5
0	>4.50	0	0.007
1	>4.50	0	5
x	x	1	0.007

Tabell 9.6: Sannhetstabell som er resultat av testing av sikringskretsen til 12 V, 240 W, frem til SR-låsen. Spenningen inn på 240 W measure er satt på TP40. EN 240 W er signalet fra mikrokontrolleren som går inn på gate driveren i sikringskretsen til 12 V, 240 W regulatoren. Digitale verdier er merket med 1/0, mens analoge verdier er merket med spenningsverdier. EN står for enable, mens GD står for gate driver. x betyr at tilfellet gjelder for både høy og lav verdi.

Resultatet har ingen overordnede avvik fra resultatet på utgangen av SR-låsen. Samtidig viser testen at oppførselen med gate driveren inkludert er slik som ønsket. Ved å sende et høyt signal inn på gate driveren skrur regulatoren av, som dermed legger tilrette for at sikringskretsen også kan overstyres. Spenningen på utgangen er også økt fra 4.42 V til 5V, som viser litt av fordelene med å ta i bruk en gate driver. Samtidig er også spenningen ved lav tilstand på 0.007 V, som er mindre enn 0.14 V som var spenningen på utgangen av SR-låsen ved lav verdi.

12 V, 1300 W

Tabell 9.7 viser den logiske tabellen for 12 V, 1300 W-regulatoren, basert på testen som er gjennomført.

EN sikring 1300 W	1300 W measure [V]	EN 1300 W	Utgang GD TP28 [V]
0	0	0	Uendret
1	0	0	5
0	>2.80	0	0.003
1	>2.80	0	5
x	x	1	0.003

Tabell 9.7: Sannhetstabell som er resultat av testing av sikringskretsen til 12 V, 1300 W, frem til SR-låsen. Spenningen inn på 1300 W measure er satt på TP27. EN 1300 W er signalet fra mikrokontrolleren som går inn på gate driveren i sikringskretsen til 12 V, 1300 W regulatoren. Digitale verdier er merket med 1/0, mens analoge verdier er merket med spenningsverdier. EN står for enable, mens GD står for gate driver. x betyr at tilfellet gjelder ved både høy og lav verdi.

Kretsen oppfører seg slik som forventet, med samme logiske utgangsverdier ved lav verdi inn på gate driveren fra mikrokontrolleren. Samtidig er det med gate driveren inkludert, notert at det behøves en lavere spenning på 12 V, 1300 W measure inngangen før et utslag på utgangen skjer. Årsaken til

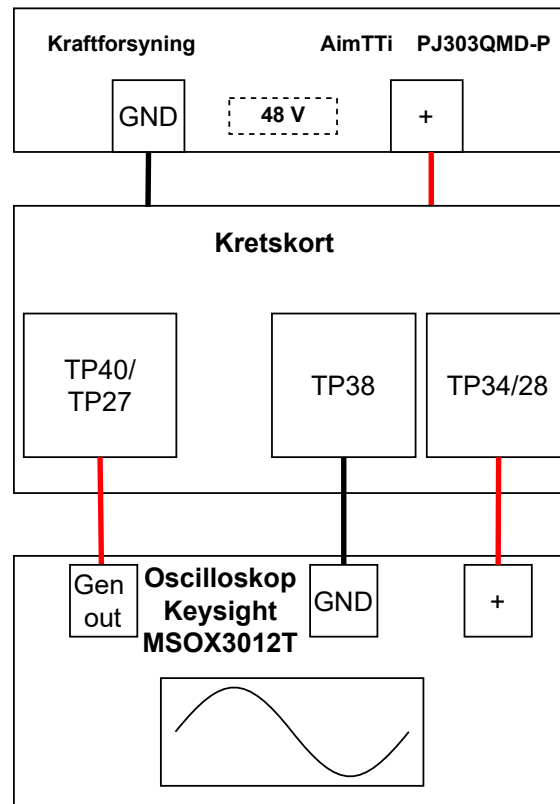
9.2 Testing

dette er ukjent, men er av liten betydning, da verdien er nærmere den ønskede spenningen på 2.783 V. I tillegg legger gate driveren tilrette for ønsket karakteristik, ved at sikringen kan overstyres dersom det gis en høy verdi inn på gate driveren. Spenningen er også i dette tilfellet høyere på utgangen av gate driveren, sammenlignet med utgangsspenningen på SR-låsen når høy verdi er ønsket. Det gir også lavere spenning på utgangen av gate driveren, sammenlignet med spenningen på SR-låsen ved lav verdi.

Basert på resultatene ovenfor er konklusjonen at sikringskretsene oppfører seg slik som er ønsket.

9.2.5 Tidsrespons i sikringen

For å teste tidresponsen i sikringen er oppsettet vist i figur 9.24 tatt i bruk. Den viktigste responstid til sikringen er tiden fra en høy måling tas, til sikringen utløser og utgangen på gate driveren ligger lavt. Derfor er det kun denne responsen som er en del av testen.



Figur 9.24: Oppsettet brukt for å teste responsen i sikringen.

Testen er gjort slik at den dekker to ulike typer respons som kan være i kretsen. Den første er tidresponsen ved en spenning som er rundt terskelspenningen på komparatoren, mens den andre er ved en inngangsspenning som er langt høyere enn terskelspenningen. For å gjennomføre dette, vil det bli induisert et sprangsignal fra oscilloskopet og inn på *TP40/27*. Skopet er satt opp slik at det

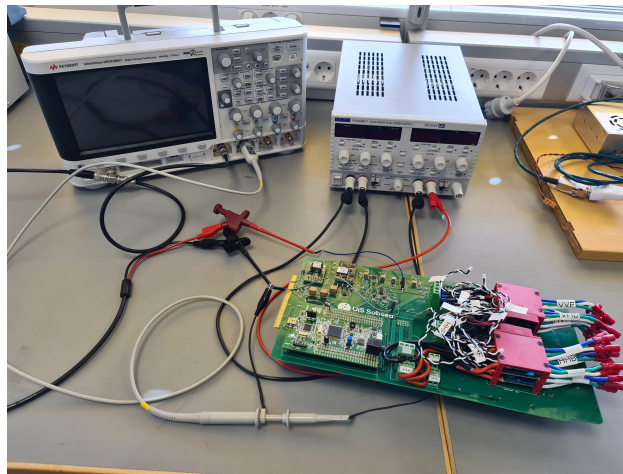
9.2 Testing

trIGGER ved lav flanke på utgangen av gate driveren som måles med $TP34/28$ ²². I tillegg til å måle på oscilloskopet, blir også stegsignalet fra oscilloskopet målt, slik at tiden fra inngangsspenningen på komparatoren blikker terskelspenningen, til en stabil lav spenning på utgangen av gate driveren er oppnådd, slik at det er sikkert at spenningen er lavere enn terskelspenningen på MOSFET-en, $V_{gs,th}$, som er på minimum 0.4 V[56].

Labutstyr som er brukt til oppsett av testoppsettet i figur 9.24 er listet opp under:

- **Kraftforsyning:** AimTTi PJ303QMD-P
 - Spenningsverdi: 48 V
 - Strømbegrensing: 1 A
- **Oscilloskop:** Keysight MSOX3012T
- **Kabling:** Bananplugger, 10pcs Dupont wire kit 15 cm, coax kabel med T-splitter
- **Klyper:** Hirshmann klyper, Keysight N2843A probe

Utstyret i listen ovenfor er vist i figuren nedenfor.



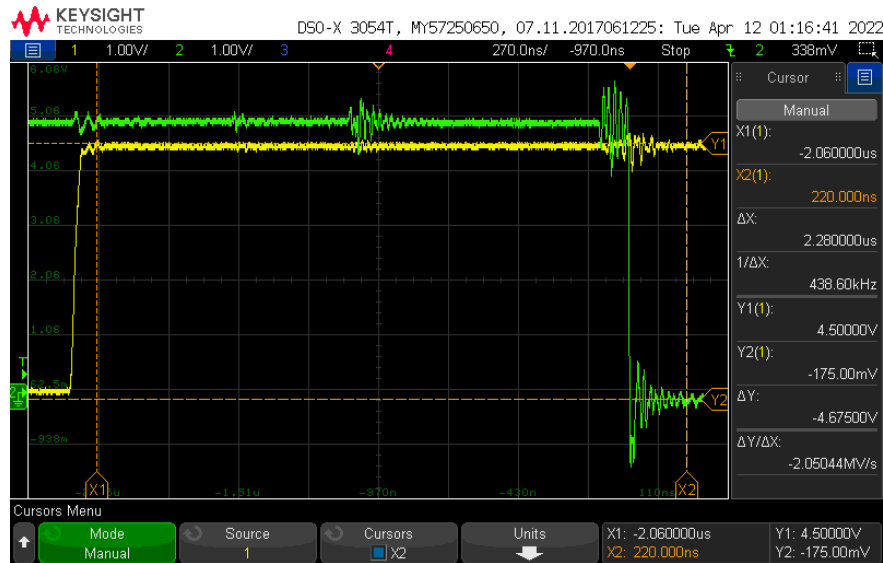
Figur 9.25: Oppsettet brukt for å teste responsen i sikringen. Realisert med oppsett mot $TP40$, $TP38$ og $TP34$

12 V, 240 W

Den første testen som er gjennomført er testen med spenningen nært terskelspenningen. For 12 V, 240 W-regulatoren er dette gjort ved å sette på et stegsignal som går opp til terskelspenningen funnet i tidligere tester, som er på 4.5 V. Resultatet av denne testen er vist i figur 9.26.

²² $TP34/28$: Gate driver 2/Gate driver 1 utgangssignal

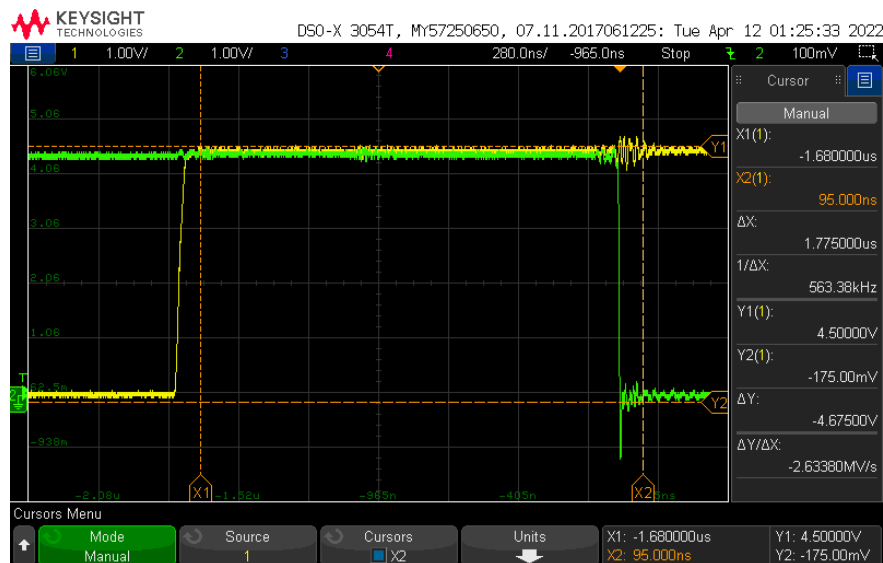
9.2 Testing



Figur 9.26: Resultatet av test av 12 V, 240 W-sikringskretsen med et sprang på 4.5 V på $TP40$. Den målte tidsresponsen er på $2.28 \mu\text{s}$

Dette viser at sikringen har en responstid som er på $2.28 \mu\text{s}$ fra spenningen på inngangen når 4.5 V, til spenningen på utgangen av gate driveren slutter å resonere. Dette er en mye lengre responstid enn den som ble evaluert til å være ved designet av sikringen, hvor det ble funnet en responstid på 88 ns, funnet i underkapittel 5.2.5.

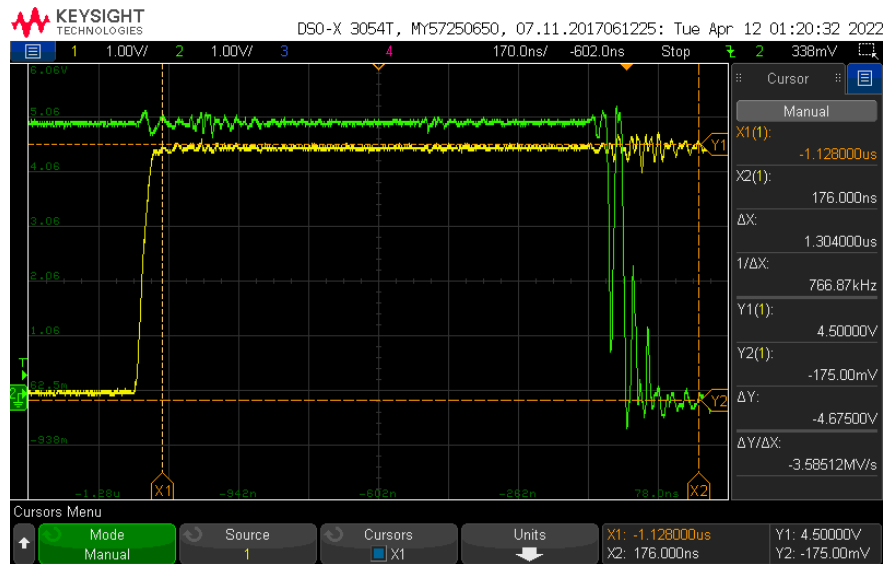
For å finne ut komponenten som forårsaker den lange tidsresponsen, er det målt tidresponsen lengre inn i kretsen. Ved å måle spenningen over SR-låsen får man resultatet vist i figur 9.27. Fra høy spenning og til resoneringer slutter er det målt at det er en responstid på $1.775 \mu\text{s}$. Dette er også signifikant høyere enn det som beregnet.



Figur 9.27: Måling av tidresponsen over SR-låsen, som gir responstid på $1.775 \mu\text{s}$.

9.2 Testing

Ved å måle over utgangen til komparatoren blir resultatet i figur 9.28.



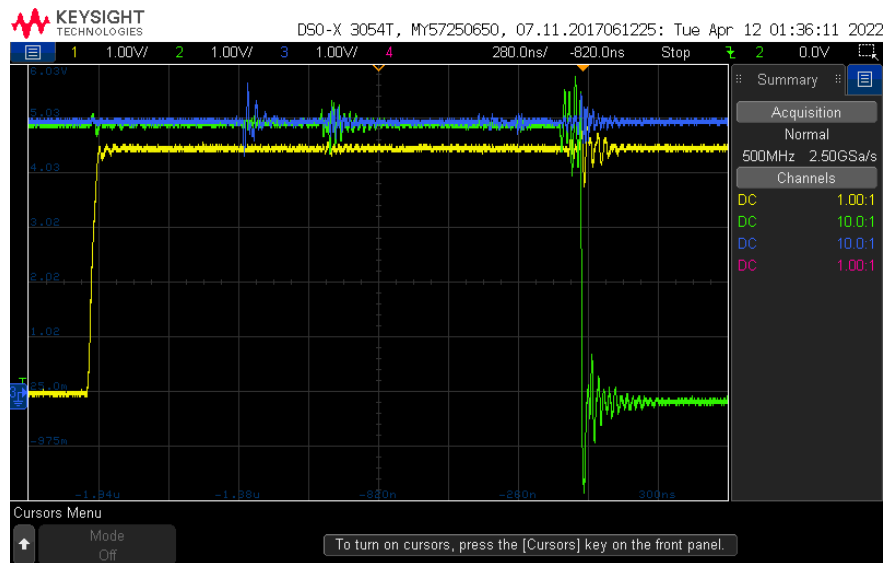
Figur 9.28: Spenningsmåling på inngangspulsen (gul), til gate driveren ligger lavt (grønn), som gir en responstid på $1.304 \mu\text{s}$.

Det kan her observeres at komparatoren er den komponenten som forårsaker den største tidsbegrensningen. Tidsresponsen over komparatoren er funnet til å være på $1.304 \mu\text{s}$. Det kan i tillegg observeres at komparatoren oscillerer når den skal falle. Dette kan være et resultat av at inngangsspenningen inn på komparatoren blir påvirket av svitsjingen, som gjør at den faller under den spenningen som behøves for at det skal bli en kontinuerlig lav utgangsspenning. Dette vil smitte over på responstiden til SR-låsen, som behøver at spenningen holdes under den logisk lave spenningen over en gitt tid. Dermed vil ikke SR-låsen reagere før komparatoren har stabilisert seg.

Dette kunne vært unngått ved å ha en lavere hysteres motstand på komparatoren, som videre ville vært med på øke hysteresen, og man ville dermed unngått den prellingen som kan observeres. I tillegg kan den lange tidsresponsen knyttes direkte til *overdrive*-spenningen. Siden differansen mellom inngangsspenningen og terskelspenningen er liten, vil tidsresponsen bli lang, slik som er vist i underkapittel 5.2.5, figur 5.12.

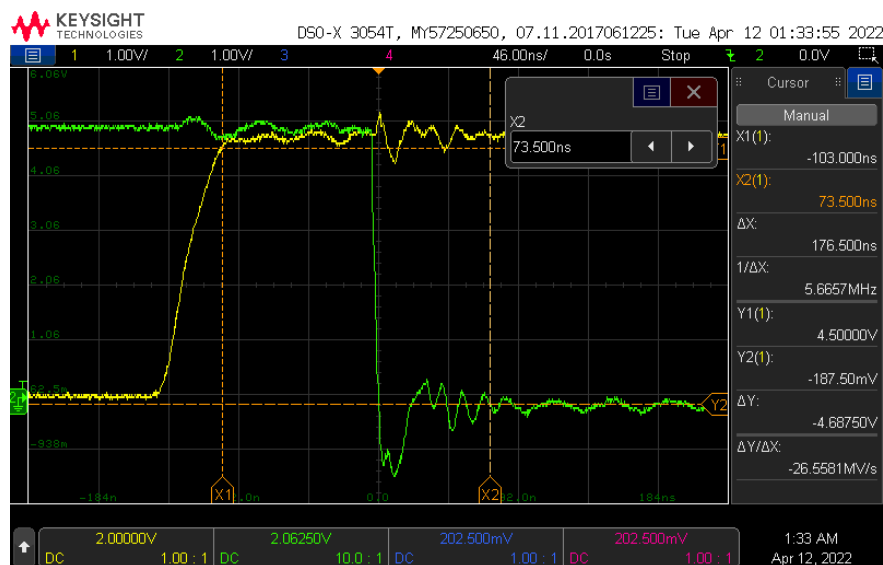
Da det er større oscilleringer på enkelte av komponentene, er det valgt å se utslaget på utgangen av 5 V-regulatoren. Ved å måle på utgangen av regulatoren, får man resultatet vist i figur 9.29, blå funksjon. Oscillasjonene som endring i sikringskretsen ser ut til fordele seg i flere mindre pulser. Den største pulsen gir et spenning utslag på 600 mV_{p-p} . Dette er en svært kort puls, som ikke overgår den maksimale spenningen til kamera regulatoren, som er på 6 V, så det den vil mest sannsynlig ikke skape problemer. Den lengre oscillasjonene som kommer som følge av at gate driveren skrur seg av, som er den grønne grafen. Her observeres det lengre oscilleringer som har en spenning på 400 mV_{p-p} . Denne vil antageligvis heller ikke skape store problemer lengre inn i kretsen, da den ikke overgår den anbefalte inngangsspenningen på 5.4 V, som er regulatoren til kameraene.

9.2 Testing



Figur 9.29: Respons ved utslag på sikringen. Testen viser at spenning på utgangen av omformen (blå), stegsignal på målingen (gul), som resulterer i mindre oscillering.

For å se videre på hva som medfører den trege responsen til sikringen, så er testen også gjort med et stegsignal med en høyere spenning enn terskelverdien. Spenningen på sprangsignalet er satt opp til å være 4.8 V, som er den maksimale spenningen fra sensoren. Dette gir resultatet vist i figur 9.30, som viser en responstid på 176.5 ns. Dette er en responstid som er mye nærmere den som ble anslått under designet av sikringskretsen, under kapittel 5.2.5.

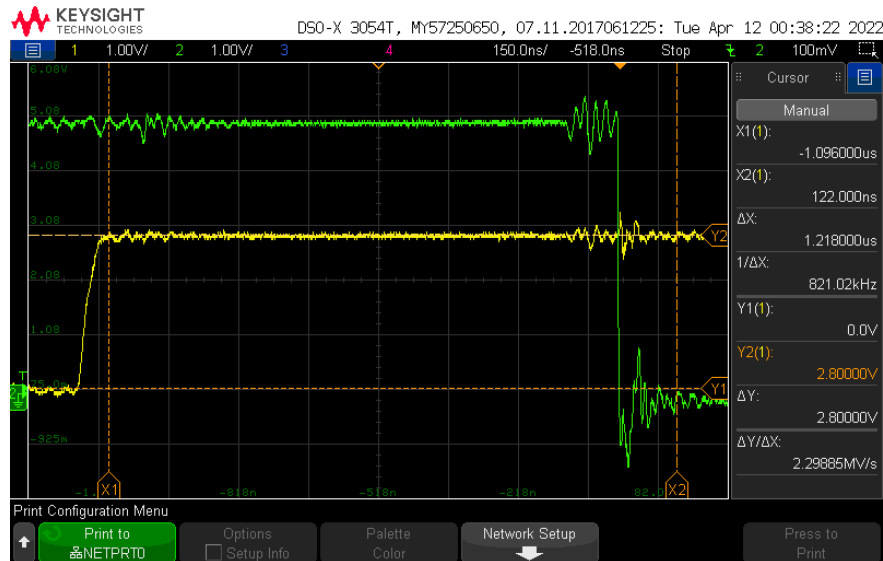


Figur 9.30: Sikringsrespons med en stegsignal med maksimalspenning på 4.8 V. Dette resulterer i en responstid på 176.5 ns.

9.2 Testing

12 V, 1300 W

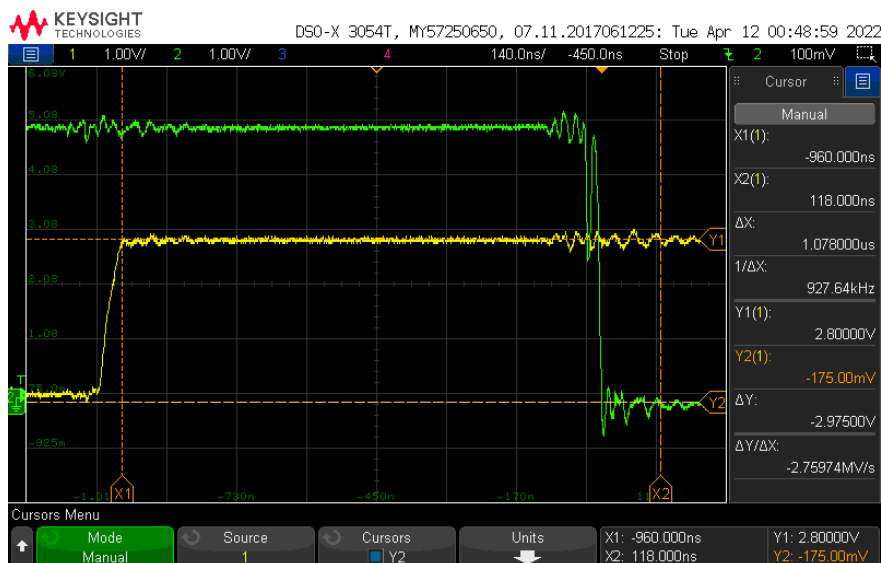
Ved å gjennomføre samme test for 12 V, 1300 W-regulatoren med et stegsignal på 2.8 V får man resultatet vist i figur 9.31. Dette gir en responstid på 1.218 μs . Dette er igjen langt høyere responstid enn det som var forventet fra sikringen. Responseren viser at det er mindre oscillering sammenlignet med for 12 V, 240 W-sikringen.



Figur 9.31: Responseren til 12 V, 1300 W sikringen med stegsignal på 2.8 V. Dette gir en responstid på 1.218 μs .

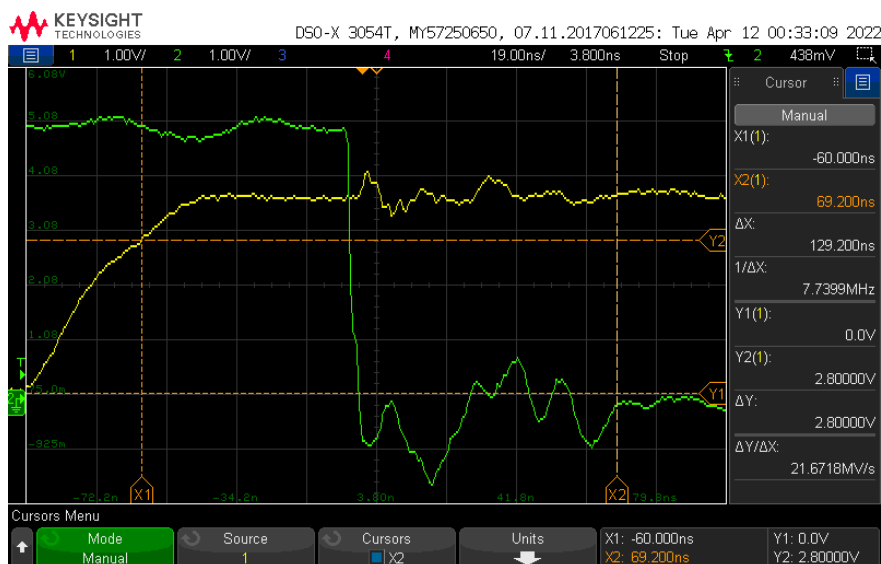
For å se om responstiden igjen skyldes prell og *overdrive*-spenningen i komparatoren er det også målt responseren på komparatoren. Dette gir resultat vist i figur 9.32. Testen viser at største andel av tidresponseren skyldes kommer fra komparatoren, som har en responstid på 1.078 μs . Dette skyldes da hovedsaklig *overdrive*-spenningen, forklart i underkapittel A.4. Samtidig kan det også observeres litt prelling på utgagen, ved punktet hvor utgangsspenningen på komparatoren (grønn) går lavt. Samtidig er det betraktelig mindre prelling sammenlignet med for 12 V, 240 W sikringen med lav spenning, vist i figur 9.28. Responstiden er også raskere, så det kan dermed knyttes en sammenheng mellom mengden prellingen, som følge av for liten hysteresis, og en lengere responstid. Responstiden kunne altså blitt redusert ved å øke hysteresen, som også ville redusert støybidraget som sikringen hadde hatt, da den vil oscillere mindre.

9.2 Testing



Figur 9.32: Komparatoren sin responstid ved et stegsignal på 2.8 V. Dette gir en responstid på 1.078 μ s.

Videre er også en test med høyere terskelspenning blitt gjort. Her er sprangresponseren satt til å være 3.6 V, som er godt over terskelspenningen. Dette gir en responstid på 129.2 ns. Sammenlignet med den beregnede forsinkelsen på 88 ns, som er anslått i underkapittel 5.2.5, er dette litt høyere enn ønsket. Samtidig kan man observere at ved å velge en MOSFET med minste spenningsterskel på rundt 2 V, kunne målingene gjort tidligere. Dette gir redusert responstiden videre, ned mot den ønskede verdien, da oscilleringen utgjør en stor del av responstiden.

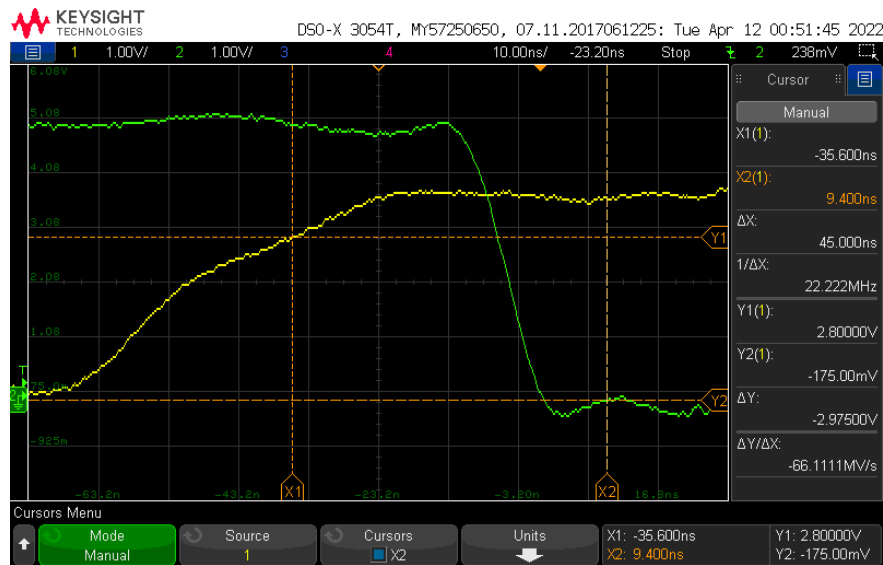


Figur 9.33: 12 V, 1300 W-sikringskretsen sin respons når et sprangsignal på 3.6 V blir satt på. Dette gir en responstid på 129.2 ns.

For å bekrefte teorien om at det er *overdrive*-spenningen som er hovedbegrensningen for responstiden, er det også målt over komparatoren til inngangssignalet. Dette er også gjort med et sprangsignal

9.2 Testing

på 3.6 V, som gir resultatet i figur 9.34. Det kan her observeres at responstiden er blitt drastisk redusert ned til 45 ns. Sammenlignet med responstiden som er oppgitt i databladet, t_{PHL} , på typisk 34 ns[61], stemmer dette godt. I tillegg er også ingen prelling og mengden oscillering ved lav spenning på signalet blitt redusert, sammenlignet med resultatet med et sprangsignal rundt terskelspenningen, vist i figur 9.32.



Figur 9.34: Responsen til komparatoren ved å sette på et stegsignal på 3.6 V. Dette gir en responstid på 45 ns.

Konklusjonen ved testene er at sikringskretsen har en god karakterestikk med lav responstid. Samtidig er det også flere forbedringer som kunne blitt gjort basert på testen. Blant annet innebærer dette å redusere hysteres motstanden, slik at man kunne kvittet seg med prellingen som skjer når spenningen fra strømsensoren er nær terskelverdien. Dette ville bidratt med redusert støy som følge av endring av tilstand, da oscilleringen ville blitt redusert. Selv om hysteresen ville bli økt ville ikke dette medført et problem for sikringen, da referansen ved lav utgang kunne bli satt til samme verdi, mens referansen ved lav verdi ville bli redusert. I tillegg kunne det også vært hensiktsmessig å ta i bruk en MOSFET med høyere terskelspenning, da dette ville gjort at den ville skrudd seg av ved endringen i sikringskretsen, og ikke blitt påvirket av kortere resonerende spenningstopper.

Samtidig kunne sikringen også blitt realisert digitalt. Derfor er det tatt utgangspunkt i to mulige digitale løsninger for å kunne sammenligne fordelene med den analoge sikringen, sammenlignet med digitale sikringer. Disse to er som følger:

1. Sensormåling → Inn på en ADC → Sjekk om verdien fra ADC-en er større enn en terskelverdi og sette en styrepinne på MCU-en lavt dersom den er det → Gate driver
2. Sensormåling → komparator med terskel på som tilsvarer maksimalstrøm → Avbrudd på en inngang på en GPIO pinne → Sette en styrepinne på MCU-en pinne lavt → Gate driver

Ved å ta utgangspunkt i at de to digitale og den analoge sikringen designet bruker samme sensor for å måle strømmen, ville målingstiden til de tre løsningene bli den samme. For løsningen blir målingen

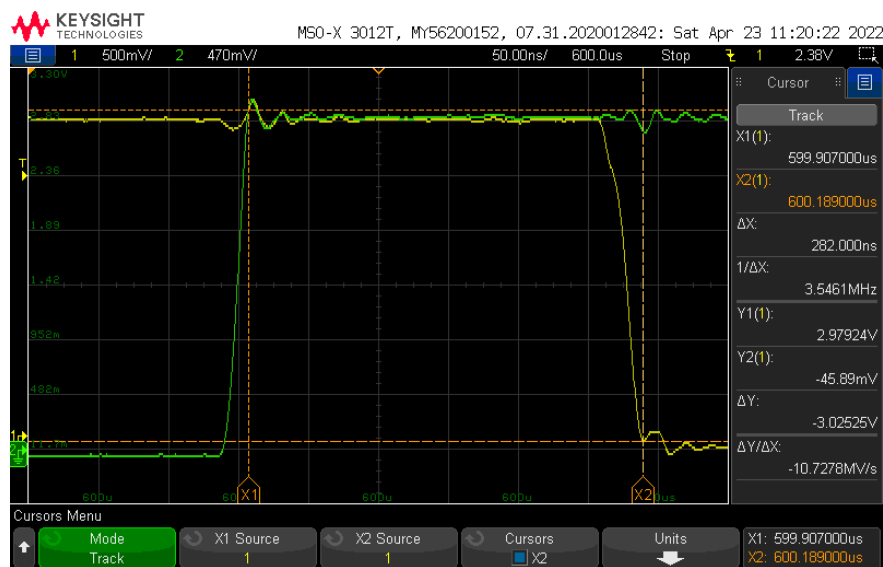
9.2 Testing

gjort om til en digital verdi ved hjelp av ADC-en. Med utgangspunkt i mikrokontrolleren ville dette tatt minimalt $0.5 \mu\text{s}$ [67](side 134). Deretter ville verdien bli sammenlignet med en annen verdi, og en pinne ville bli satt. For å finne ut hvor langt tid dette ville tatt er kode 9.1 brukt, hvor variabelen skal simulere ADC verdien og er deklarerert som `uint16_t ADC_verdi = 0x01;`.

Kode 9.1: Testkode for å sjekke tiden koden til den første alternative digitale sikringen tar

```
118 HAL_GPIO_WritePin(GPIOE, GPIO_PIN_4, GPIO_PIN_SET);
119 if (ADC_verdi > 0)
120 {
121     HAL_GPIO_WritePin(GPIOE, GPIO_PIN_2, GPIO_PIN_RESET);
122 }
123 HAL_GPIO_WritePin(GPIOE, GPIO_PIN_4, GPIO_PIN_RESET);
124 HAL_GPIO_WritePin(GPIOE, GPIO_PIN_2, GPIO_PIN_SET);
```

Ved å måle fra GPIOE pinne ²³ er høy, til GPIO pinne ²⁴ er lav, får man resultatet vist i figur 9.35. Det tar altså 282 ns for koden å kjøre gjennom. Videre vil samme gate driverer som i den analoge sikringen blitt brukt, som har en forsinkelse på 39 ns[55].



Figur 9.35: Tiden fra kodelinje 119 starter, til kodelinje 121 er ferdig, som tar 282 ns. Grønn graf er pinne 4, mens gul er for pinne 2.

Totalt ville den første alternative sikringen sin responstid bli på summen av forsinkelsen i ADC-målingen, kjøringen av koden, og gate driveren. Dette tilsammen utgjøre en responstid på 821 ns, som er mindre enn tiden den analoge sikringen bruker ved spenninger nært terskelverdien. Samtidig for at ADC-en skulle kunnet lese av gode verdier, burde en lignende krets som beskrevet i underkapittel 5.3.3 blitt brukt. Dette ville ført til mer forsinkelse i kretsen. Ved siden av dette ville målingen på ADC-en måtte gjøres svært ofte, for at annen kode ikke skulle forsinke den enda mer. Dette ville betydd at den andre koden som er nødvendig for å realisere kretskortet ville tatt lengre

²³EN 1300 W

²⁴Enable sikring 1300W

9.2 Testing

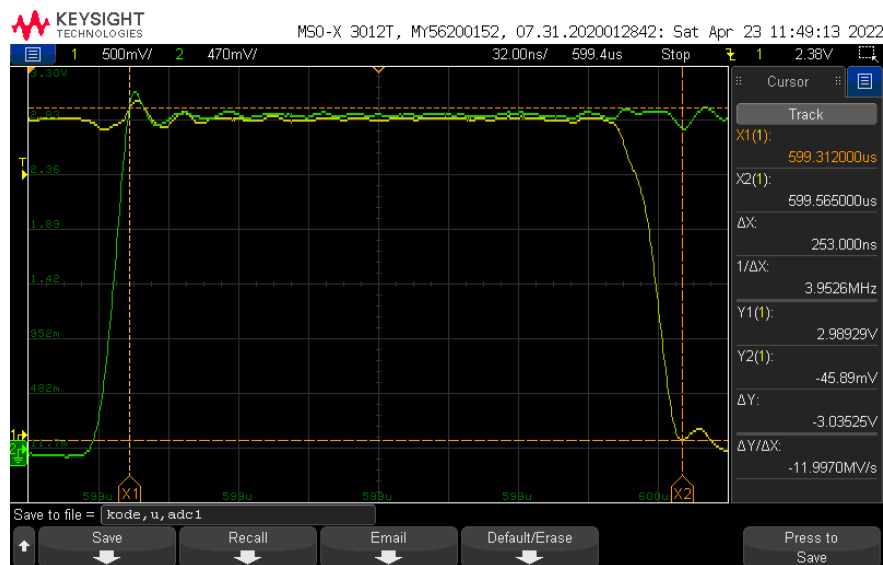
tid. Denne løsningen ville også medført at sikrene måtte testes etter hverandre, imotsetning til den analoge sikring, hvor utslag kan skje parallelt. På bakgrunn av dette er det evaluert at den analoge sikringen er bedre enn den første digitale realisasjonen som er presentert.

For løsning to ville forsinkelsen i komparatoren være slik som i den analoge sikringen. Videre ville avbruddet som skulle kjøres ved høy verdi fra komparatoren inn på en GPIO pinne ta rundt 12 klokkesyklus[115]. Dette tilsvarer 71.4 ns, med en klokkefrekvens på 168 MHz på MCU-en. I avbruddet hadde det kun behøves å sette en pinne lavt. Tiden dette tar kan testes ved hjelp av følgende kode:

Kode 9.2: Testkode for å sjekke tiden koden til den første alternative digitale sikringen tar

```
118 HAL_GPIO_WritePin(GPIOE, GPIO_PIN_4, GPIO_PIN_SET);
119 HAL_GPIO_WritePin(GPIOE, GPIO_PIN_2, GPIO_PIN_RESET);
120 HAL_GPIO_WritePin(GPIOE, GPIO_PIN_4, GPIO_PIN_RESET);
121 HAL_GPIO_WritePin(GPIOE, GPIO_PIN_2, GPIO_PIN_SET);
```

Tiden denne koden tar kan da finnes ved å måle fra GPIOE pinne 4 er høy, til GPIO pinne 2 er lav. Dette gir en forsinkelse på 253 ns, slik som er vist i figur 9.36. Deretter er det tatt i bruk en gate driver, som slik som for det andre alternativet har en forsinkelse på 39 ns[55].



Figur 9.36: Responsen fra kodelinje 118 er ferdig til kodelinje 119 er ferdig, som gir en forsinkelse på 253 ns. Grønn graf er pinne 4, mens gul er for pinne 2.

Totalt vil responsen variere mye, avhengig av *overdrive*-spenningen i komparatoren som aktiverer avbruddet. Sette bort i fra den, da den også er i den analoge sikringen, vil responsen bli på 363.4 ns. Dette er forstøtt lengre enn for den analoge sikringen, men bedre enn alternativ en av de digitale sikringene. Den vil også være mer besparende med hensyn på hvor ofte den kjøres, da den vil initiere et avbrudd ved gjennomkjøring. Samtidig er det observert at spenningen på komparatoren kan ha mye oscillerende, så det burde blitt lagt til et filter, og en buffer, for å beskytte mikrokontrolleren fra støyet. Fordelen med denne sikringen sammenlignet med den analoge sikring, er at den reduserer

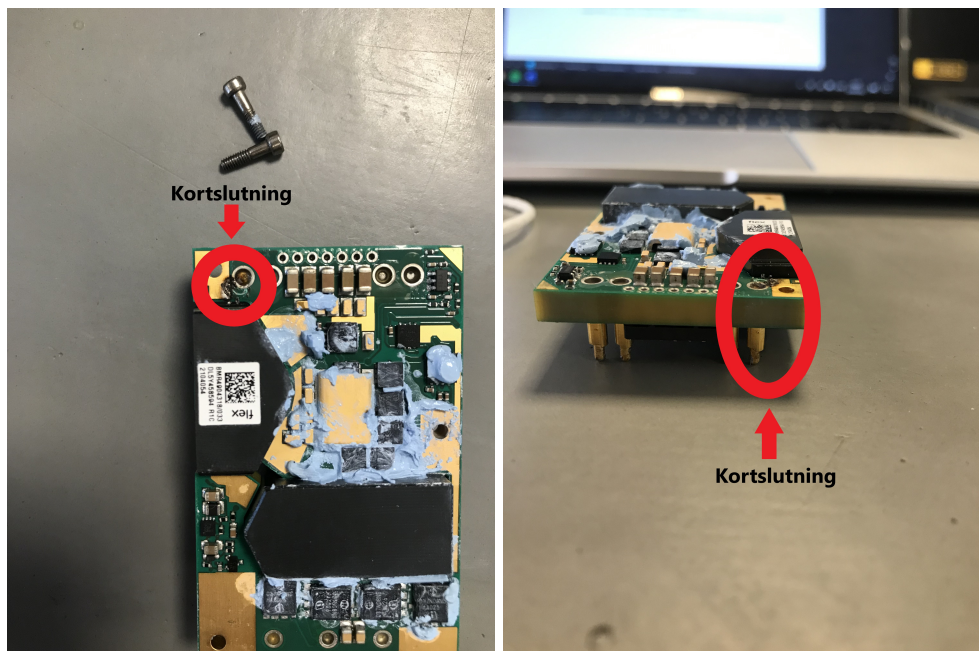
9.2 Testing

mengden komponenter som brukes, da SR-låsen ikke er inkludert, samtidig som den til en hver tid vet hvilken tilstand sikringen er i. Samtidig er dette ikke så nødvendig å vite til en hver tid, da det kun skal sendes data til styrestasjonen hvert 50 ms. Denne sikringen kan dog, på lik linje med det andre alternative, skru av begge sikringene i kretsen samtidig. Basert på det faktumet at den analoge sikringene både har en raskere respons, samt at mikrokontrolleren blir uavhengig av endringen til sikringen, er det derfor evaluert at den analoge sikringen er det beste alternative å bruke.

Sikringens tilstand kunne også blitt målt på mikrokontrolleren ved å måle på utgangen av SR-låsen. Dersom dette skulle gjøres, måtte en spenningsdeler blitt satt opp, samt et filter, og noen buffere, for å redusere spenningen og støyet som mikrokontrolleren vil oppleve som følge av endring i tilstanden i sikringen, slik som er blitt observert i testene ovenfor. Deretter kunne denne spenningen gått inn på en digital inngangs-GPIO-pinne, som leses av når data skal sendes til styrestasjonen.

9.2.6 Kortslutning av 12, 1300 W-regulatoren

Ved montering av kjøleribber på regulatoren, viste det seg at 12 V, 1300 W-regulatoren ble kortsluttet. Det ble derfor loddet på en ny regulator og 166 A sensor, for å forsikre om at komponentene som ble tatt i bruk ved fullskala testing av ROV-en ikke var skadet, som kunne medført uønsket karakteristik. Før den nye regulatoren ble utstyrt med kjøleribbe måtte årsaken til kortslutningen lokaliseres. Dette ble gjort ved å demontere kjøleribbefestet på toppen av den 1300 W regulatoren som kortsluttet. Ved demontering kunne man se et svart merke mellom 12 V utgangspinnen og en jordplate.



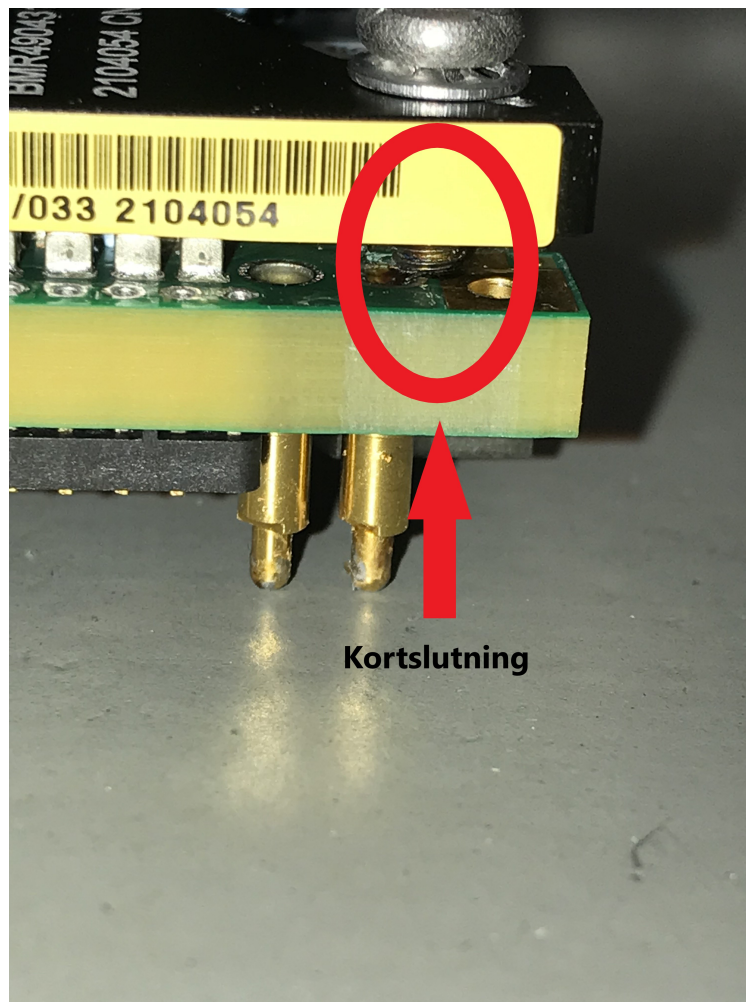
(a) Bilde av regulatoren ovenfra, hvor området der kortslutningen skjedde er merket med rød sirkel

(b) Bilde av regulatoren fra siden, hvor området der kortslutningen skjedde er merket med rød sirkel

Ved å sette inn skruene som skal feste kjøleribben til regulatoren, kan det observeres det som er vist

9.2 Testing

i figur 9.38.

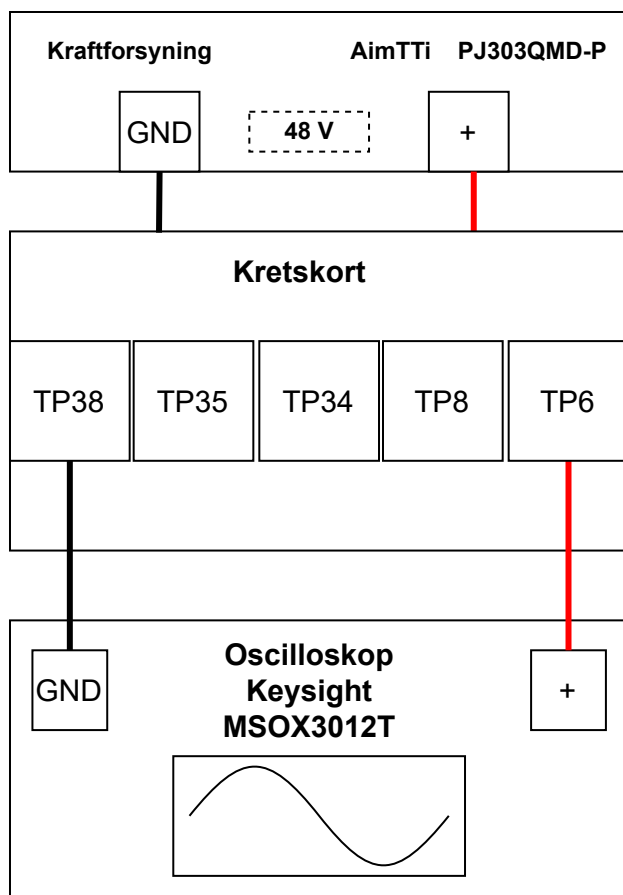


Figur 9.38: Bilde av regulatoren som kortsluttet, når skruene til kjøleribben er skrudd inn.

Det viser seg da at en av skruene er så lange at de kortslutter en jordplate til høyre for kortslutningen, og 12 V-pinnen til venstre for kortslutningen. Ved montere kjøleribben slik som den festet tidligere, kunne dette også bekreftes med en konituitetstest. På bakgrunn av dette ble kjøleribben til den nye regulatoren montert uten denne skruen. Dette er ikke problematisk, da det er tre andre festepunkter, så kjøleribben vil fortsatt være godt montert.

9.2.7 Ulyd fra 240 W-regulator

For å finne årsaken til at 240 W-regulatoren lagde en lys pipelyd ved oppstart, er flere av komponentene blitt undersøkt. Dette er gjort ved hjelp av oppsettet illustrert i figur 9.39.



Figur 9.39: Oppsettet brukt for å finne årsaken til at 240 W-regulatoren lagde en pipelyd. *TP6* er 12 V, 240 W-regulatoren sin utgangspinne, *TP8* er testpunktet på ON/OFF pinnen til regulatoren, *TP34* er på utgangen av gate driveren, mens *TP35* er utgangen av SR-låsen.

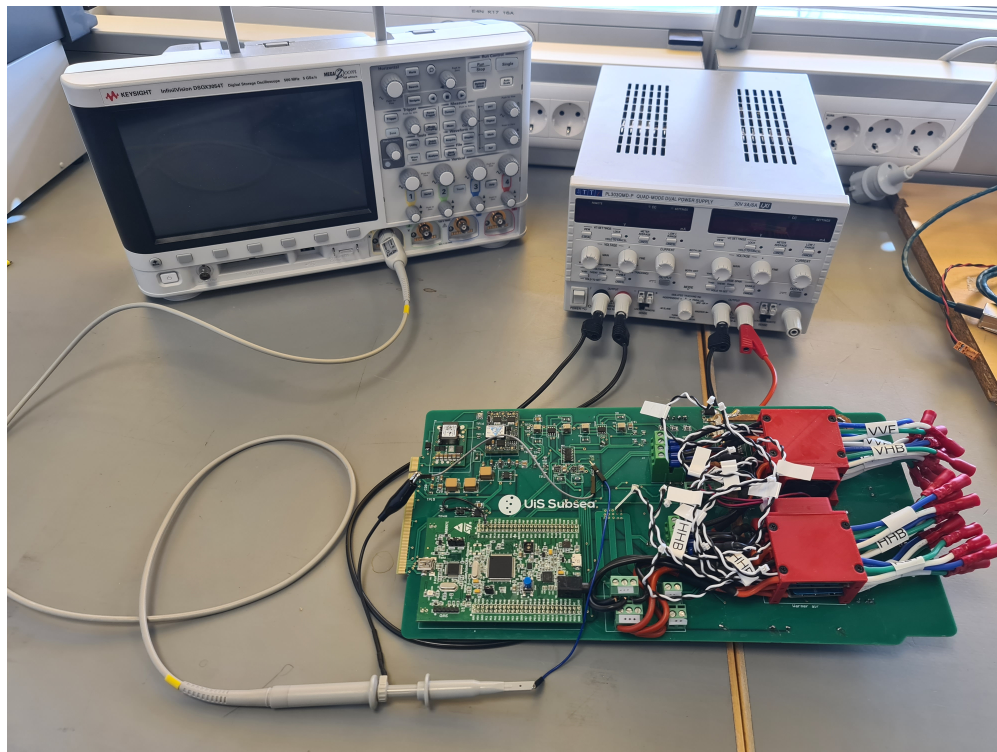
Hovedteorien ved inngangen på testen var at det var sikringskretsen som medførte at regulatoren oppførte seg på en annen måte enn det den skulle. Det ble dermed først målt på utgangen av regulatoren, *TP6*. Deretter ville det testes videre inn i sikringskretsen, for å se på transientene i sikringen.

Labutstyr som er brukt til oppsett av tesoppsettet i figur 9.39 er listet opp under:

- **Kraftforsyning:** AimTTi PJ303QMD-P
 - Spenningsverdi: 48 V
 - Strømbegrensing: 1 A
- **Oscilloskop:** Keysight MSOX3012T
- **Kabling:** Bananplugg, 10pcs Dupont wire kit 15 cm
- **Klyper:** Hirshmann klyper, Keysight N2843A probe

9.2 Testing

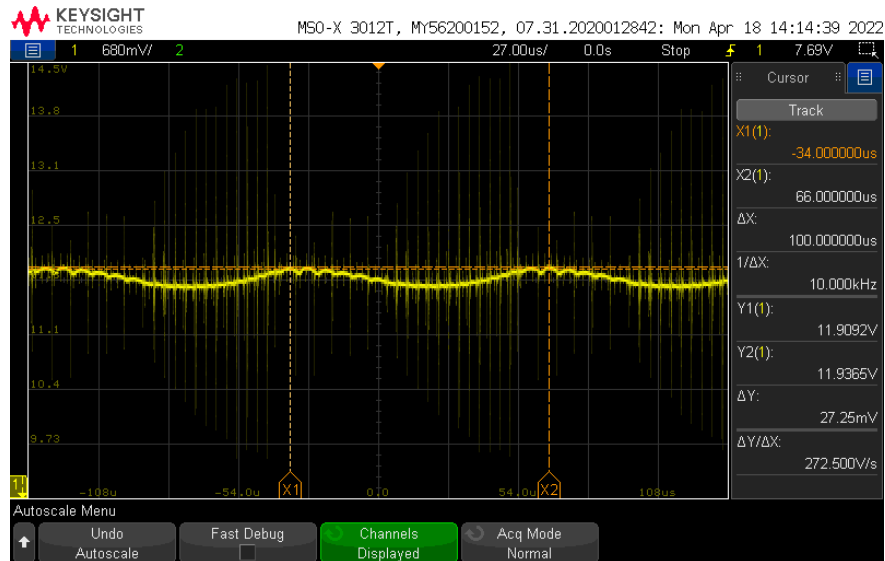
Utstyret listet ovenfor er vist i figuren nedenfor.



Figur 9.40: Oppsettet brukt for å finne årsaken til at 240 W-regulatoren lagde en pipelyd. *TP6* er 12 V, 240 W-regulatoren sin utgangspinne, *TP8* er testpunktet på ON/OFF pinnen til regulatoren, *TP34* er på utgangen av gate driveren, mens *TP35* er utgangen av SR-låsen. Her realisert opp mot *TP38* og *TP35*

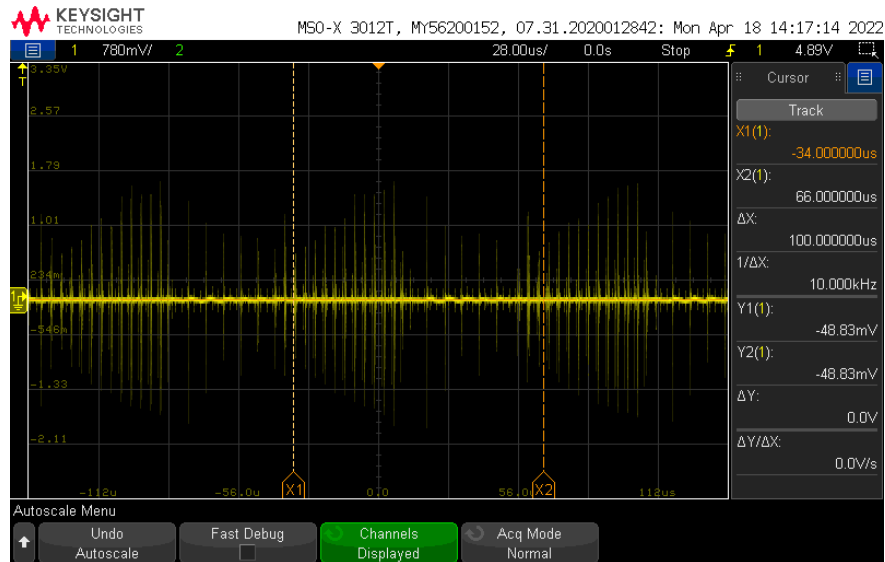
Ved å først måle spenningen over regulatoren fikk man resultatet vist i figur 9.41. Det kunne her observeres et periodisk støysignal på 10 kHz. Sannsynligvis var det dette støybidraget som forårsaket pipelyden, da den lyden var lys, noe som stemmer overens med frekvensen.

9.2 Testing



Figur 9.41: Måling på utgangen av 12 V, 240W-regulatoren ved pipelyd.

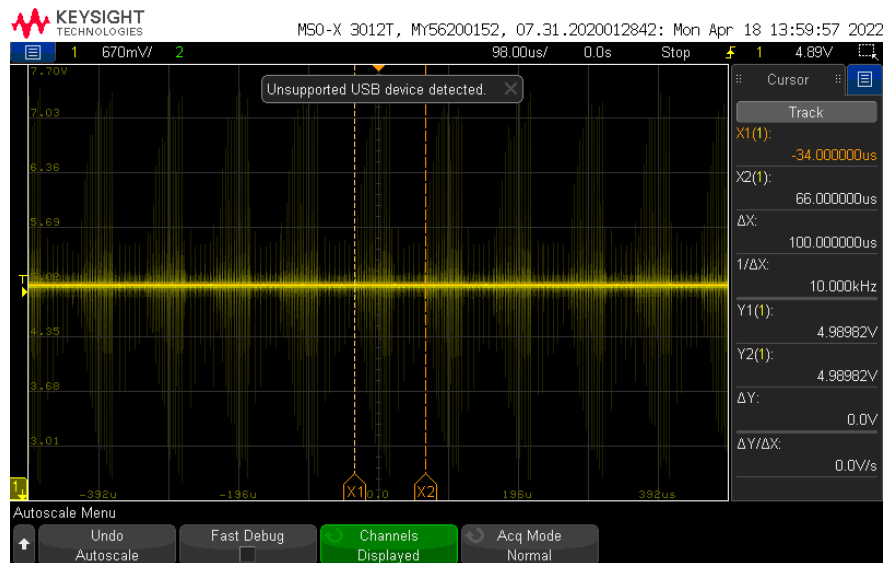
Videre ble det målt om samme karakteristikke kunne bli funnet i regulatoren. Dette ble gjort ved å måle fra *TP8*, som er på ON/OFF-pinnen til regulatoren. Ved denne målingene kunne lignende oppførsel bli observert, vist i figur 9.42. Det kan her observeres samme typen transienter som på utgangen til regulatoren.



Figur 9.42: Resultat av måling på *TP8*, som viser samme høyfrekvente transienter som på utgangen 12 V, 240 W-regulatoren.

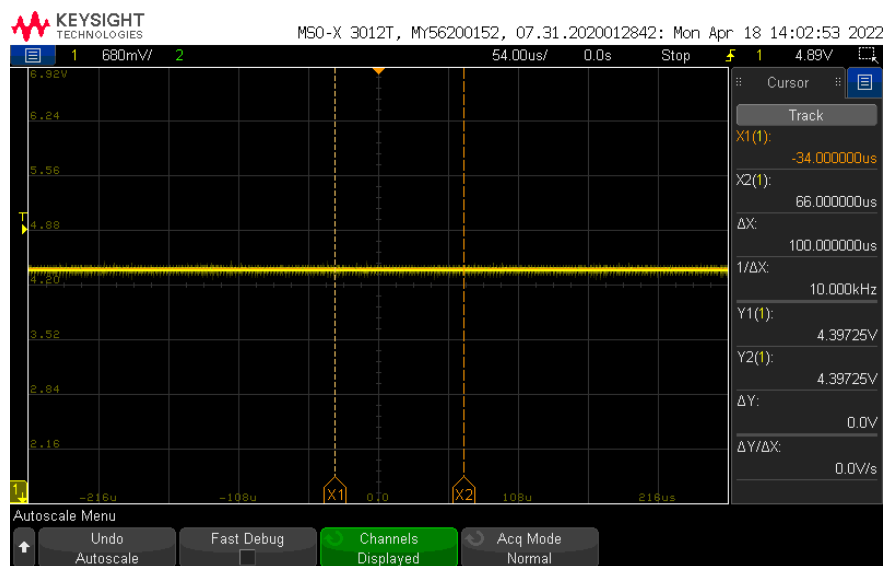
Målinger ble gjort videre inn i sikringskretsen, som er på utgangen av gate driveren, altså *TP34*. Dette ga resultatet vist i figur 9.43. Også på utgangen av gate driveren ble det målt store transienter.

9.2 Testing



Figur 9.43: Resultat av måling på $TP34$, som også viser samme høyfrekvente transienter som på utgangen 12 V, 240 W-regulatoren.

Neste punkt inn i kretsen utgangen til SR-låsen. For å måle på denne er $TP35$ brukt. Ved måling på denne utgangen ble ikke samme karakteristikk funnet, slik som vist i figur 9.44. Utgangen av SR-låsen ga normal karakteristikk, med minimalt med transienter.

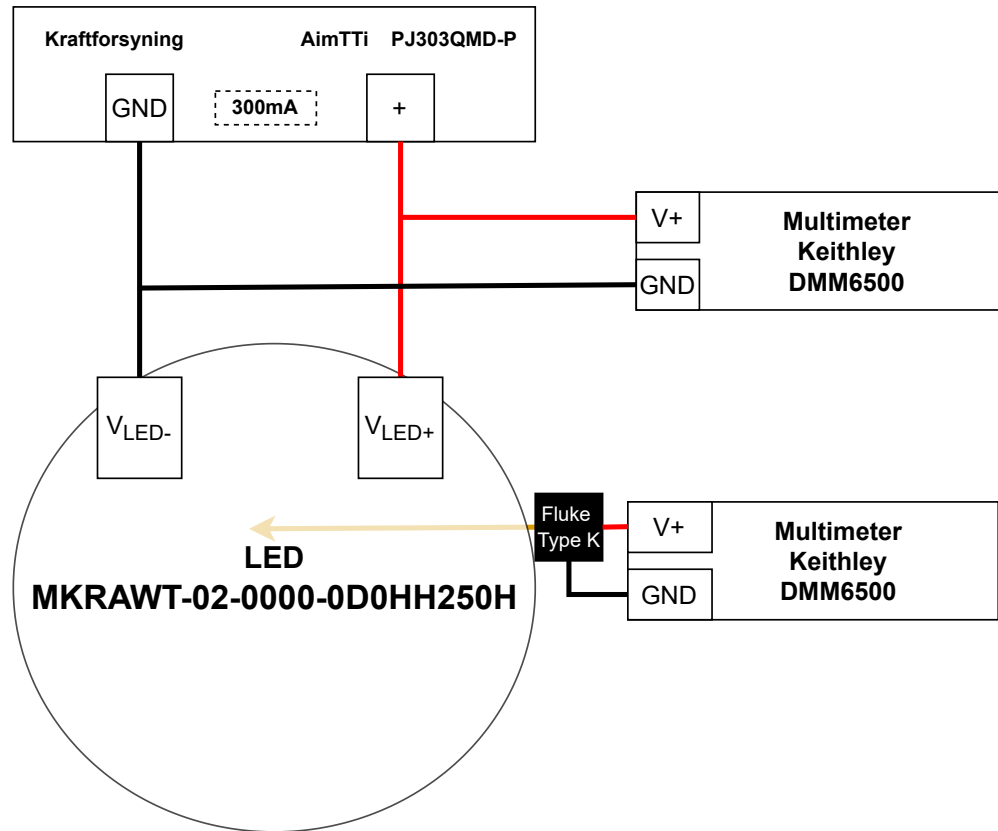


Figur 9.44: Måling på utgangen av SR-låsen, altså $TP35$, hvor det ikke ble funnet samme transienter som på utgangen av regulatoren.

Initiell konklusjon av testen var at det var gate driveren som var ødelagt, og at denne skapte transientene i kretsen. Etter videre feilsøking vist det seg at problemet med 12 V, 240 W-regulatoren var at utgangspinnen som skulle jordes, altså V_0- , hadde dårlig forbindelse. Etter at denne pinnen ble loddet bedre på, var lyden og transientene borte.

9.2.8 LED karakteristikk ved økende temperatur

For å bedre illustrere årsaken til at det er valgt å bruke en strømkontrollert LED-driver, er det gjennomført en test hvor spenningen og temperaturen på en LED måles over tid. Dette er gjort ved hjelp av oppsettet vist i figur 9.45.



Figur 9.45: Oppsettet brukt for å teste endring i fremoverspenning til en LED ved økt temperatur.

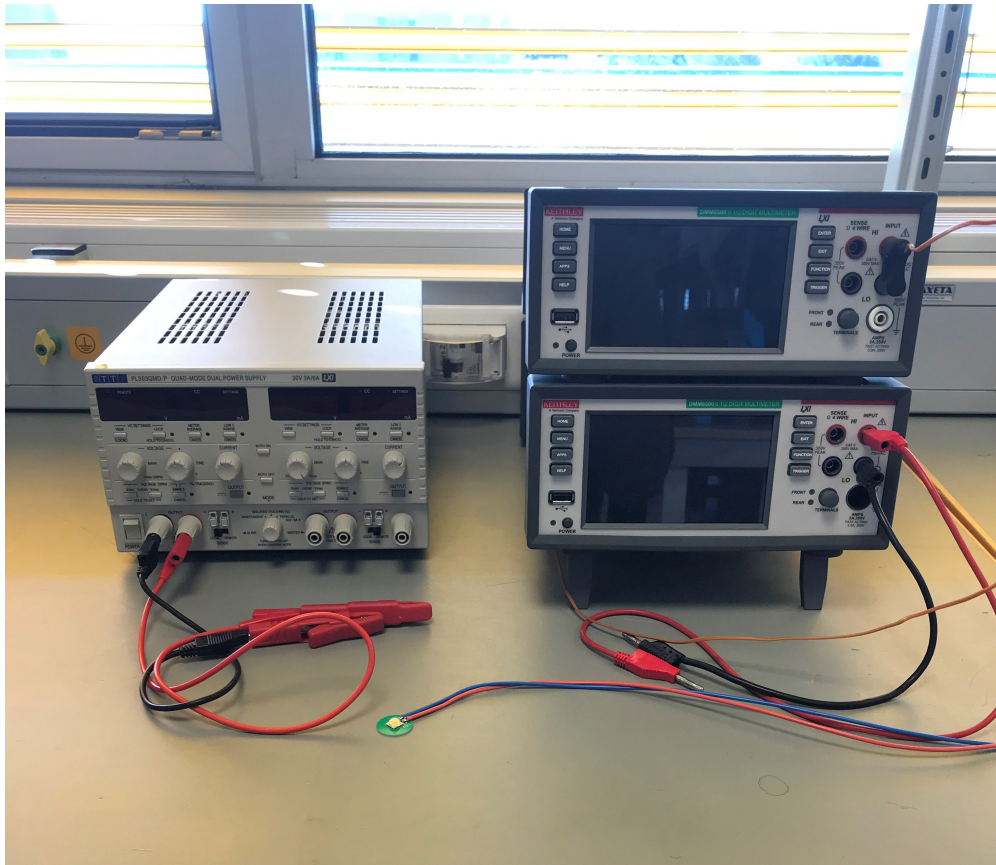
LED-en vil bli operert på en konstant 300 mA. Denne strømmen er valgt, da det tidligere er sjekket hvor høy strøm LED-en kan drives uten å overopphete. Inngangsspenningen vil måles på et eget multimeter, mens temperaturen vil måles på et annet, ved hjelp av et termoelement.

Labutstyr som er brukt til oppsett av testtrigg i figur 9.45 er listet opp under:

- **Kraftforsyning:** AimTTi PJ303QMD-P
 - Spenningsverdi: 48 V
 - Strømbegrensing: 300 mA
- **Kabling:** Bananplugg, Fluke 80BK-A Temperatur probe
- **Klyper:** hirschmann klyper

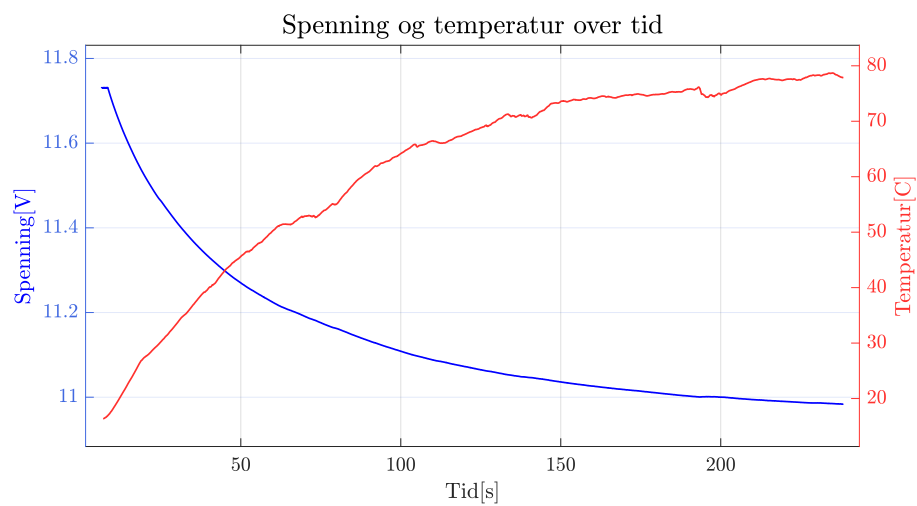
9.2 Testing

Utstyret brukt for å sette opp testoppsettet er vist i figuren nedenfor.



Figur 9.46: Oppsettet brukt for å teste endring i fremoverspenning til en LED ved økt temperatur.

Resultatet av testen er vist i figur 9.47.

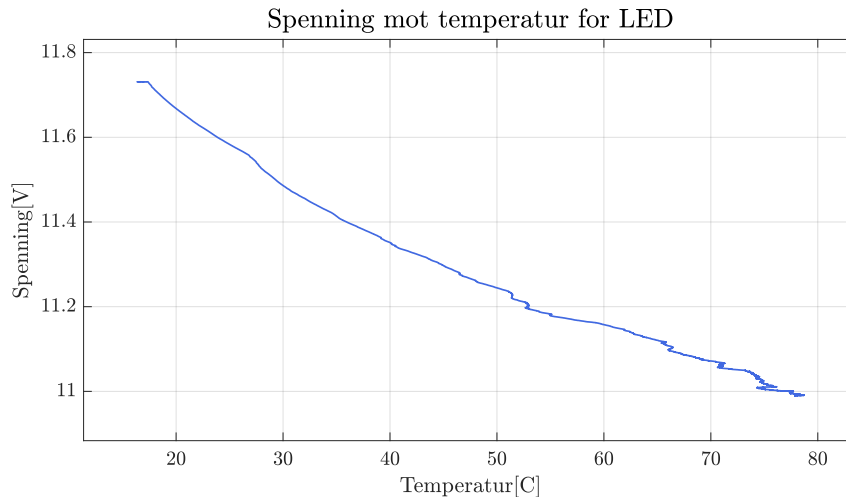


Figur 9.47: Utvikling av spenning og temperatur over tid.

9.2 Testing

Det kan her observeres at ettersom temperaturen øker, vil fremoverspenningen over LED-en falle. Testen starter med en måling av temperaturen på 16.35°C , mens en den ble stoppet ved en temperatur på 78.65°C , da det ble anslått at termisk stabilitet var oppnådd. Ved denne endringen på temperaturen vil fremoverspenningen til LED-en falle fra 11.73 V og ned til 10.98 V .

Ved å plote spenningen mot temperaturen, kan sammenhengen i figur 9.48 observeres.



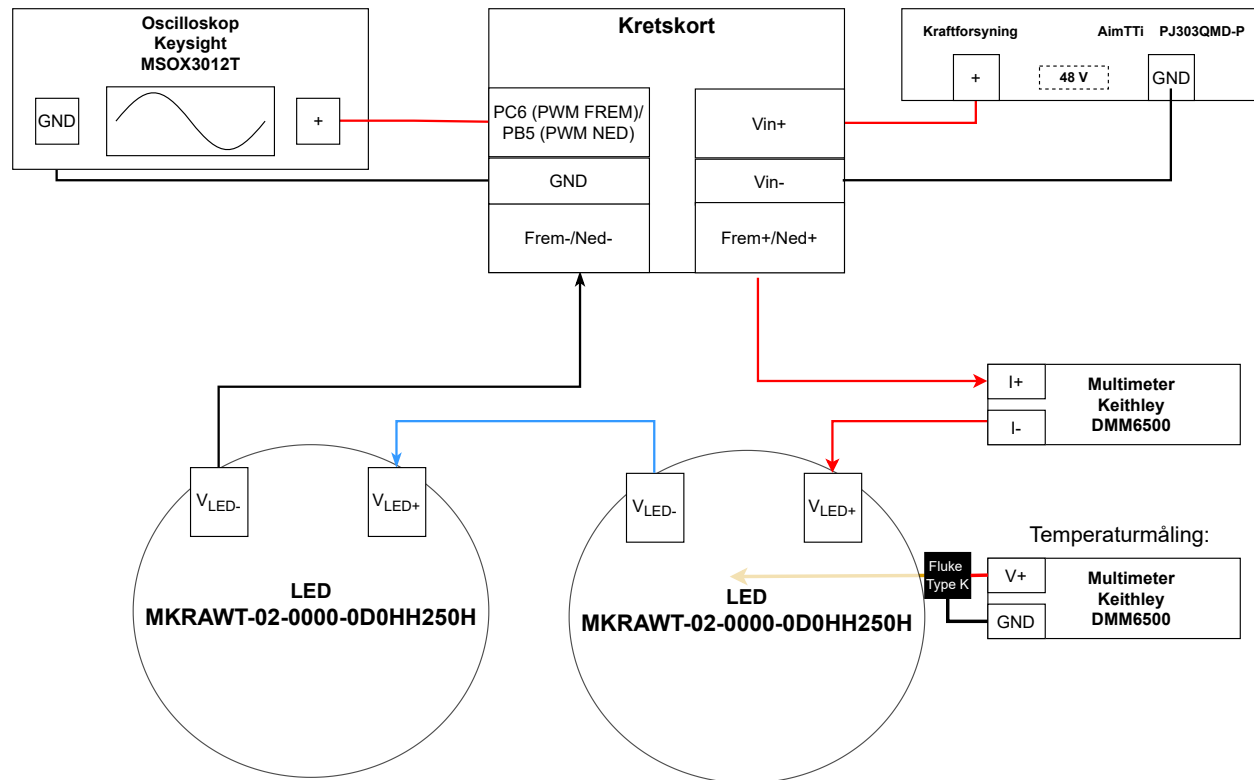
Figur 9.48: Sammenheng mellom spenningsfallet over en LED over tid ved økende temperatur.

Figuren ovenfor viser at det er en negativ lineær sammenheng mellom spenningen over LED-en og temperaturen. Dersom en spenningsregulert LED-driver hadde blitt tatt i bruk ville altså strømmen økt over tid, ettersom fremoverspenningen faller ved økt temperatur, som ville medført at effekten over LED-en hadde økt, ved økt temperatur. Dette prinsippet kalles også for termisk rømling[77]. Dette tilsier at økt temperatur vil øke effekten, og videre skape ustabilitet. Ved å bruke en strøm-drevet LED-driver kan dette unngås, da effektforbruket synker ettersom temperaturen øker, da fremoverspenningen faller. Datasettet kan inneholde mindre avvik. Dette kommer av at antall målinger fra de to skopene ikke var akkurat den samme, så er verdiene for temperaturen er interpolert over tid, slik at spenningen og temperaturen kan plottes mot hverandre.

9.2.9 LED og LED-driver

På ROV-en skal det tas i bruk to par LED-er. For å drive disse er det satt sammen en driverkrets som er beskrevet i underkapittel 6.4.2. For å gjennomføre testen av driverkretsen som er designet er oppsettet i figur 9.49 brukt.

9.2 Testing



Figur 9.49: Blokkskjema av testoppsettet for å gjennomføre testen av LED-er og LED-drivere.

For å gjennomføre testen er kretskortet koblet slik som de andre testene til en 48 V forsyning. Strømmen til LED-ene blir forsynt gjennom konnektor *J6*, hvor det er koblet et amperemeter²⁵ i serie. Dette er gjort for å måle strømmen som forsynes til LED-ene ved ulike driftsykluser på driverkretsen. På en av LED-ene er det satt på en temperaturprobe, for å kontrollere at temperaturen ikke overgår en ønsket maksimalverdi. Dette er gjort for å unngå at LED-ene blir ødelagt som følge av varmegang. For å kontrollere driftsyklusen på driverkretsen er det brukt bryteren på skjoldkortet brukt. For å konstant monitorere at korrekt driftsyklus settes på, er et oscilloskop forbundet til utgangspinnene til PWM-signalet, som er *PC6*.

Utstysliste:

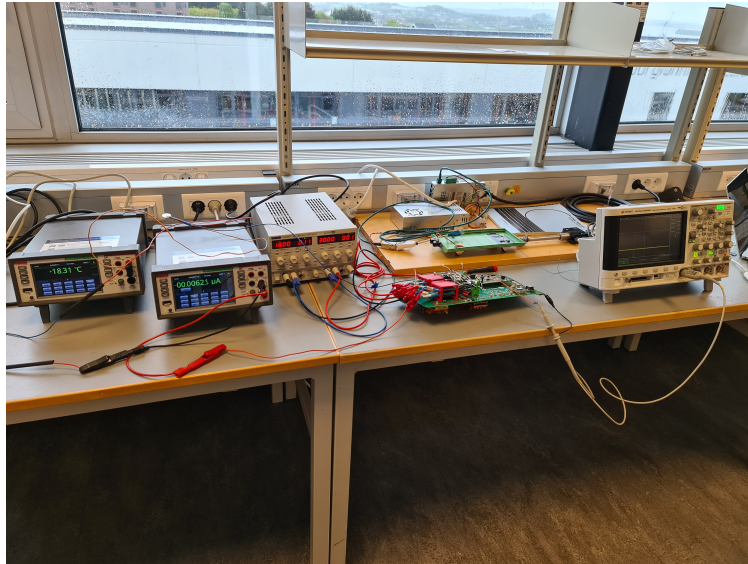
- **Kraftforsyning:** AimTTi PJ303QMD-P
 - Spenningsverdi: 48 V
 - Strømbegrensing: 300 mA
- **Oscilloskop** Keysight MSOX3012T
- **Multimeter:** Keithley DMM6500
- **Kabling:** Bananplugger, Fluke 80BK-A Temperatur probe

²⁵Keithley

9.2 Testing

- **Klyper:** hirschmann klyper, Keysight N2843A probe

Utstyret vises i figuren nedenfor.



Figur 9.50: Realisering av testoppsettet for å gjennomføre testen av LED-er og LED-driverer.

For å gjennomføre testen er følgende testkode satt sammen:

Kode 9.3: Koden i *while*-løkken i *main.c* for å gjennomføre testen

```
109     if (HAL_GPIO_ReadPin(GPIOA, GPIO_PIN_0))
110     {
111         if (trykket == 0)
112         {
113             Antall_trykk += 1;
114             if (Antall_trykk > 10)
115             {
116                 Antall_trykk = 0;
117             }
118             TIM3->CCR1 = Antall_trykk*PWM_konst;
119             trykket = 1;
120         }
121         else
122         {
123             trykket = 0;
124         }
125     }
126     HAL_Delay(300);
127 }
```

Koden ovenfor realiserer endring av driftsyklus på *PC6*. For å sjekke om bryteren er trykket, leses verdien fra bryteren som gir signal til *PA0*. Dersom denne er trykket ned vil koden videre sjekke om det har skjedd et trykk tidligere. Dette er gjort for å redusere sannsynlighet for prell ved trykk på

9.2 Testing

bryteren, og for å unngå et trykk registreres i flere driftssykluser. For videre redusere sannsynligheten for prelling er det lagt inn en forsinkelse på 300 ms på slutten av *while*-løkken. Etter at det er sjekket om bryteren har vært trykket vil driftsyklusen bli satt ved å gange antall trykk med en konstant. Denne konstanten er satt til 100. For å unngå at CCR1 overgår verdien til ARR blir *Antall_trykk* satt til null, dersom den er større enn 10. Dette tilsier at maksimal verdi for CCR1 er på 1000 og minimal er på 0. ARR-registeret er satt til 999. Dette tilsier at driftsyklusen, D , vil variere fra 0 til 1, vist i ligning 9.15 og 9.16.

$$D_{min} = \frac{CCR_{min}}{ARR + 1} = \frac{0}{999 + 1} = 0 \quad (9.15)$$

$$D_{max} = \frac{1000}{999 + 1} = 1 \quad (9.16)$$

Fra underkapittel 6.4.2 er det kalkulert en mostand på 0.29Ω . Det ble samtidig brukt en verdi på 0.3Ω i skjematikken. Dette tilsvarer en strøm, I_{LED} , på 666.7 mA, vist i ligning 9.17, som stammer fra ligning 6.27.

$$I_{LED} = \frac{0.2}{R_{sense}} = \frac{0.2}{0.3} = 666.7mA \quad (9.17)$$

Dersom driveren har et lineært forhold mellom utgangsstrøm og driftsyklus vil utgangsstrømmen være gitt av:

$$I_{ut} = D \cdot I_{maks} \quad (9.18)$$

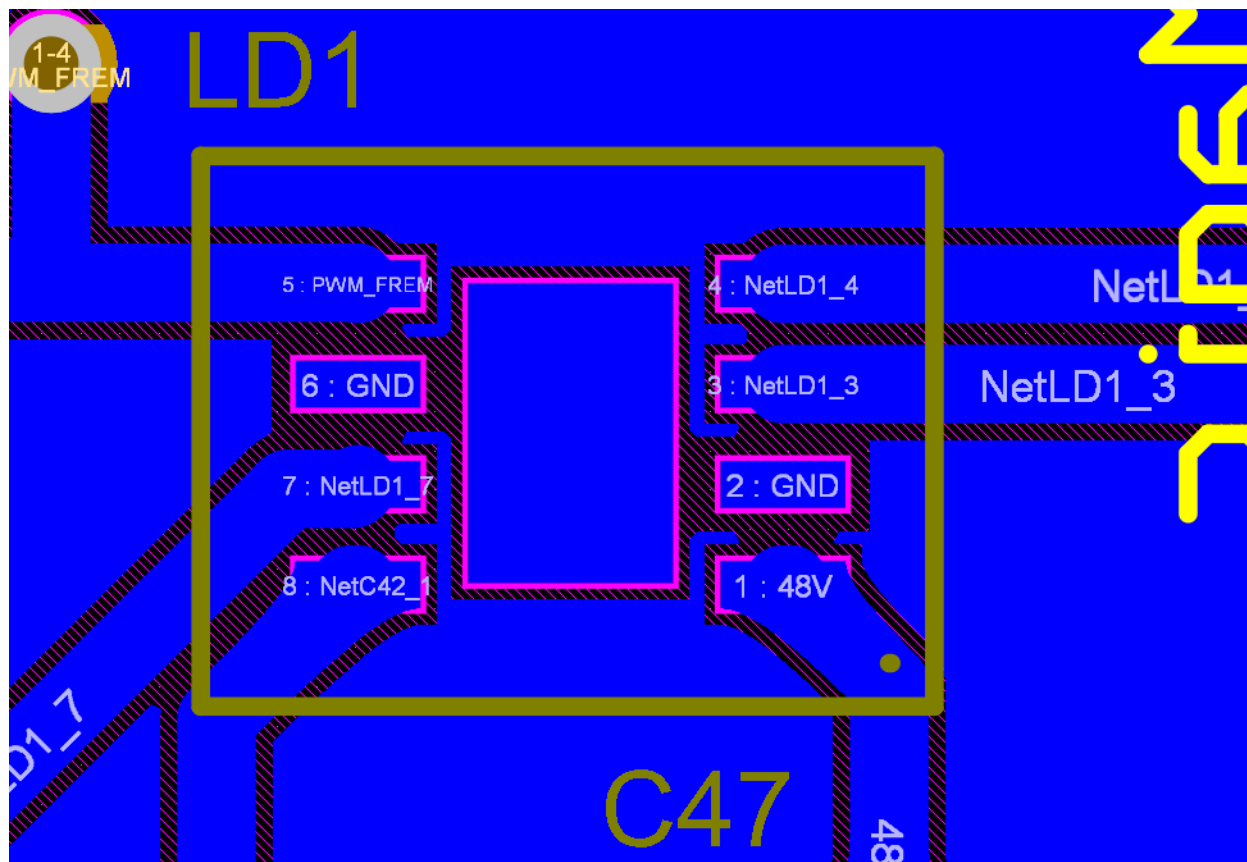
Dermed vil dette si at strømmen vil variere fra 0 til 666.7 mA, vist i ligning 9.19 og 9.20.

$$I_{LED,min} = 0 \cdot 666.7 = 0mA \quad (9.19)$$

$$I_{LED,maks} = D_{maks} I_{LED} = 1 \cdot 666.7 = 666.7mA \quad (9.20)$$

For å gjennomføre testen av driverkretsen til LED-ene som lyser ned, er CCR2 brukt, som er på pinne *PB5* på skjoldkortet.

Initielt ved gjennomføring av testen fungerte ikke driverkretsen. Årsaken til dette ble funnet til å være at driveren ikke var jordnet, som er vist i figur 9.51.



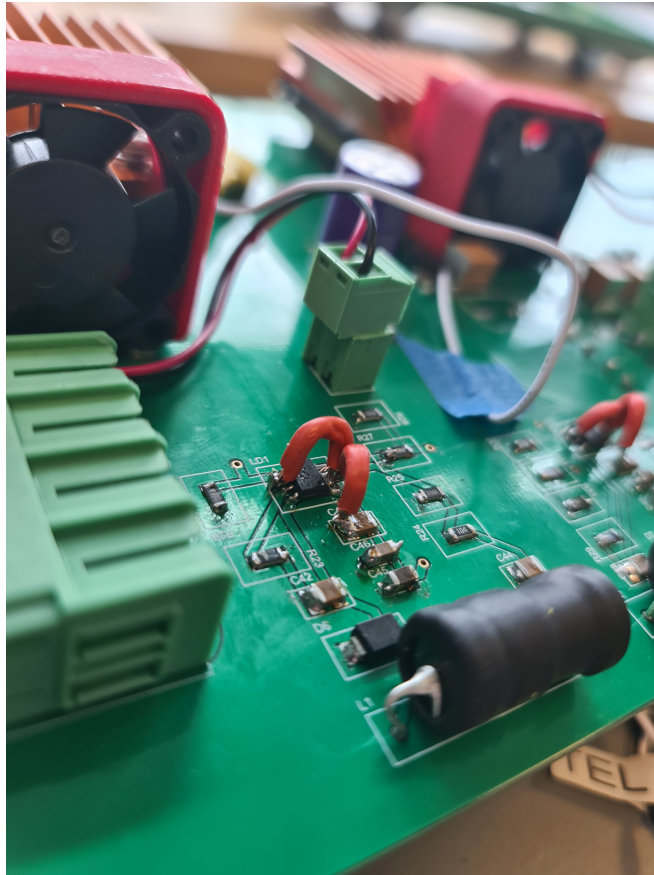
Figur 9.51: Utklipp av driverkretsen i *Altium Designer*, som viser at driverkretsen ikke er jordet.

Årsaken til at denne komponenten ikke ble jordet er usikker. Det ble bruk *polygon pour*²⁶ for å legge ut jorden på underlaget. En mulig forklaring for årsaken til dette er knyttet til at det er trukket baner som er tykkere enn selve kobberplaten, vist i figuren ovenfor. Dette kan ha medført at reglene som er satt i *Altium Designer* brytes, og dermed vil ikke komponenten automatisk forbindes med jord. Det hadde vært en bedre løsning å trekke tynnere baner inn til kobberplatene hvor driverkretsen kobles på, slik at disse reglene ikke nødvendigvis hadde blitt brutt. Denne feilen gjaldt for begge driverkretsene

For å løse problemet er pinnene som skulle jordes, blitt jordet ved å lodde en kabel fra driveren og ut til jord, slik som er vist i figur 9.52.

²⁶Funksjon i *Altium designer* som fyller et helt lag på kretskortet med et bestemt nett. I dette tilfellet for å lage et jordingsplan

9.2 Testing



Figur 9.52: Løsningen på problemet med mangle av jording på LED-driveren.

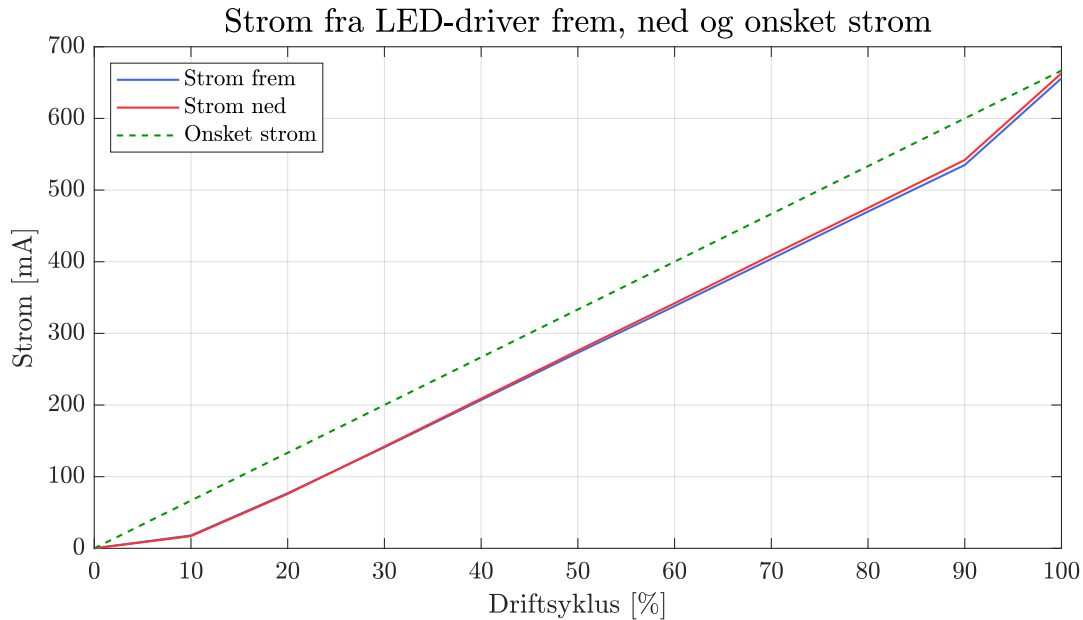
Etter at dette var løst fungerte driverkretsen som ønsket. Resultatet av testen ble da slik som er vist i tabellen nedenfor.

Driftsyklus [%]	LED-strøm Frem [mA]	LED-strøm Ned [mA]	Ønsket strøm [mA]
0	0	0	0
10	18	17	66.7
20	75	76	133.4
30	141	143	200.1
40	207	209	266.8
50	273	276	333.4
60	338	342	400.2
70	404	409	466.7
80	470	475	533.4
90	535	542	600.3
100	656	663	666.7

Tabell 9.8: Målte verdier for driverkrets frem og ned ved gitte driftsykluser, samt ønsket strøm ved gitt driftsyklus med antagelsen om et lineært forhold mellom driftsyklus og utgangsstrøm.

9.2 Testing

Ved å plotte strømverdiene i tabellen ovenfor mot driftsyklusen får en grafene vist i figur 9.53.



Figur 9.53: Plot av strømverdiene vist i tabell 9.8 mot driftsyklus.

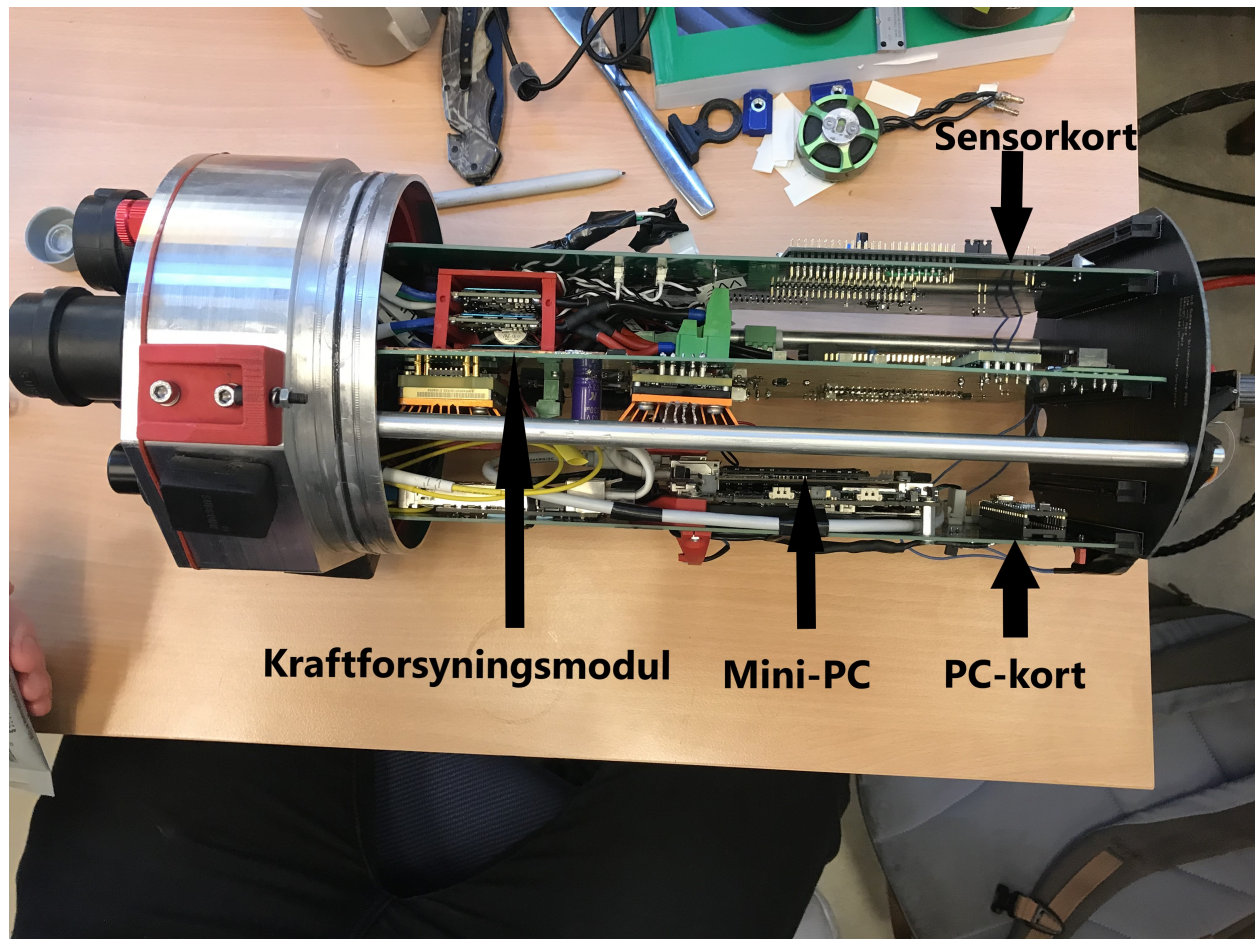
I figuren ovenfor kan man se at det er en tydelig avvik mellom den ideelle kurven, som er basert på antagelsen om et det er et lineært forhold mellom driftsyklusen og utgangsstrømmen. For å kvantifisere hvor stor ulinearitet det er, kan korrelasjon mellom den lineære kurven og de målte verdiene brukes, som er gitt av ligning 9.10. Dette gir en korrelasjon på 0.995 for begge kurvene. Dette er svært høyt, som tyder på at det er et fåtall av punktene som medfører ulineariteten.

Ved å fjerne målingen ved D like 0 og 100 % får man en korrelasjon på 1 for begge datasettene. Dette tyder på at det er en lineær sammenheng ved variasjon mellom 10 og 90 % driftsyklus, men at det er en ulinearitet ved driftsyklus på under 10 % og over 90 %. Ulineariteten ved over 90 % vil høyst sannsynlig ikke skape et stort problem, da det dette vil ha liten betydning for det prosentvise endringen i lysmengde som LED-ene produserer. Samtidig kan ulineariteten ved en driftsyklus på under 10 % by på større problemer, da denne er relevant å bruke ved observasjoner av objekter på nært hold. Det er derfor hensiktsmessig å kurvetilpasse dataen fra styrestasjonen slik at korrekt lysmengde settes på.

Testen viser at det er utviklet en driverkrets som realiserer dimming ved å justere driftsyklusen på PWM-signalet fra MCU-en. Dette er demonstrert i følgende video fra YouTube: [116].

9.2.10 Temperaturutvikling

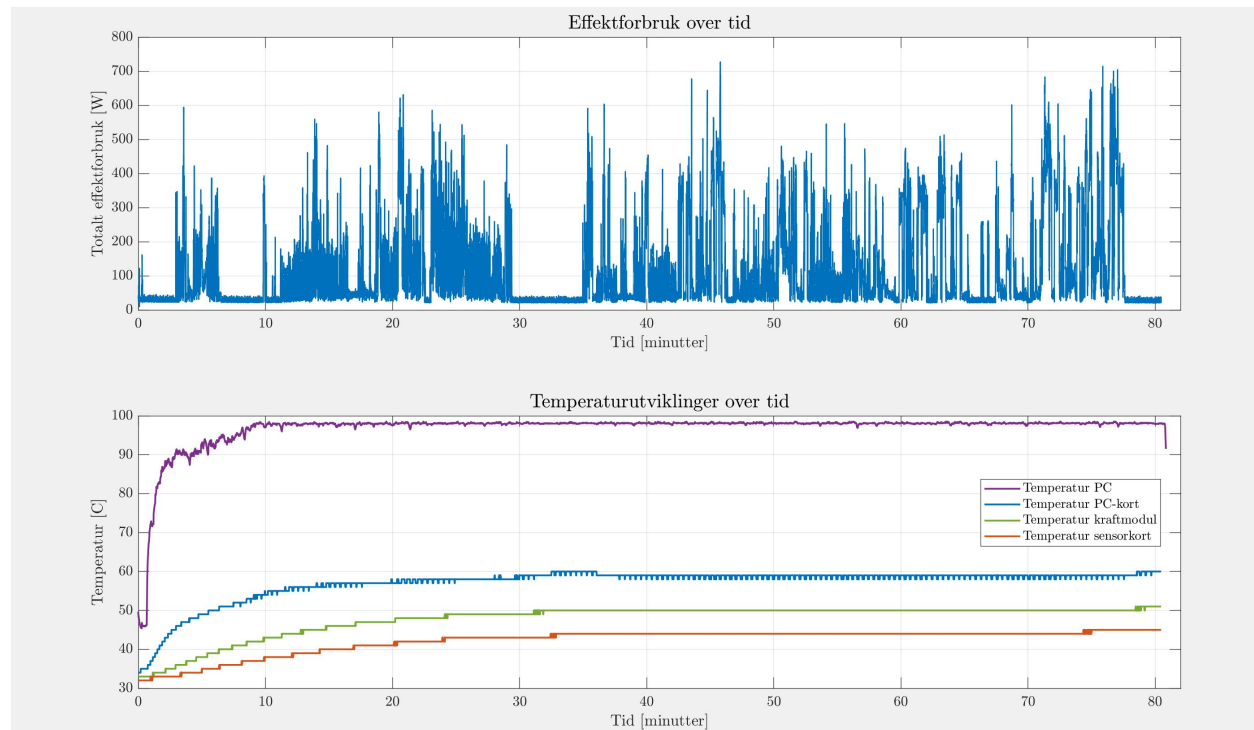
For å illustrere påvirkningen kraftmodulen har på temperatur internt i ROV-en, er målinger hentet fra en datalogg under operasjonell drift. Ved gjennomføringen er ROV-en operert i et basseng på 36 °C. Elektronikkhuset til ROV-en er vist i figur 9.54



Figur 9.54: Elektronikkhuset til ROV-en, med merking av de ulike kretskortene.

Resultatet er vist i figur 9.55, hvor øverste figur viser totalt effektforbruk, mens nederste figur viser temperaturen registrert fra sensorene på de ulike modulene og sensoren i mini-PC-en.

9.2 Testing



Figur 9.55: Effektdata ved operasjonell drift i øverste plot. Nederste plot inkluderer temperatur fra en sensor internt i mini-PC-en (lilla), temperatursensoren på kortet der mini-PC-en er plassert (blå), temperatursensoren på kraftmodulen (grønn) og temperatursensoren på sensorkortet (rød). Alt dataen gjelder over samme driftsperiode, som var på rundt 1 time og 20 minutter.

Fra resultatet vist i figuren ovenfor ser en at temperaturen varierer med hensyn til plasseringen av kortet, som kan ses i figur 9.54. Det er altså en fallende temperatur på kretskortet, desto lengre unna det står fra mini-PC-en. Dette tilsier at det er mini-PC-en som er største bidragsyter for temperaturen i elektronikkhuset. Dette kan også ses på ved å se på differansen mellom temperaturen til de ulike kretskortene og mini-PC-en. Temperaturen til de ulike kretskortene ligger mellom 45 og 60 grader, ved termisk likevekt, mens mini-PC-en ligger på 98 grader. Dette støtter også opp under begrunnelsen om at det er mini-PC-en som har størst bidrag til temperaturen.

Samtidig er ikke testen gjennomført med et jevnt effektforbruk. Gjennomsnittlig effektbruk ligger på 112.5 W, som er relativt lavt sammenlignet med maksimaleffekten på 1440 W. Det er derfor usikkert hvor mye effekttap som regulatorene kan ha medført, som videre knyttes til temperaturpåvirkning.

9.2.11 Konklusjon

Etter all testing kom det fram at det var en feil i CAN-modulen, og feilen lå hos CAN-transcieveren da det ikke var lagt opp til å forsyne 3 V til V_{IO} . Dette ble enkelt fikset med å lodde på en kabel fra 3 V på MCU til V_{IO} på CAN-transceiver. Det ble også funnet en feil i LED-driveren da denne ikke ble jordet og måten dette ble fikset på ble vist i tidligere i figur 9.52.

Det ble også merket at det er litt støy i systemet noe som gir en litt høyere rippelspenning enn

9.2 Testing

antatt på omformerene regulatorene. Dette har minimal betydning for det helhetlige systemet da alt er innenfor de premissene som er blitt fremlagt, og dette har også blitt vist ved fullskala testing av ROV-en i et svømmebasseng.

Større tester viste at sikringen fungerte som ønsket, men at responstiden var varierende. Hovedsaklig var dette grunnet *overdrive*-spenningen til komparatorene, men også dels på grunn av lav hysteresis som medførte prell. Resondering på utgangen av kretsen gjorde at responstiden ved høy inngangsspenning ble forsinket mye. Det ville altså vært hensiktsmessig å forbedre kretsen ved øke hysteresisen og bruke en MOSFET med høyere terskelverdi.

Videre tester viser at det er laget en kraftmodul som tilfredstiller designspesifikasjonen, da den ikke ble oppdaget feil ved operasjonell drift av ROV-en, samt at driverkretsen for realiserer en justert lysmengde på LED-ene.

10 Diskusjon

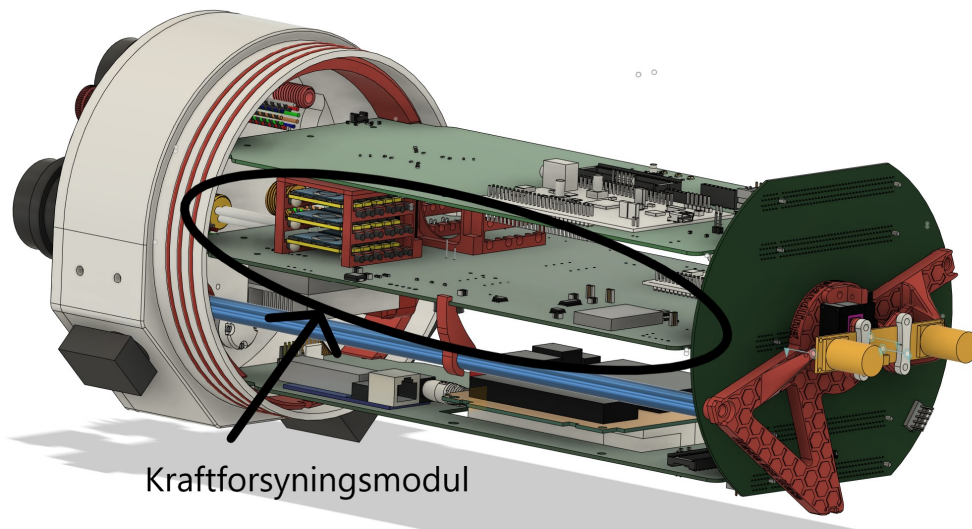
Dette kapitlet tar for seg erfaringer som er gjort ved utvikling av kraftforsyningsmodulen, problemer som oppsto underveis i oppgaven, og hva som gjenstår å få testet. Det inneholder også forslag til forbedring.

10.1 Erfaringer

Planlegging

Å utvikle en ROV fra grunnen av er en svært omfattende oppgave. Dette krever godt samarbeid og samkjøring mellom alle de ulike gruppene og disiplinene underveis i utviklingen av systemet. Dette er den første gangen gruppen er en del av et større prosjekt som krever et multidisiplint samarbeid for å nå det endelige målet, som i dette tilfelle var å designe en funksjonell ROV som er i stand til å delta i *MATE ROV Competition*. I starten av prosjektet ble det gjennomført en grundig planleggingsfase. Dette har vist seg å være essensielt. Den grundige planleggingsfasen har gjort at gruppen har enklere kunnet gjennomføre designet av kraftforsyningsmodulen som en individuell gruppe. Dette har blant annet redusert mengden tidkrevende samkjøring og ansvarsdefinerings underveis, samtidig som det har lagt opp et rammeverk for funksjonalitet ved montering av hele systemet som helhet.

Som en del av planleggingsprosessen ble det bestemt at det skulle brukes en Computer-aided design (CAD)-modell underveis i utviklingsprosessen. Modellen til elektronikkhuset etter ferdigstilling av kretskortene er vist i figur 10.1.



Figur 10.1: Endelig CAD-modell etter ferdigstilling av kretskort

Da kretskortet var plassert i midten av elektronikkhuset var korrekt plassering av komponenter en viktig del av oppgaven, for å unngå at komponenter på ulike moduler kolliderer. Ved å bruke av *Autodesk Fusion 360* kunne CAD-modellen av kretskortet i *Altium Designer* direkte importeres til det CAD-modellen av elektronikkhuset. Dette det mye enklere å verifisere at komponenter var plassert slik at de ikke traff andre komponenter i elektronikkhuset, sammenlignet med dersom dette skulle blitt verifisert gjennom å sammenligne to kretskortmodeller.

Komponentvalg og -bestilling

Ved lodding av kretskortet ble det blant annet erfart at størrelse til komponenter hadde stor betydning for hvor tidkrevende lodding av enkeltkomponenten tok. Eksempelvis ble det valgt en TVS-diode som overspenningsvern for 5 V-nettet med en dimensjon på 1.2 x 0.25 [mm]. Ved å vektlegge et fokus på at komponentene som velges må enkelt kunne monteres, kunne tid vært spart underveis i loddeprosessen. Dette vil også vært med å redusere usikkerheten knyttet til funksjonaliteten til komponenten etter at loddingen er gjennomført, da en liten komponent har økt risiko for overoppheting.

En annen erfaring ved å lodde selv er knyttet til bestilling av komponenter. Ved bestilling av komponenter ble det valgt unngå å bestille ekstra komponenter. Tidligere ble det bestilt flere komponenter enn nødvendig, som har endt opp med å bli liggende oppbevart uten å bli brukt. Dette valget ga lite rom for feiling ved lodding. Da enkelte komponenter ble ødelagt under loddingen, gjorde dette at man ikke kunne følge loddeprosedyren eksakt slik som den var satt opp. Dette førte blant annet til problemet knyttet til lyden som ble registrert fra 12 V, 240 W-regulatoren, hvor loddepunktene til komponentene ikke ble testet ordentlig, som medførte overdreven bruk av tid på å finne årsaken til feilen ved denne komponenten. Feilen som ble funnet er beskrevet i testkapittel 9.2.7.

10.2 Gjenstående arbeid

Kretskortdesign

Ved design at kretskortet er det plassert gjennomhullskomponenter ovenfor hverandre på både oversiden og undersiden av PCB-et. Dette gjorde at ved loddingen av komponentene, var det komponenter som hadde pinner stående nært hverandre, som ga var problematisk da disse ikke alltid ble klippet av. Dette kunne vært unngått ved å presisere i loddeprosedyren at ved lodding av komponenter med gjennomhullsmontering og som skal stå ovenfor, må pinne klippes ned før komponenten på andre siden av brettet loddes på. Det er samtidig usikkert hvilken påvirkning dette kan ha hatt knyttet til støy, da pinnene som står på undersiden av andre komponenter kan fungere som en antenne som fanger opp støy.

Programmering

Fra tidligere fag i løpet av bachelorutdanningen har det blitt gitt en innføring i C-programmering. Som en del av dette ble det ofte presisert at flytskjema og planlegging av programmeringen bør foretas før selve programmeringen iverksettes. Ved gjennomføringen av prosjektet, som var et mer komplekst system, burde det derfor blitt gjort en bedre planlegging før selve programmeringsdelen ble gjennomført. Selv om flytskjema ble laget før programmeringen, var dette hovedsaklig skisser av hvordan enkeltfunksjonene var ønsket å settes opp. Ved å lage et mer oversiktlig flytskjema fra begynnelsen, kunne tid blitt spart under programmeringsfasen.

Valg av testpunkter

På kretskortet ble det valgt å bruke overflatemonterte testpunkter. Disse skapte problemer da de var veldig små og tålte ikke belstningen som ble påført ved testing på kretskortet. Ved å feste krokodilleklemmer på testepunktene endte dette ofte med at testpunktet falt av under testen. Løsningen på dette var å heller koble en han/han-ledere inn i testpunktet og heller feste krokodilleklemmen til andre siden av lederen. Dette kunne vært unngått ved å bruke testpunkter som er gjennomhullsmontert.

10.2 Gjenstående arbeid

Det vil her tas for seg de ulike testene som ikke er gjennomført, men som kunne vært hensiktsmessig å gjennomføre for å verifisere at kretskortet fungerer slik som er ønsket.

Temperaturtest

For å få en forståelse for varmeutviklingen som oppstår på brettet, burde det blitt gjennomført en test der det koblet en liten last med lav resistivitet, slik at man kunne simulert oppførselen til

10.2 Gjenstående arbeid

kretskortet med høyt strømtrekk. Dette ble ikke gjennomført da det ikke var mulig å oppdrive laster med en stabilt lav motstand som tålte høy effekt. Dette kunne også gitt en indikasjon knyttet til varmeutviklingen på busbarene, og hvorvidt bredden til banene var godt dimisjonert, eller om de burde vært høyere. Det ble derimot gjennomført en fullskalatest av ROV-en ved operasjon under vann, så det er samtidig gjort resultater knyttet til varmeutviklingen på kretskortet. Resultatet av denne testen er vist i underkapittel 9.2.10.

Sjekke måleområde for 12 V, 1300 W-strømsensor

Ved montering av strømsensoren som står på utgangen av 12 V, 1300 W-regulatoren ble det oppdaget at målingen ved nullstrøm var annerledes enn forventet. Fra tolkningen av databladet[25] var det forventet at spenningen ved nullstrøm skulle være på 0 V. Samtidig ved montering av sensoren ble det målt en spenning på 0.508 V. Det derfor en usikkerhet knyttet hvorvidt sensitiviteten er annerledes enn forventet, eller om maksimal utgangsspenning fra sensoren er høyere enn 4.2 V, som er den forventede verdien kalkulert i underkapittel 5.3.1. Det burde derfor gjennomføres en test der det settes på kjente strømmer og se på hvilke spenningsverdier fra sensoren dette tilsvarer. Dermed kan det utarbeides en korrekt kurve som tar hensyn til den forskjøvete målingen av nullstrøm.

Feste til LED

Festene som ble designet for å holde LED-ene på utsiden ble evaluert på nytt. Det ble anslått at det er mer hensiktsmessig å designe LED-festene av aluminium, for å øke den termiske ledeevnen.

10.2.1 Forbedring

Kapitlet vil ta for seg deler av kraftforsyningsmodulen som kunne blitt forbedret, samt forslag til som kunne vært med på å forbedre.

Kondensatorvalg

Enkelte av kondensatorene som står på inngangen av kraftforsyningsmodulen har en maksimalspenning på 50 V. Selv om det antageligvis ikke er et problem, da de kan ta høyere spenningstransienter enn 50 V, burde disse blitt økt for å redusere risiko for at de går i stykker.

Valg av plattformkort

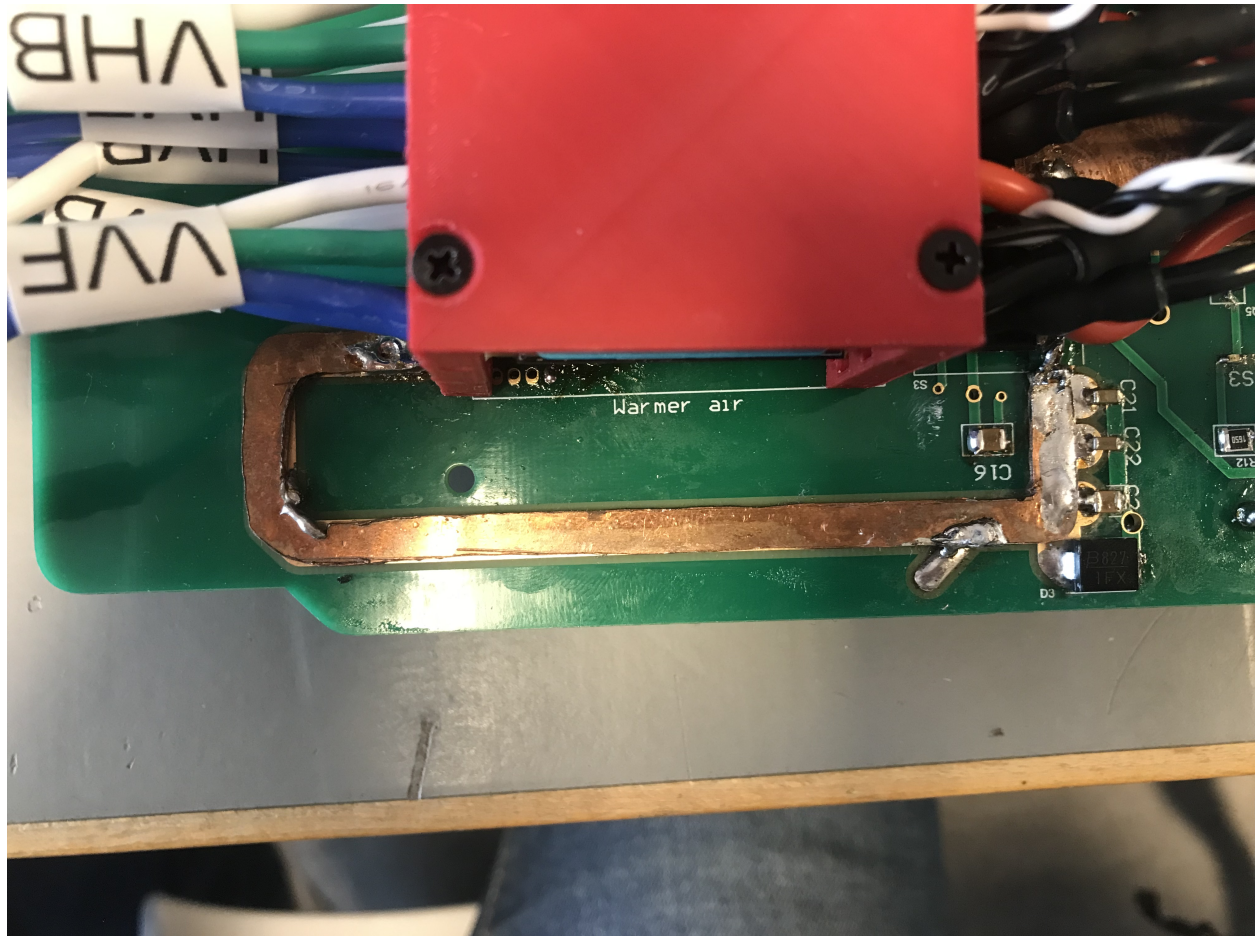
For å realisere de digitale prosessen er det valgt en plattformkort med mange inngangspinner. For å realisere disse prosessene er det i realiteten tatt i bruk 14 av totalt 74 pinner. De 74 pinnene

10.2 Gjenstående arbeid

er antallet pinner på plattformkortet designert som GPIO-pinner. Det kunne derfor blitt brukt et mindre plattformkort for å realisere de digitaleprosessene, som kunne spart plass på kretskortet.

Kobberbane

Til årets kraftforsyningsmodul er det valgt er det valgt å bruke busbarer, for å redusere banebredden som behøves for å lede strømmen til thrusterene. Den ene av busbarene er vist i figur 10.2.



Figur 10.2: En av busbarene som er blitt skåret ut.

Busbarene er ikke isolert, så det er derfor usikkert i hvilken grad dette har en støyende effekt på komponentene rundt eller ei. Selv om det ikke er blitt observert hvorvidt busbarene induserer støy eller ei, burde de vært fysisk isolert på lik linje med de andre banene på kortet.

Sikringskrets

Sikringskretsen som er designet fungerer slik som ønsket. Samtidig ble det for begge sikringskretser observert at sikringen hadde utslag på raske transienter. Det er usikkert hvor store transienter det er snakk om. For å bedre funksjonaliteten til sikringen burde det blitt integrert en krets som ga sikringskretsen en karakteristikk på samme linje som en reell sikring.

Forslag til utbedringer som kunne gitt denne karakteristikken er derfor:

- Bruke bimetaltermostat[117] som erstatter strømsensoren i sikringskretsen. Spenningen på lav side av termostaten kan måles og brukes som inngangsverdi på komparatoren istedenfor verdien fra strømsensoren og kan også virke som en del av sikringen, på samme måte som en konvensjonell automatsikring.
- En kombinasjon av en analog og digital sikring. Det analoge brukes til å detektere store overstømmer, kutter kretsen umiddelbart, slik som er gjort i nåværende sikringskrets, mens den digitale sikringen realiserer respons ved strømmer som er litt høyere enn ønsket verdi, som skal gi et tregere utslag. Ved å bruke en ELLER port inn på komparatoren som strømsensoren nå er plassert på, kan både det analoge og digitale signalet brukes som utløsningssignal. Eventuelt kunne SR-låsene med doble resettinnganger, nR, blitt brukt. Dette gir en redundans hvor sikringen fortsatt er opprettholdt, selv om en av to skulle miste funksjonalitet.
- Ved å bruke en summasjonsforsterker, der sensormålingen kombineres med et nullpunktsbidrag, som tilsvarer maksimalstrømmen, kan overstrømmen finnes. Gitt at spenningen på utgangen av omformerer er konstant, kan utgangen av summasjonsforsterkeren kobles til en integrator, som da vil gi energiforbruket. For integrator bør en bryter legges til i parallell med kondensatoren, for å resette integratoren. Integratoren kan videre kobles inn i en komparator på lik linje med sikringen designet. Dette oppsettet kan fungere som en treg sikring, hvor stigningstiden vil avhenge av overstrømmen som måles over tid og over perioden mellom resetting av integratoren. For å realisere kretsen behøves en krets som inverterer 5 V-spenningen, for å forsyne forsterkerene. Eventuelt kan det realiseres ved hjelp av en differensialspenning, hvor kretsen vil bruke en flytende jord.

For å gi bedre oversikt fra styrestasjonen for når sikringene har gått, bør statusen til sikringene kunne leses av digitalt. Statusen til sikringene er mulig å lese av ved utgangen på SR-låsen. Her bør det inkluderes et lavpassfilter, eksempelvis en RC-krets, da SR-låsen vil oscillere ved endring av tilstand, vist i figur 9.27, så filteret vil gjøre at man unngår at MCU-en henger seg, dersom verdien leses av når SR-låsen endrer tilstand.

Slik som er nevnt i testkapittelet som er knyttet til responstiden til sikringen i underkapittel 9.2.5, ble det observert tilfeller av prelling på komparatoren, da spesielt for sikringen til 12 V, 240 W-regulatoren. Hovedårsaken til dette kan høyst sannsynlig knyttes til en alt for liten hysteres. Ved å redusere hysteremotstanden, øker hysteresen. Dette kan være med på å redusere støy som endring av tilstanden til sikringen vil indusere i systemet, samt øke responstiden til sikringen.

Plassering av temperatursensor

For å gi en bedre representasjon av temperaturen burde temperatursensoren blitt plassert et sted der varmetviklingen bedre representerer utviklingen i enkelte komponenter på kortet. Temperatursensoren er per nå plassert på motsatt side av MCU-en. Den er per nå plassert vertikalt over mini-PC-en på hovedkortet. For å bedre representere utviklingen på kortet burde denne blitt plassert enten blitt plassert mellom 12 V 1300 W- og 12 V, 240 W-regulatorene eller mellom 19 V- og 5 V-regulatorene. Eventuelt kunne det blitt brukt to temperatursensorer for måle mellom 12 V, 1300 W- og 12 V, 240 W-regulatorene, samt mellom 19 V- og 5 V-regulatorene. Den sensoren som registrerte høyest temperatur kunne da blitt presentert i grensesnittet på styrestasjonen, eller så kunne gjennomsnittet av de to bli presentert i grensesnittet.

Valg av regulator

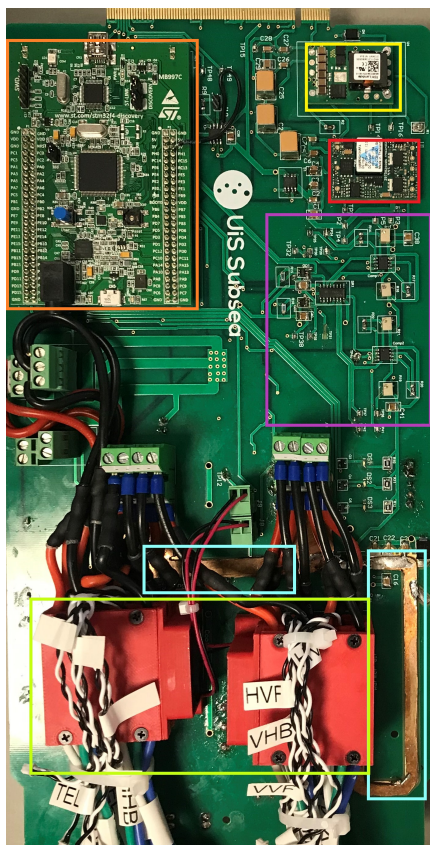
Ved operasjon av ROV-en for å gjennomføre kvalifikasjonsoppgavene til *MATE ROV Competition* ble observert at det var svært sjeldent at både thrustere og manipulatoren ble kjørt med høyt pådrag på samme tid. På bakgrunn av dette kunne en enkelt regulator blitt brukt for å drive begge. Dette hadde spart plass på kretskortet da kun en regulator hadde blitt brukt, fremfor to.

10.2.2 Kurvetilpassing ved LED-dimming

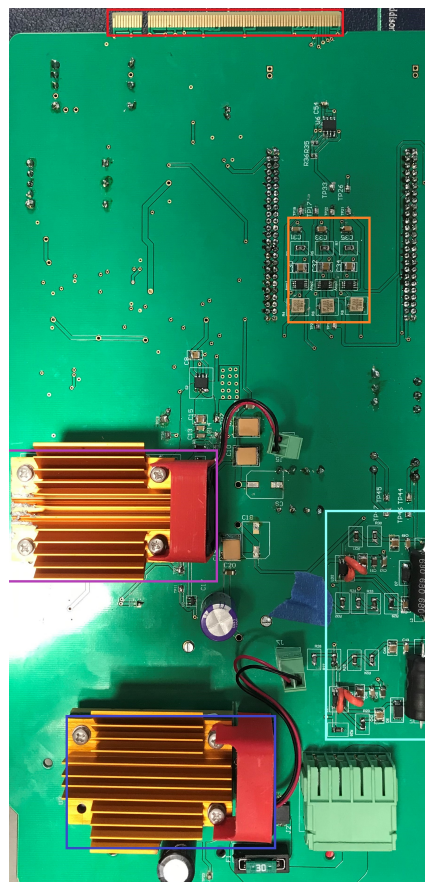
Som testen ved dimming av LED-en var det en ulineær sammenheng mellom strømmen og driftsyklusen, vist i figur 9.53. Ved å lage en regresjonsmodell med flere datapunkter, kan ulineariteten med høyerer nøyaktighet identifiseres og kompenseres for. Ved å tilpasse kurven kan styrestasjonen sende data som varierer mellom 0 og 100 % som faktisk gir 0 til 100 % lysmengde fra LED-ene.

11 Konklusjon

Målet med dette bachelorprosjektet har vært å utvikle en kraftforsyningmodul som skal forsyne elektronikken i en ROV på en sikker og pålitelig måte. Modulen er pålitelig ved å kunne levere stabile spenninger til alle nødvendige komponenter som er på ROV-en. For å sørge for sikkerhet, må forsyningsmodulen isolere bort de største effektforbrukerne om det detekteres for høy strøm uavhengig om det er kontakt med MCU eller ikke. Det ferdige produktet kan sees i figur 11.1a og 11.1b, hvor ulike kretser som er blitt designet i oppgaven er merket.



(a) Topplaget som er designet. Mikrokontrolleren er merket med oransje firkant, 19 V-omformeren er merket med gul firkant, 5 V-omformeren er merket med rød firkant, sikringskretsen er innenfor lilla firkant, busbar-ene er innefor lysblå firkanter. Innenfor lysegrønn firkant er motordriverholderene.



(b) Bunnlaget som er designet. Innenfor lilla firkant er 12 V, 240 W-omformeren, blå firkant merker 12 V, 1300 W-omformeren, driverkretsen for LED-ene er merket med lyseblå firkant, mens spenningstilpassing og filtreringskretsen for ADC-ene er innenfor oransje firkant.

Kraftforsyningsmodulen forsyner all elektronikk på ROV-en, og måtte levere 19 V, 12 V og 5 V. Disse spenningene er realisert ved hjelp av fire regulatorer, hvor det er en som leverer 19 V, gul firkant i figur 11.1a, en som leverer 5 V, rød firkant i figur 11.1a, mens to regulatorer er brukt for å forsyne 12 V, lilla og mørkeblå firkant i figur 11.1b. Regulatoren som realiserer 5 V, er gjenbrukt fra fjorårets gruppe, i henhold til målet om å gjenbruke komponenter der det er mulig. For motvirke spenningsfall som følge av rask endring i strømtrekk, er det designet en bulk-kondensator for dette formålet. I tillegg er det designet et nettverk av inngangskondensatorer for å redusere rippelspenninger som de svitsjede regulatorene påfører systemet. For inngangs- og utgangskondensatorer er det kombinert ulike typer og størrelser av kondensatorer. Dette er gjort for å redusere total ESR og ESL, som vil bedre filtering av høyfrekvente spenninger. For å forsyne ROV-en er navlestrengen som er designet tidligere tatt i bruk.

For å sørge for at kraftmodulen kan operere og kobles til/fra på en sikker måte er det tatt i bruk overspennings- og overstrømsvern. Overspenningsvernet på kraftforsyningsmodul er valgt for å kunne beskytte modulen fra ESD som kan oppstå ved til- og frakobling av kabler. Dette er gjort ved å bruke TVS-dioder på kraftinntaket, samt på utgangen av alle regulatorene. Overstrømsvernet er designet for å sikre ROV-en fra høye strømmer som følge av for liten lastimpedans. Dette er realisert ved å designe en egen sikringskrets med raske responstid, merket med lilla firkant i figur 11.1a. Denne består av en strømsensor, to komparatorer, to potensimetre, en SR-lås og en gate driver. For å unngå situasjonen der ROV-en må tas opp av vannet dersom sikringen har gått, er det lagt tilrette for at sikringenkretsen kan nullstilles digitalt fra styrestasjonen. Ved analyse av sikringskretsen ble det beregnet en tidsforsinkelse på 88 ns. Testing av kretsen viste at dette var en god approksimasjon ved høy spenning, som tilsvarer en høy strømmåling, der sikringene hadde en responstid på 176.5 og 129.2 ns. Ved lavere strømmer hadde sikringene en lengre responstid på henholdsvis 2280 og 1218 ns.

Opgaven til årets gruppe kraftforsyningsgruppe var også å velge belysning som behøvdes for at ROV-en skulle ha god sikt på en meter avstand. Disse ble definert utifra en ønsket belysningsstyrke. For å gi fleksibilitet knyttet til kraftforsyningen er det også designet en driverkrets som legger til rette for å justere lysmengden til LED-ene som er brukt, turkis firkant i figur 11.1b. Driveren som er valgt er strømregulert, for å unngå termisk rømling¹ for LED-ene. Driveren ble testet og ga endring i strøm ved endring av driftsyklus, men hadde tendenser til noe ulinearitet ved $< 10\%$ og $> 90\%$ driftsyklus, vist i figur 9.53. Stegvis endring av lysmengden fra LED-ene ved endring av driftsyklus på LED-driveren er vist i videoen ved lenke: [116]

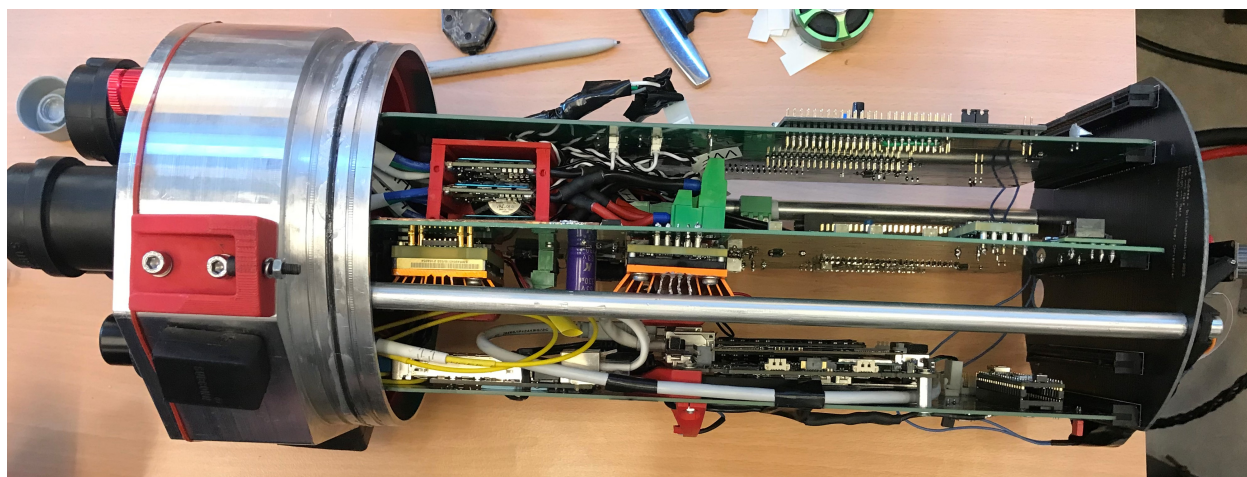
I henhold til en av funksjonspesifikasjonene skal kraftforsyningsmodulen kunne sende data som er ønsket til styrestasjonen. Dette er gjort ved å hjelp av en MCU som kommuniserer over en CAN-buss, oransje firkant i figur 11.1a. Dataen som er ønsket å presentere på styrestasjonen er effektforbruket. For å få ut effektdataen er tre strømsensorer fordelt på 5 V og 12 V-nettene. Disse er forbundet via en spenningsdeler og filterkrets inn på ADC-en til MCU-en, oransje firkant i figur 11.1b. Målingene gjøres med en frekvens på 4 kHz, så det er designet et antindefoldingsfilter med demping på 46.4 dB ved Nyquist-frekvensen. Det gjøres 200 målinger for hver avsending, som vil si at det sendes data på en frekvens på 20 Hz, slik som ønsket. I tillegg til å sende data er det også laget kode for at sikringen kan nullstilles fra styrestasjonen med kommunikasjon over CAN, samt at 12 V-regulatorene kan skrues på kommando. Over CAN går også styring av lysene, hvor det sendes en verdi fra 0 til 100 %. Kommunikasjonen går over PCIe-kontakten merket med rød firkant i figur 11.1b.

¹Thermal Runaway[77]

Konklusjon

For å realisere kraftforsyningsmodulen er det designet et kretskort med alle modulene som behøvdtes. Dette er gjort i *Altium Designer*. Ved design av kretskortet var hovedfokus å redusere baner som fører høy strøm, minst mulig kabler over kretskortet og fysisk atskilling av kraft- og sensitiv elektronikk. For å redusere bredden til banene som forsyner strøm til thrusterene, er det tatt i bruk busbarer, turkise firkanter i figur 11.1a. Det er brukt et felles jordlag på undersiden av kretskortet for å unngå innsnevring av returstrømmer, som ville medført høyere EMI. For å kvalitets sikre utlegget er det simulert i *PDN Analyzer*. I den hensikt å forenkle loddepressessen og redusere antall muligheter som kan bidra til funksjonsfeil, ble det laget en loddepressedyre.

Kraftforsyningsmodulen er testet individuelt og kombinert med det komplette systemet som utgjør hele ROV-en, der alt elektronikken i elektronikkhuset er vist i figur 11.2. Ved testene som er gjennomført har kretskortet fungert som ønsket, med unntak av minimale feil i fotavtrykk og banetrekking.



Figur 11.2: Elektronikkhuset med alle modulene er brukt for å realisere logikken som behøves på ROV-en. Kraftforsyningsmodulen er plassert i midten.

Det er altså med grunnlag i arbeidet gjennomført av denne gruppen og andre bachelorgrupper blitt utviklet en fungerende ROV, som skal delta i *MATE ROV Competition*. Kvalifikasjonsvideoen som ble laget for å kvalifisere ROV-en til konkurransen er ved følgende lenke:

<https://www.youtube.com/watch?v=vSQ23oaLuh0>

Bibliografi

- [1] *EXPLORER CLASS COMPETITION MANUAL*, https://files.materovcompetition.org/2022/2022_EXPLORER_Manual_15_Dec_2021.pdf.
- [2] Wikipedia, *Remotely operated underwater vehicle*, https://en.wikipedia.org/wiki/Remotely_operated_underwater_vehicle#Educational_outreach, Hentet: 31.01.2022, 2022.
- [3] GO-BGC, *Float Technology*, <https://www.go-bgc.org/floats>, Hentet: 01.04.2022.
- [4] Mbari, *Float profil*, <https://www.mbari.org/go-bgc-release/>, Hentet: 31.01.2022, 2020.
- [5] MATE, *Hjemmeside MATE Center*, <https://www.marinetech.org/>, Hentet: 30.01.2022.
- [6] —, *2022 Explorer Competition Manual*, Konkurransemanual fra MATE, 2021.
- [7] —, *Mission Flythrough 2022 Explorer*, <https://vimeo.com/679543161>, Hentet: 01.04.2022, 2022.
- [8] —, *EXPLORER product demonstration prop building instructions*, https://files.materovcompetition.org/2022/EXPLORER_prop_building_instructions_2022.pdf, Hentet: 01.04.2022, 2022.
- [9] *Kabel PR 2x2,5+2,5* ||ClasOhlson. adresse: <https://www.clasohlson.com/no/Kabel-PR-2x2,5+2,5/p/36-7933>.
- [10] *RK kabel 16,0 mm² Gul/Grønn Ø 7,0mm-met* - elby.no. adresse: <https://elby.no/rk-kabel-16-0-mm2-gul-groenn-oe-7-0mm-met-1056860.html?gclid=Cj0KCQiAybaRBhDtARIsAIEG3kmI7bTwcB>.
- [11] *Temperature Coefficient of Copper*. adresse: <https://www.cirris.com/learning-center/general-testing/special-topics/177-temperature-coefficient-of-copper>.
- [12] *Resistivitet – Wikipedia*. adresse: <https://no.wikipedia.org/wiki/Resistivitet>.
- [13] *Parallel Wire Inductance Calculator - Electrical Engineering & Electronics Tools*. adresse: <https://www.allaboutcircuits.com/tools/parallel-wire-inductance-calculator/>.
- [14] “Connecting leads RADOX 125 GENERAL PROPERTIES”, 2019. adresse: https://www.bartec.de/ProdCatalogue/Assets/Datasheets/lng_0/Radox125Wire_E.pdf.
- [15] *Bacheloroppgave - Kraftoverføring og fordeling.pdf* – OneDrive. adresse: <https://onedrive.live.com/?authkey=%21AAzAEmXgZuaoDvI\&cid=EB34634DFCE47159\&id=EB34634DFCE47159\%21182434\&parId=EB34634DFCE47159\%21121391\&o=OneUp>.
- [16] ||UniversitetetiStavanger. adresse: https://www.uis.no/nb/course/ELE340_1.

- [17] *Low Quiescent Current (IQ) LDO Regulators - STMicroelectronics*. adresse: <https://www.st.com/en/power-management/low-iq-ldo-regulators.html>.
- [18] B. Hauke, “Basic Calculation of a Buck Converter’s Power Stage”, 2011. adresse: https://www.ti.com/lit/an/slva477b/slva477b.pdf?ts=1645699974009&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F.
- [19] H. Wu, *Power Electronics-Lecture 5 Steady-State Analysis of DC/DC Converters*, **Krevert innlogging**. adresse: https://www.moodle.aau.dk/pluginfile.php/2372765/mod_resource/content/1/Lecture5_Steedy%20state%20analysis%20of%20DCDC%20converters.pdf.
- [20] *Harmonics Disadvantages in Power System - Inst Tools*. adresse: <https://instrumentationtools.com/harmonics-disadvantages-power-system/>.
- [21] *LC Filter for Power Supply Design Tips*. adresse: <https://resources.pcb.cadence.com/blog/lc-filter-for-power-supply-design-tips>.
- [22] *Linear vs. Switching Regulators* || *Renesas*. adresse: <https://www.renesas.com/us/en/products/power-power-management/linear-vs-switching-regulators>.
- [23] H. Bai, C. Mi, H Bai og C Mi, “electric vehicle chargers”, *Int. J. Power Electronics*, årg. 4, s. 119–133, 2 2012.
- [24] “40-60Vdc Input; 12.0Vdc, 67.0A, 800W Output Absolute Maximum Ratings”, 2021.
- [25] Flex, “BMR490 series DC-DC Converters, Active Current Sharing Input 40-60 V, Output up to 139 A / 1300 W”, 2020. adresse: <https://flexpowermodules.com/resources/fpm-techspec-bmr490-ac>.
- [26] *Pi Filter : Circuit Diagram, Working, Characteristics and Its Applications*. adresse: <https://www.elprocus.com/pi-filter-circuit-working-and-its-applications/>.
- [27] M. M. Typ, “TECHNICAL SPECIFICATIONS PARAMETER NOTES and CONDITIONS Q36SR12020”, adresse: <http://www.deltaww.com/dcdc>.
- [28] *Forward converter - Wikipedia*. adresse: https://en.wikipedia.org/wiki/Forward_converter.
- [29] V. Choudhary, “Application Report AN-2292 Designing an Isolated Buck (Fly-Buck) Converter”, 2012. adresse: https://www.ti.com/lit/an/snva674c/snva674c.pdf?ts=1647428020023&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F.
- [30] *Mini PC PN51 - AnmeldelserMini-pc-erASUS Norge*. adresse: <https://www.asus.com/no/Displays-Desktops/Mini-PCs/PN-PB-series/Mini-PC-PN51/techspec/>.
- [31] TDK-Lambda, *i6A Series DC-DC Power Module Series*. adresse: https://product.tdk.com/system/files/dam/doc/product/power/switching-power/dc-dc-converter/specification/i6a4w_spec.pdf.
- [32] M. M. Typ, “PARAMETER NOTES and CONDITIONS V48SR05013 (Standard)”, adresse: https://no.mouser.com/datasheet/2/632/DS_V48SR05013-1141803.pdf.
- [33] *Bypass Capacitor - an overview* || *ScienceDirectTopics*. adresse: <https://www.sciencedirect.com/topics/engineering/bypass-capacitor>.
- [34] *ESL Series Datasheet by KEMET* || *Digi-Key Electronics*. adresse: <https://www.digikey.no/htmldatasheets/production/3161821/0/0/1/esl-series.html>.
- [35] *ESR*. adresse: <http://my.execpc.com/~endlr/esr.html>.

- [36] *Noise Suppression by EMI Filtering*. adresse: <https://www.datasheetarchive.com/pdf/download.php?id=69a76cdfc3c64d7e21b00b95d4bfeb3ee8cd34&type=P&term=non\%2520electrolytic\%2520capacitor\%2520esl\%2520esr>.
- [37] “Choosing and Using Bypass Capacitors”, 2011. adresse: <https://www.renesas.com/us/en/document/apn/an1325-choosing-and-using-bypass-capacitors>.
- [38] *Which Type of Capacitor Should You Use?* ||Blogs||Altium. adresse: <https://resources.altium.com/p/which-type-capacitor-should-you-use>.
- [39] *LDO basics: capacitor vs. capacitance - Power management - Technical articles - TI E2E support forums*. adresse: https://e2e.ti.com/blogs_/b/powerhouse/posts/ldo-basics-capacitor-vs-capacitance.
- [40] *EETimes - Choosing the right input caps for your buck converter*. adresse: <https://www.eetimes.com/choosing-the-right-input-caps-for-your-buck-converter/>.
- [41] Jason, “Application Report Input and Output Capacitor Selection”, 2006. adresse: https://www.ti.com/lit/an/slta055/slta055.pdf?ts=1646117867838&ref_url=https\%253A\%252F\%252Fwww.google.co\%252F.
- [42] *Overvoltage or Voltage Surge in Power System - its Causes*. adresse: <https://www.electricaldeck.com/2021/11/what-is-overvoltage-in-power-system.html>.
- [43] *Difference between TVS Diodes and Zener Diodes (1)* ||ToshibaElectronicDevices&StorageCorporation||As English. adresse: <https://toshiba.semicon-storage.com/ap-en/semiconductor/knowledge/e-learning/discrete/chap2/chap2-7.html>.
- [44] “SMLJ Transient Voltage Suppressor Diode Series”, adresse: <https://www.bourns.com/docs/Product-Datasheets/SMLJ.pdf>.
- [45] “TVS Diodes”, 2020. adresse: https://www.littelfuse.com/~media/electronics/datasheets/tvs_diodes/littelfuse_tvs_diode_smbj_datasheet.pdf.pdf.
- [46] “TVS Diodes”, 2020. adresse: https://www.littelfuse.com/~media/electronics/datasheets/tvs_diodes/littelfuse_tvs_diode_smcj_datasheet.pdf.pdf.
- [47] “TVS Diodes Surface Mount-200W > SMF Series”, 2020. adresse: https://www.littelfuse.com/~media/electronics/datasheets/tvs_diodes/littelfuse_tvs_diode_smf_datasheet.pdf.pdf.
- [48] O. Semiconductor, “ESD9101 - ESD Protection Diode, Low Capacitance ESD Protection Diodes for High Speed Data Lines”, adresse: <https://www.onsemi.com/pdf/datasheet/esd9101-d.pdf>.
- [49] *What is overcurrent?(Causes, Effects and Protection)*. adresse: <https://www.electrical4uonline.com/what-is-overcurrent-protection-and-devices/>.
- [50] *Bacheloroppgavefinal.pdf~OneDrive*. adresse: <https://onedrive.live.com/?authkey=%21AAzAEmXgZuaoDvI\&cid=EB34634DFCE47159\&id=EB34634DFCE47159\%21178877\&parId=EB34634DFCE47159\%21121390\&o=OneUp>.
- [51] *CZ-3725 English Datasheet* ||EnhancedReader. adresse: <https://www.akm.com/content/dam/documents/products/current-sensor/cz3725/cz3725-en-datasheet.pdf>.
- [52] “TMCS1108-Q1 AEC-Q100, 3% Functional Isolation Hall-Effect Current Sensor With 100-V Working Voltage”, 2021. adresse: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tmcs1108-q1.pdf?HQS=dis-dk-null-digikeymode-dsf-pf-null-ww\&ts=1647296720346>.

BIBLIOGRAFI

- [53] “MCP6561/1R/1U/2/4 Features”, adresse: <https://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/MCP6561-1R-1U-2-4-1.8V-Low-Power-Push-Pull-Output-Comparator-DS20002139E.pdf>.
- [54] “SN54279, SN54LS279A, SN74279, SN74LS279A QUADRUPLE S-R LATCHES”, 1988. adresse: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/sn74ls279a.pdf?HQS=dis-dk-null-digikeymode-dsf-pf-null-ww&ts=1644829750815&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fgeneral%252Fdocs%252Fsuppproductinfo.tsp%253FdistId%253D10%2526gotoUrl%253Dhttps%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Flit%252Fgpn%252Fsn74ls279a.
- [55] *LM5114 Single 7.6-A Peak Current Low-Side Gate Driver datasheet (Rev. F) || Enhanced Reader*. adresse: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm5114.pdf?HQS=dis-dk-null-digikeymode-dsf-pf-null-ww&ts=1647372250338&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fgeneral%252Fdocs%252Fsuppproductinfo.tsp%253FdistId%253D10%2526gotoUrl%253Dhttps%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Flit%252Fgpn%252F1m5114.
- [56] “PPJA3412-AU 20V N-Channel Enhancement Mode MOSFET Voltage 20 V Current 4.1A”, 2017. adresse: <https://www.panjit.com.tw/upload/datasheet/PJA3412-AU.pdf>.
- [57] Littelfuse, “Low Profile MINI (®) Blade Fuses Rated 58V Specifications Low Profile MINI (®) Blade Fuses Time-Current Characteristics”, adresse: https://www.littelfuse.com/~media/automotive/datasheets/fuses/passenger-car-and-commercial-vehicle/blade-fuses/littelfuse_lowprofilemini_datasheet.pdf.
- [58] A. A. Eielsen, *Sensorteknologier*. adresse: https://cdn.inst-fs-dub-prod.inscloudgate.net/8500f5f3-a257-46ba-8301-c485137db5b8/f11.pdf?token=eyJhbGciOiJIUzUxMiIsInR5cCI6IkpXVCJ9eyJyZXNvdXJzSI6Ii84NTAwZjVmMy1hMjU3LTQ2YmEtODMwMS1jNDg1MTM3ZGI1YjgvZjExLnBkZiIsInR1bmFudC_prRjXrHQDy_iF6YG20dU1xtglbcZZRQvvgIq8TeuiAFFRoJoIg-8HwiwrBC0WhW0ISwppDfCC2nihF_b4fWXw&download=1&content_type=application%2Fpdf.
- [59] *Using the Right-Hand Rule (article) || KhanAcademy*. adresse: <https://www.khanacademy.org/test-prep/mcat/physical-processes/magnetism-mcat/a/using-the-right-hand-rule>.
- [60] *Hall effect - Wikipedia*. adresse: https://en.wikipedia.org/wiki/Hall_effect.
- [61] A. Kay og T. Claycomb, “Comparator with Hysteresis Reference Design”, 2014. adresse: https://www.ti.com/lit/ug/tidu020a/tidu020a.pdf?ts=1647165114147&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F.
- [62] Broadcom, “ACPL-P346/ACPL-W346: 2.5-Amp Output Current Power, GaN and SiC MOSFET Gate Drive Optocoupler with Rail-to-Rail Output Data Sheet”, 2018. adresse: <https://docs.broadcom.com/doc/AV02-4078EN>.
- [63] *LM293: what’s the meaning of overdrive voltage? - Amplifiers forum - Amplifiers - TI E2E support forums*. adresse: <https://e2e.ti.com/support/amplifiers-group/amplifiers/f/amplifiers-forum/812690/lm293-what-s-the-meaning-of-overdrive-voltage>.
- [64] P. Colarusso, L. H. Kidder, I. W. Levin og E. N. Lewis, “Raman and Infrared Microspectroscopy”, *Encyclopedia of Spectroscopy and Spectrometry*, s. 1945–1954, 1999. adresse: <https://www.sciencedirect.com/sdfe/pdf/download/eid/3-s2.0-B0122266803004026/first-page-pdf>.

- [65] (65) *TI Precision Labs - ADCs: Aliasing and Anti-aliasing Filters - YouTube*. adresse: <https://www.youtube.com/watch?v=T4M6xN-LMWw>.
- [66] B. Carter, P. Rowland, J. Karki og P. Miller, “Amplifiers and Bits: An Introduction to Selecting Amplifiers for Data Converters”, 1999. adresse: https://www.ti.com/lit/an/sloa035d/sloa035d.pdf?ts=1649242783682&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F.
- [67] “STM32F405xx STM32F407xx”, adresse: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/stm32f407vg.pdf>.
- [68] A. Devices, “An Inside Look at High Speed Analog-to-Digital Converter Accuracy”, adresse: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/tech-articles/an-inside-look-at-high-speed-analog-to-digital-converter-accuracy.pdf>.
- [69] “RM0090 Reference manual”, 2021. adresse: https://www.st.com/resource/en/reference_manual/dm00031020-stm32f405-415-stm32f407-417-stm32f427-437-and-stm32f429-439-advanced-arm-based-32-bit-mcus-stmicroelectronics.pdf.
- [70] A. Devices, “Low Cost Micropower, Low Noise CMOS Rail-to-Rail, Input/Output Operational Amplifiers PIN CONFIGURATIONS Figure 1. 5-Lead SC70 and 5-Lead TSOT-23”, adresse: https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/datasheets/AD8613_8617_8619.pdf.
- [71] *Synchronization USB Stereo Camera module 960P OV9750 USB2.0 OTG Windows Linux Android Mac Webcam with M12 Dual lens 1m usb cable* | *SurveillanceCameras* | - *AliExpress*. adresse: <https://www.aliexpress.com/item/32901499210.html?spm=a2g0o.9042311.0.0.26334c4d6u5HYw>.
- [72] *Lumens to lux (lx) conversion calculator*. adresse: <https://www.rapidtables.com/calc/light/lumen-to-lux-calculator.html>.
- [73] *Illumination convert for lumens and lux*. adresse: <http://www.dmslighting.com/tools/illuminationconverter.html>.
- [74] A. Brown, M. Corner, D. P. Crewther og S. G. Crewther, “Human Flicker Fusion Correlates With Physiological Measures of Magnocellular Neural Efficiency”, *Frontiers in Human Neuroscience*, årg. 12, s. 176, mai 2018.
- [75] “PRODUCT FAMILY DATA SHEET XLamp ® MK-R LEDs PRODUCT DESCRIPTION”, 2012. adresse: <https://cree-led.com/media/documents/XLampMKR.pdf>.
- [76] *LED Drivers: Constant Current vs. Constant Voltage - LEDSupply Blog*. adresse: <https://www.ledsupply.com/blog/constant-current-led-drivers-vs-constant-voltage-led-drivers/>.
- [77] *Thermal Runaway Explained - LEDSupply Blog*. adresse: <https://www.ledsupply.com/blog/thermal-runaway-explained/>.
- [78] *lumen/Lumen-Schematic.pdf at master · bluerobotics/lumen · GitHub*. adresse: <https://github.com/bluerobotics/lumen/blob/master/Lumen-Schematic.pdf>.
- [79] “PRODUCT FAMILY DATA SHEET Cree ® XLamp ® CXB1507 LED PRODUCT DESCRIPTION”, 2015. adresse: <https://no.mouser.com/datasheet/2/90/ds-CXB1507-1507518.pdf>.
- [80] “MPQ24833-B”, 2019. adresse: https://www.monolithicpower.com/en/documentview/productdocument/index/version/2/document_type/Datasheet/lang/en/sku/MPQ24833-BGN-AEC1/document_id/6974/.

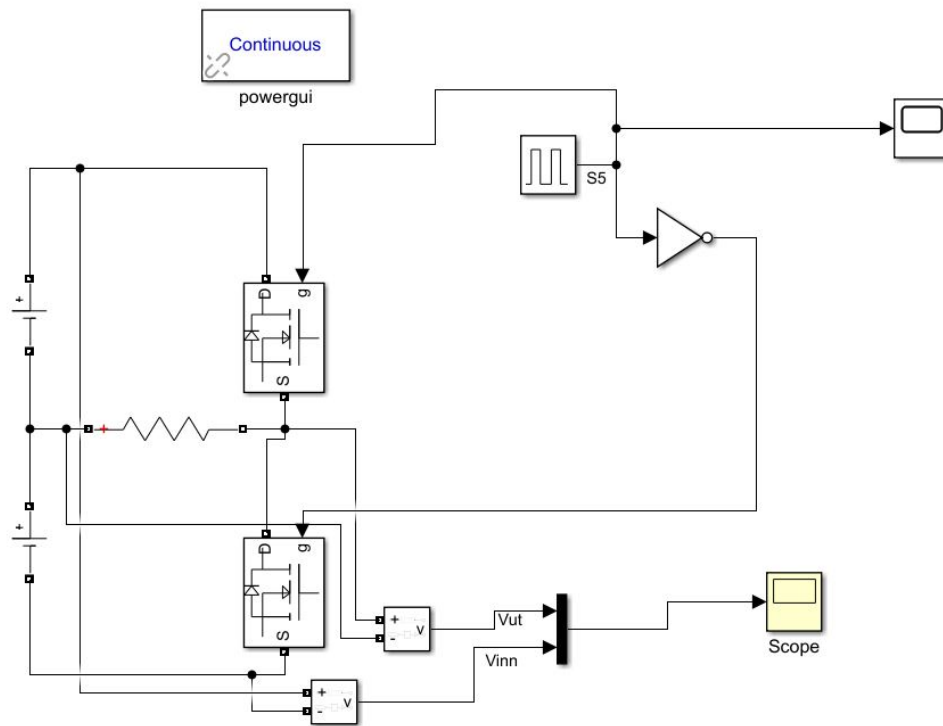
- [81] “Constant-Current 3-Ampere PWM Dimmable Buck Regulator LED Driver PACKAGE: 8-pin SOICN with exposed thermal pad (suffix LJ): APPLICATIONS”, adresse: <https://www.allegromicro.com/~media/Files/Datasheets/A6211-Datasheet.ashx>.
- [82] “B340BQ-B360BQ”, 2022. adresse: <https://www.diodes.com/assets/Datasheets/B340BQ-B360BQ.pdf>.
- [83] *1777749 Phoenix Contact ||Kontakter, forbindelser||DigiKey*. adresse: <https://www.digikey.no/no/products/detail/phoenix-contact/1777749/2743637>.
- [84] *ED790/4 On Shore Technology Inc. ||Connectors, Interconnects||DigiKey*. adresse: <https://www.digikey.no/en/products/detail/on-shore-technology-inc/ED790-4/200884?s=N4IgTCBcDaIKIBEDsBOADAFhAXQL5A>.
- [85] *1721731 Phoenix Contact ||Connectors, Interconnects||DigiKey*. adresse: <https://www.digikey.no/en/products/detail/phoenix-contact/1721731/267563>.
- [86] “TMCS1108-Q1 AEC-Q100, 3% Functional Isolation Hall-Effect Current Sensor With 100-V Working Voltage”, 2021. adresse: www.ti.com.
- [87] *1725038 Phoenix Contact ||Connectors, Interconnects||DigiKey*. adresse: <https://www.digikey.no/en/products/detail/phoenix-contact/1725038/267558>.
- [88] *Datasheet for LTST-C190GKT Lite-On LEDs ||Octopart*. adresse: <https://www.we-online.com/katalog/datasheet/150060VS75000.pdf>.
- [89] “TJA1044”, adresse: <https://www.nxp.com/docs/en/data-sheet/TJA1044.pdf>.
- [90] STMicroelectronics, “Digital temperature sensor and thermal watchdog”, 2010. adresse: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/stts75.pdf>.
- [91] *Applying IPC-2221 Standards in Circuit Board Design ||SierraCircuits*. adresse: <https://www.protoexpress.com/blog/ipc-2221-circuit-board-design/>.
- [92] *Kalkulator for bredde på PCB-bane ||DigiKey*. adresse: <https://www.digikey.no/no/resources/conversion-calculators/conversion-calculator-pcb-trace-width>.
- [93] *PCB Prototype - JLCPCB*. adresse: <https://jlcpcb.com/quote/pcbOrderFaq/Base%20Material>.
- [94] “IPC-2221A Generic Standard on”, 2003.
- [95] *High Current PCB - How to Design and Optimise to Make it More Perfect*. adresse: <https://www.ourpcb.com/high-current-pcb.html>.
- [96] *Should You Split Ground Planes in Mixed-Signal PCB Design? ||NWESBlog*. adresse: <https://www.nwengineeringllc.com/article/should-you-split-ground-planes-in-mixed-signal-pcb-design.php>.
- [97] B. Simonvich, *Split Planes and What Happens When Microstrip Signals Cross Them* ||2018 – 01 – 16||*SignalIntegrityJournal*. adresse: <https://www.signalintegrityjournal.com/articles/692-split-planes-and-what-happens-when-microstrip-signals-cross-them>.
- [98] *GitHub - ayberkozgur/jlcpcb-design-rules-stackups: JLCPCB design rules and stackups for Altium Designer*. adresse: <https://github.com/ayberkozgur/jlcpcb-design-rules-stackups>.
- [99] *SwebbaJR/Bachelor—Kraftforsyning: Bachelor kode*. adresse: <https://github.com/SwebbaJR/Bachelor---Kraftforsyning>.

BIBLIOGRAFI

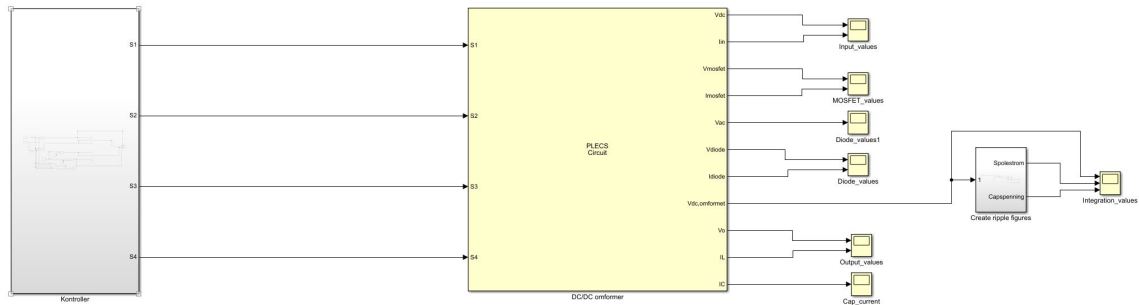
- [100] *Basic ESC (Electronic Speed Controller) for Thrusters and Brushless Motors*. adresse: <https://bluerobotics.com/store/thrusters/speed-controllers/besc30-r3/>.
- [101] *Automatisering og elektronikkdesign, bachelor i ingeniørfag* || *Universitetet i Stavanger*. adresse: <https://www.uis.no/nb/studieprogram-og-emner/automatisering-og-elektronikkdesign-bachelor-i-ingeniorfag>.
- [102] *Automatisering og elektronikkdesign, y-vei, bachelor i ingeniørfag* || *Universitetet i Stavanger*. adresse: <https://www.uis.no/nb/studieprogram-og-emner/automatisering-og-elektronikkdesign-y-vei-bachelor-i-ingeniorfag>.
- [103] *STM32F3DISCOVERY - Discovery kit with STM32F303VC MCU - STMicroelectronics*. adresse: <https://www.st.com/en/evaluation-tools/stm32f3discovery.html>.
- [104] *STM32F4DISCOVERY - Discovery kit with STM32F407VG MCU * New order code STM32F407G-DISC1 (replaces STM32F4DISCOVERY) - STMicroelectronics*. adresse: <https://www.st.com/en/evaluation-tools/stm32f4discovery.html#documentation>.
- [105] *MikroElektronika ARM MINI M4 MCU Development Kit MIKROE-1367* || *RSComponents*. adresse: <https://no.rs-online.com/web/p/microcontroller-development-tools/8209870>.
- [106] *STM32F407VG - High-performance foundation line, Arm Cortex-M4 core with DSP and FPU, 1 Mbyte of Flash memory, 168 MHz CPU, ART Accelerator, Ethernet, FSMC - STMicroelectronics*. adresse: https://www.st.com/content/st_com/en/products/microcontrollers-microprocessors/stm32-32-bit-arm-cortex-mcus/stm32-high-performance-mcus/stm32f4-series/stm32f407-417/stm32f407vg.html.
- [107] *ST, STM32CubeIDE - Integrated Development Environment for STM32 - STMicroelectronics*. adresse: <https://www.st.com/en/development-tools/stm32cubeide.html#get-software>.
- [108] *What is a Hardware Abstraction Layer (HAL)? - Definition from Techopedia*. adresse: <https://www.techopedia.com/definition/4288/hardware-abstraction-layer-hal>.
- [109] “RM0090 Reference manual”, 2021. adresse: <http://www.st.com>.
- [110] *STM32 PWM Example - Timer PWM Mode Tutorial - DeepBlue*. adresse: <https://deepblueembedded.com/stm32-pwm-example-timer-pwm-mode-tutorial/>.
- [111] *CAN bus - Wikipedia*. adresse: https://en.wikipedia.org/wiki/CAN_bus.
- [112] *Sample Correlation Coefficient - an overview* || *ScienceDirectTopics*. adresse: <https://www.sciencedirect.com/topics/mathematics/sample-correlation-coefficient>.
- [113] L. T. Corporation, “LTC3406B-2 - 2.25MHz, 600mA Synchronous Step-Down Regulator in ThinSOT”,
- [114] *T200 Thruster for ROVs, AUVs, and marine robotics*. adresse: <https://bluerobotics.com/store/thrusters/t100-t200-thrusters/t200-thruster-r2-rp/>.
- [115] M. Tengesdal, “Frå transistor til datamaskin”.
- [116] *Test av LED - YouTube*. adresse: <https://www.youtube.com/shorts/b7n4wn5wxyk>.
- [117] *Bimetallic strip - Wikipedia*. adresse: https://en.wikipedia.org/wiki/Bimetallic_strip.

A Simuleringskretser

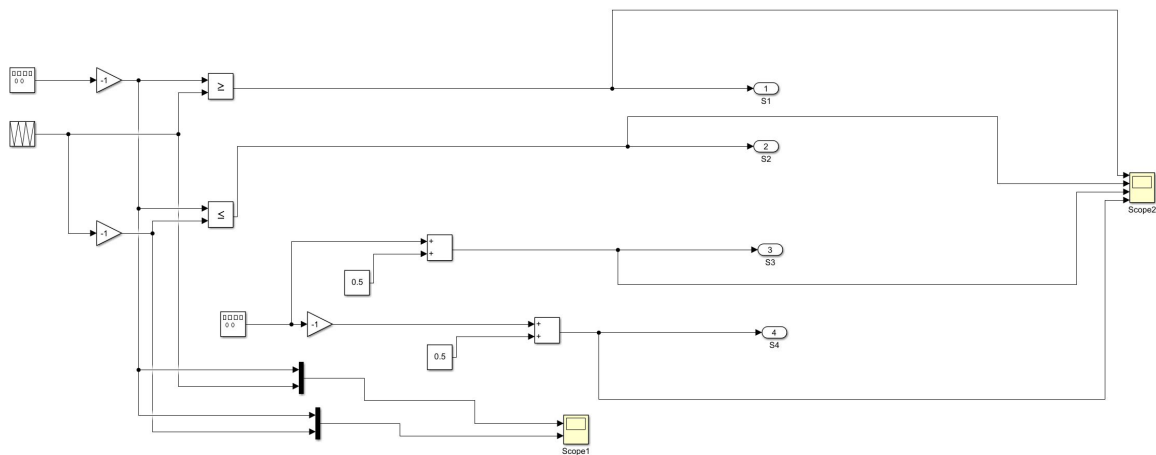
A.1 DC/AC halvbro



A.2 DC/DC fullbro omformer

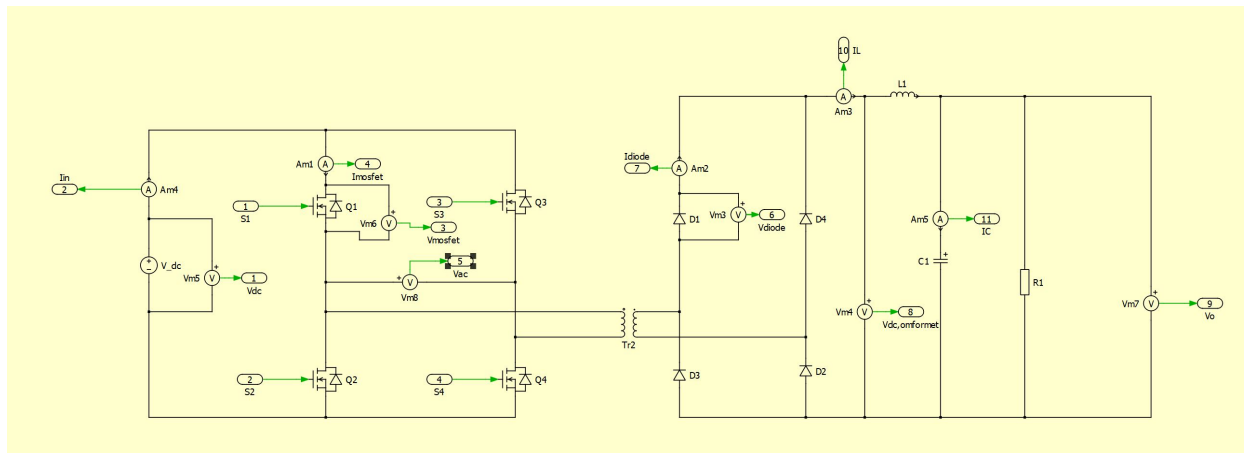


Figur A.1: Overordnet krets for å simulere fullbro-omformer, hvor $D = 0.7$, $f = 10e3$.

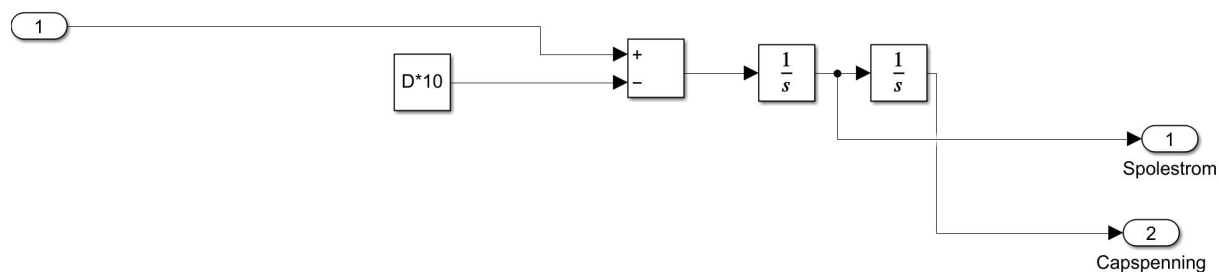


Figur A.2: Kontrollerkrets for å modulere omformer, hvor *repeating sequence* blokken er satt til $[0 \ 0.5 \ 1]/(f*2)$ og $[1 \ 0 \ 1]$, *saw tooth generator* blokken øverst til venstre er satt til D og f , og *saw tooth generator* blokken nederst er satt til 0.5 og f .

A.3 Induktiv last i kabel



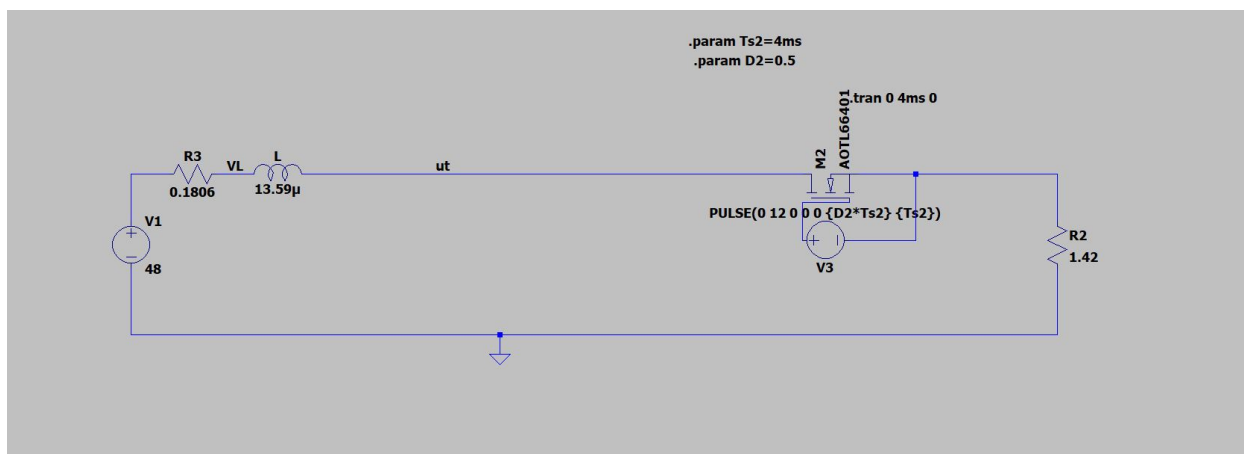
Figur A.3: Kretsen laget i plecs, som er DC/DC omformereren, hvor $R = 0.5$, $L = 7.5e-5$, $C = 1.25e-5$, V_{dc} spenningen er 20 V og transformatoren er satt til [1, 1] og [2, 1]. Alle andre komponenter er helt ideelle.



Figur A.4: Integratorkrets, brukt for å lage approksimasjoner av strøm og spenning for kondensatoren og spolen

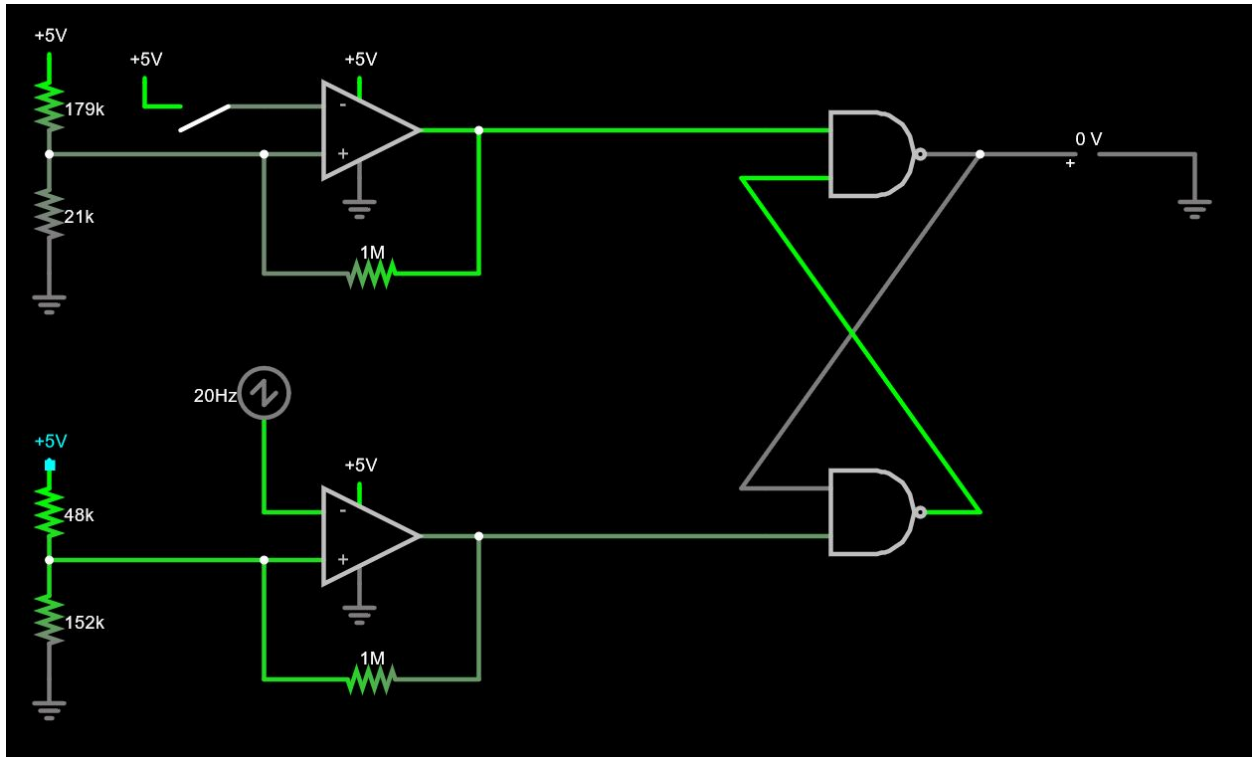
A.3 Induktiv last i kabel

For å simulere effekten av den induktive lasten i kabelen:



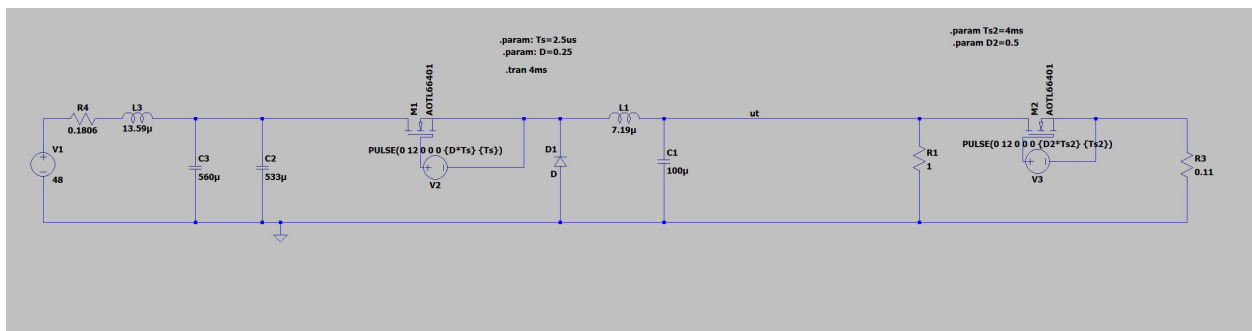
Figur A.5: Modell for å simulere effekten av kabelparameterene.

A.4 Sikringskrets



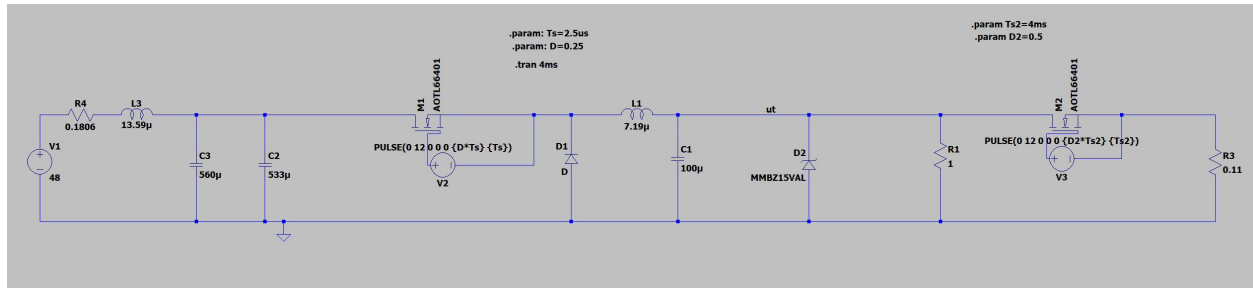
Figur A.6: Krets som er brukt for å simulere sikringskretsen, gjort i *falstad*, med utgangspunkt i verdiene kalkulert for 1300 W omformer sikringen.

A.5 Overspenning uten TVS



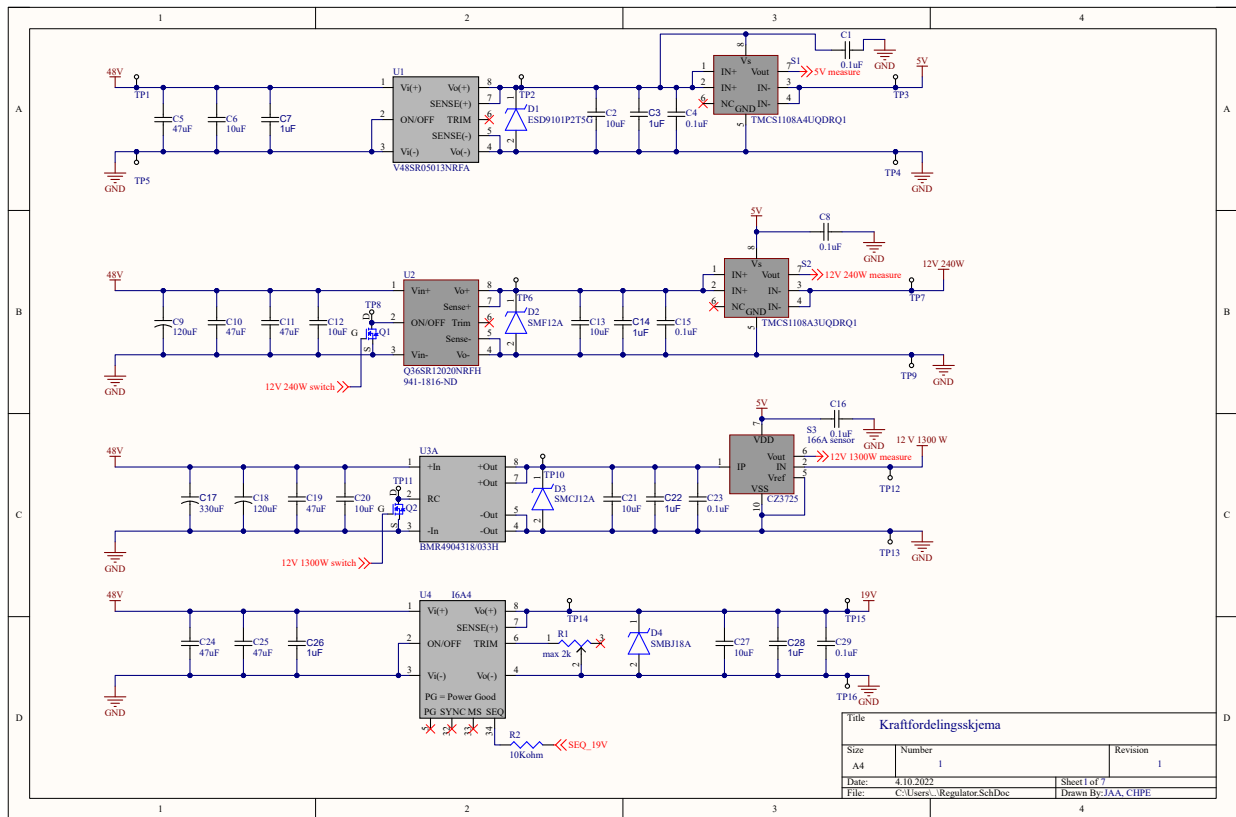
A.6 Overspenning med TVS

A.6 Overspenning med TVS



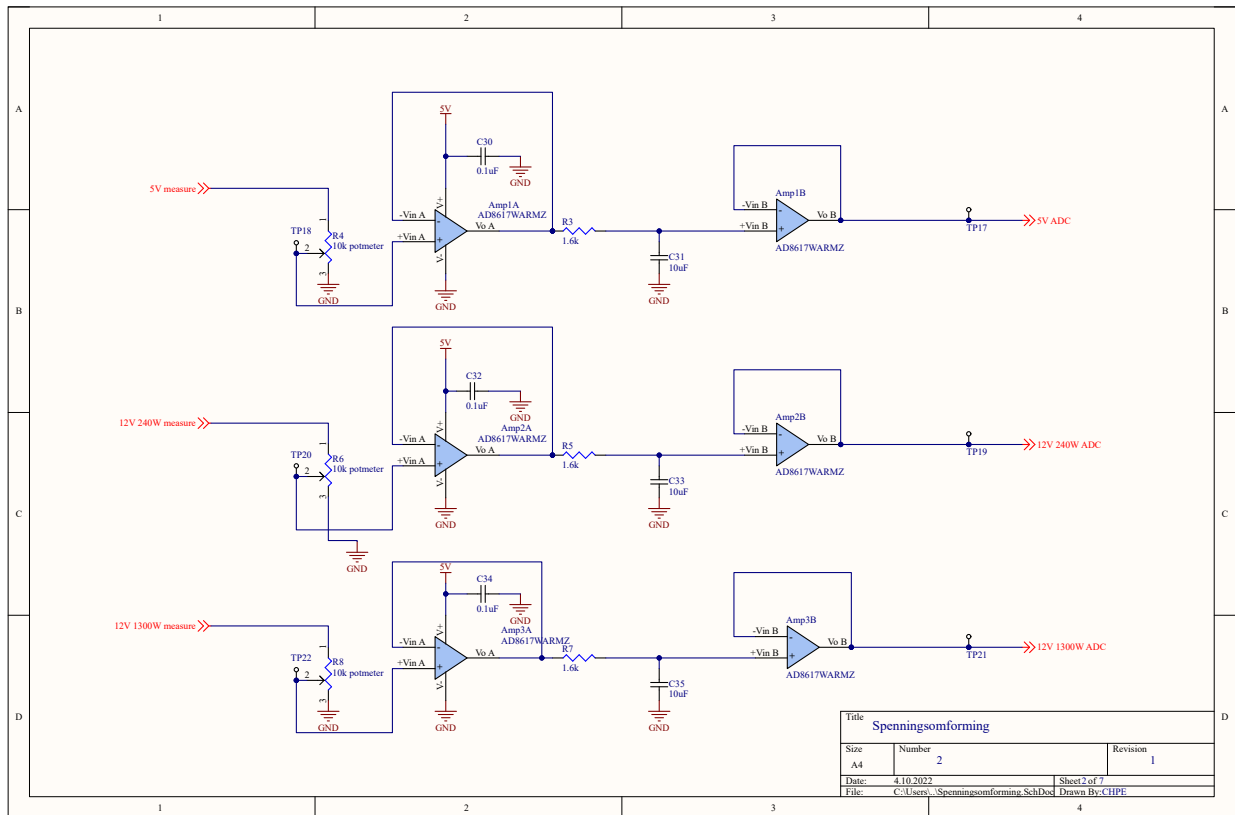
B Skjematikk

B.1 Omformere



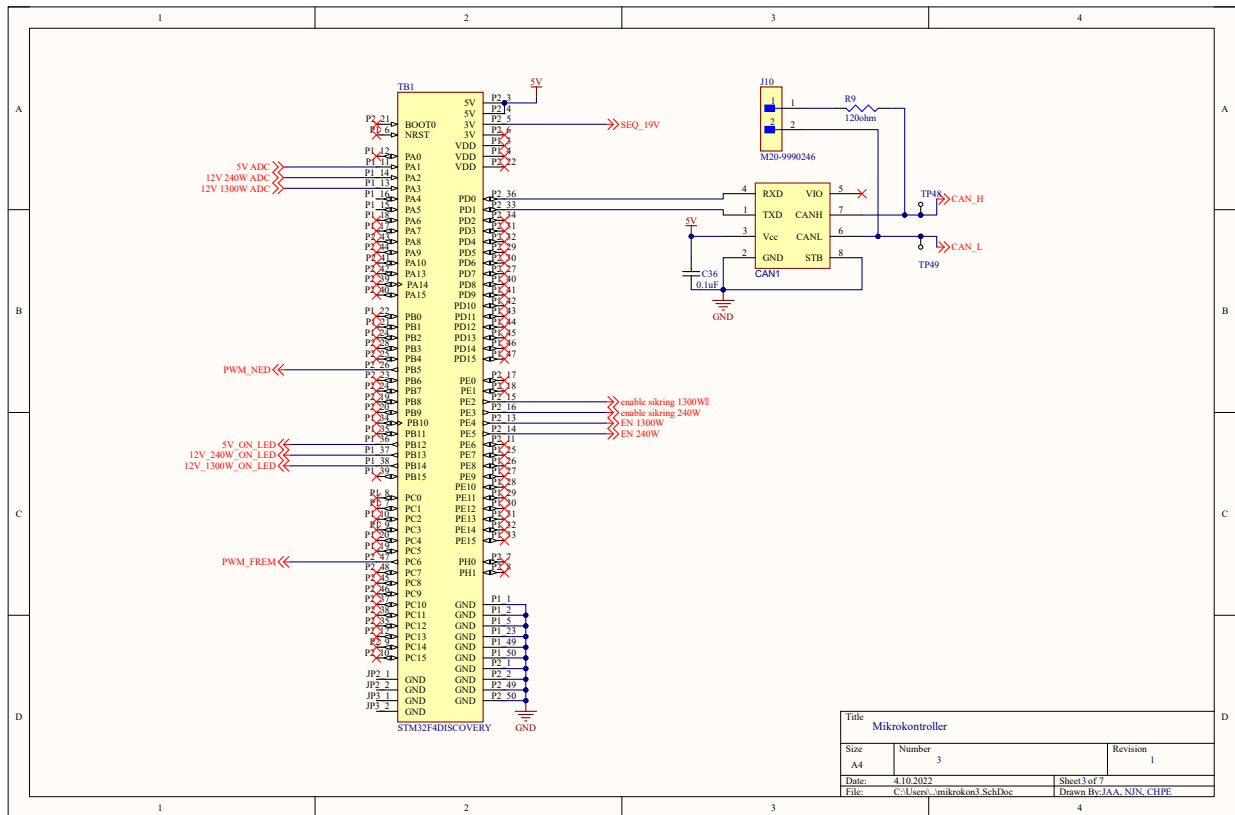
B.2 Kretsoversikt over spenningstilpassing til ADC

B.2 Kretsoversikt over spenningstilpassing til ADC



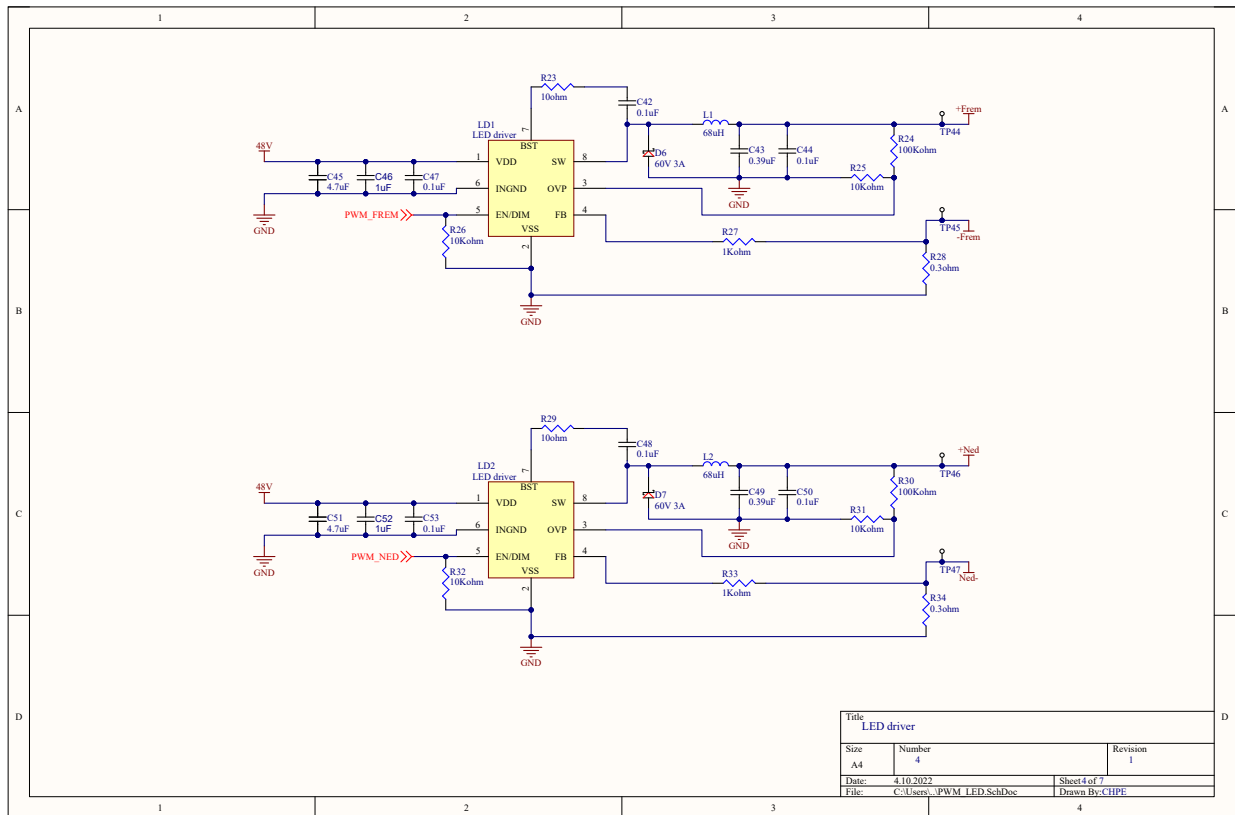
B.3 Mikrokontroller og CAN-transceiver

B.3 Mikrokontroller og CAN-transceiver

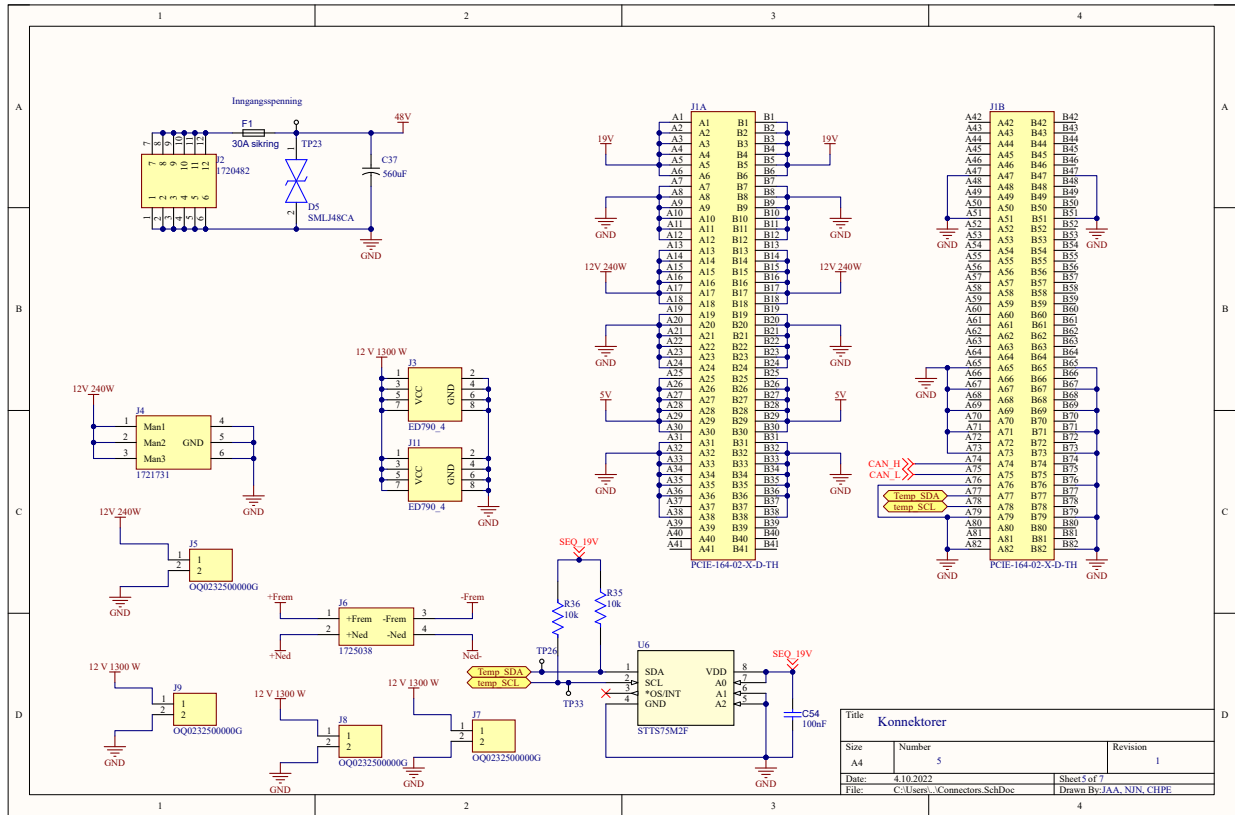


B.4 Kretsoversikt LED-driver for eksterne LED

B.4 Kretsoversikt LED-driver for eksterne LED

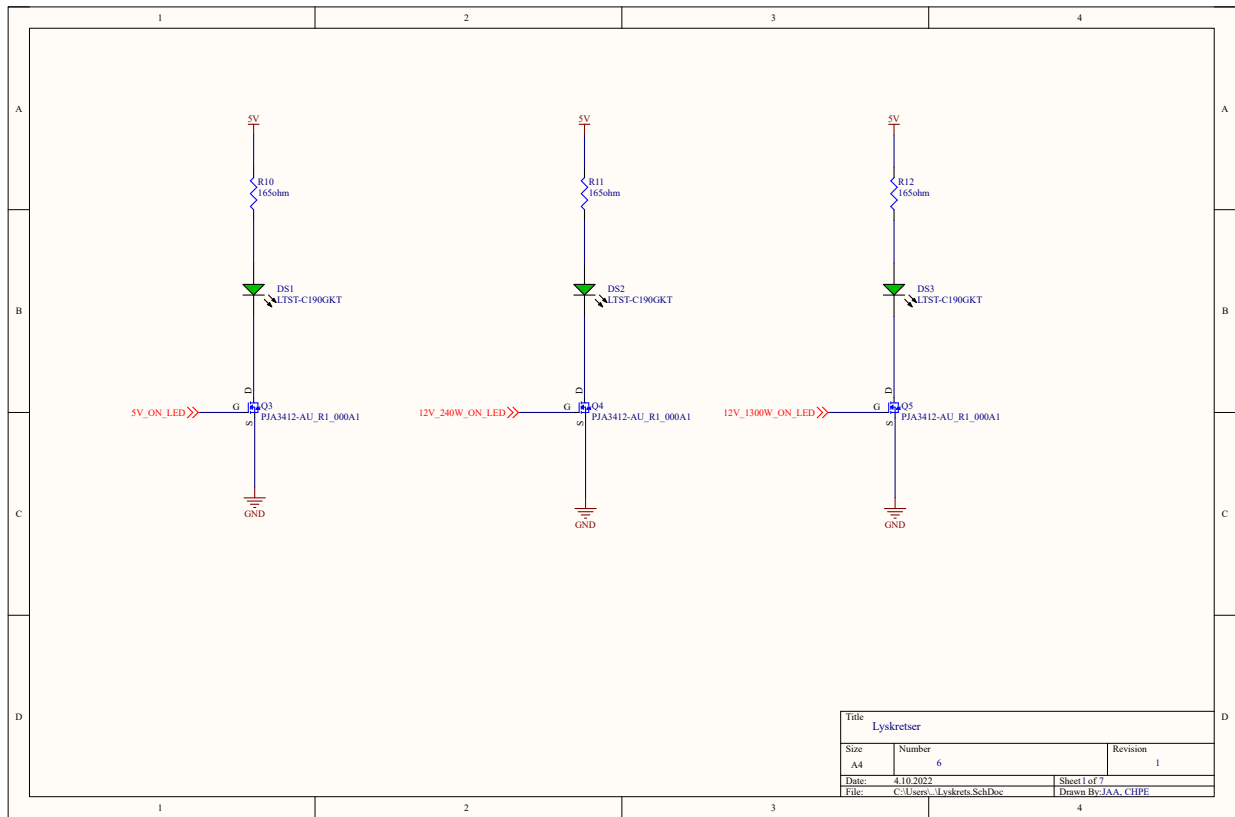


B.5 Konnektorer



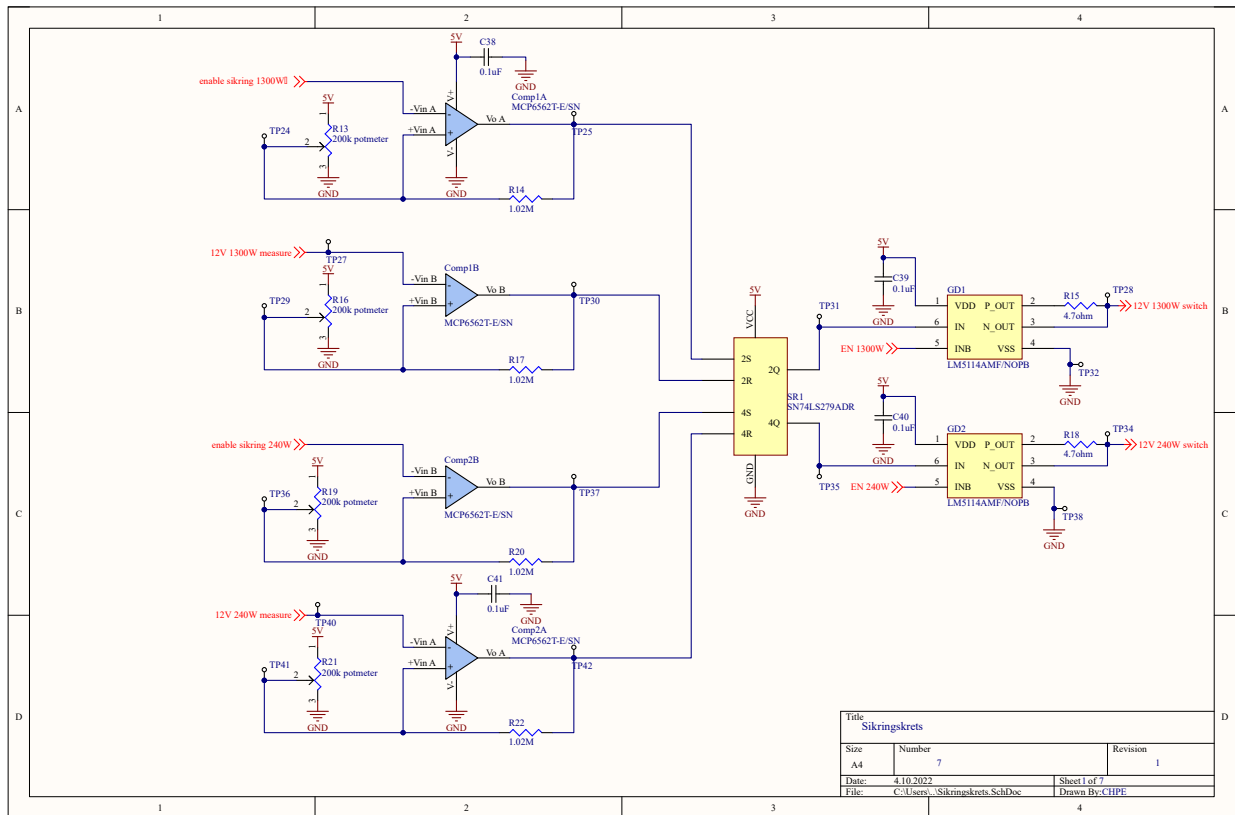
B.6 Status-LED

B.6 Status-LED



B.7 Sikringskrets

B.7 Sikringskrets



C Komponentliste

Komponent navn	Beskrivelse	Produkt nr	Lenke til kjøp	Antall:	Referanse
Opamp	Buffer	AD8617WARMZ-REEL	https://www.digikey.no/no/products/detail/analog-dev	3	Amp1, Amp2, Amp3
Kondensator	0.1 uF	CDR33BX104AKUR7370	https://www.digikey.no/en/products/detail/kemet/CDR33BX104AKUR7370	21	C1, C4, C8, C15, C16, C23, C29, C30, C32, C34, C36, C38, C39, C40, C41, C42, C44, C47, C48, C50, C53
	10uF	C2220C106J5RAC7800	https://www.digikey.no/no/products/detail/kemet/C2220C106J5RAC7800	10	C2, C6, C12, C13, C20, C21, C27, C31, C33, C35
	1uF	C1206C105K3RACTM	https://no.mouser.com/ProductDetail/KEMET/C1206C105K3RACTM	8	C3, C7, C14, C22, C26, C28, C46, C52
	47uF	KTJ500B476M76BFT00	https://www.digikey.com/no/products/detail/united-chemi/ktj500b476m76bft00	6	C5, C10, C11, C19, C24, C25
	120uF	B40940A8127M000	B40940A8127M000 EPCOS - TDK Electronics Kor	2	C9, C18
	330uF	A759EK337M1AAE018	https://www.digikey.no/en/products/detail/kemet/A759EK337M1AAE018	1	C17
	560uF	63ZLJ560M12.5X30	https://www.digikey.no/no/products/detail/rubycon/63ZLJ560M12.5X30	1	C37
	0.39uF	C1206C394K5RAC7800	https://www.digikey.no/en/products/detail/kemet/C1206C394K5RAC7800	2	C43, C49
	4.7uF	UMK316AC7475KLHTE	https://www.digikey.no/en/products/detail/taiyo-yuden/UMK316AC7475KLHTE	2	C45, C51
	100nF	CC0603JPX7R9BB104	https://www.digikey.no/no/products/detail/yageo/CC0603JPX7R9BB104	1	C54
comparator	comparator	MCP6562T-E/SN	https://www.digikey.no/en/products/detail/microchip/mcp6562t-e/sn	2	Comp1, Comp2
TVS	TVS diode 5V	ESD9101P2T5G	https://www.digikey.no/en/products/detail/onsemi/ESD9101P2T5G	1	D1
	TVS diode 12V 240W	SMF12A	https://www.digikey.no/en/products/detail/littelfuse-in/SMF12A	1	D2
	TVS diode 12V 1300W	SMCJ12A	https://www.digikey.no/en/products/detail/littelfuse-in/SMCJ12A	1	D3
	TVS diode 19V	SMBJ18A	https://www.digikey.no/en/products/detail/littelfuse-in/SMBJ18A	1	D4
	TVS diode 48V	SMLJ48CA	https://www.digikey.no/en/products/detail/bourns-inc/SMLJ48CA	1	D5
Schottky	60V 3A schottky diode	B360BQ-13-F	https://www.digikey.no/en/products/detail/diodes-inc/B360BQ-13-F	2	D6, D7
sikring	Sikringholder 500V 30A		3557-2 https://www.digikey.no/en/products/detail/keystone-electronics/3557-2	1	F1
	Sikring 58V 30A	0891030.NXS	https://www.digikey.no/en/products/detail/littelfuse-in/0891030.NXS	10	F1
GATE	GATE driver	LM5114AMF/NOPB	https://www.digikey.no/en/products/detail/texas-instr/LM5114AMF/NOPB	2	GD1, GD2
Konektorer	PCIE-164-02-X-D-TH			1	J1
	48 V inntak female		1720482 https://www.digikey.no/no/products/detail/phenix-co/1720482	1	J2
	Male 48 V		1777749 https://www.digikey.no/no/products/detail/phenix-co/1777749	1	
	1300W Thruster	ED790/4	https://www.digikey.no/en/products/detail/on-shore-te/ED790/4	2	J3, J11
	Manipulator		1721731 https://www.digikey.no/en/products/detail/phenix-co/1721731	1	J4
	Vifter female		5444262 https://www.digikey.no/en/products/detail/phenix-co/5444262	4	J5, J7, J8, J9
	Vifter male	TJ0231530000G	https://www.digikey.no/en/products/detail/amphenol/TJ0231530000G	4	
	LED kontakt		1725038 https://www.digikey.no/en/products/detail/phenix-co/1725038	1	J6
CAN	CAN terminering	M20-9990246	https://www.digikey.no/no/products/detail/harwin-inc/M20-9990246	1	J10
	CAN Protect terminering	M20-1060200	https://www.digikey.no/no/products/detail/harwin-inc/M20-1060200	3	
Spole	68uH	5900-680-RC	https://www.digikey.no/en/products/detail/bourns-inc/5900-680-RC	2	L1, L2
LED	Dimming LED	MPQ24833-BGN-AEC1-P	https://www.digikey.no/en/products/detail/monolithic/MPQ24833-BGN-AEC1-P	2	LD1, LD2
MOSFET	MOSFET	PJA3412-AU_R1_000A1	https://www.digikey.no/en/products/detail/panjit-inter/PJA3412-AU_R1_000A1	5	Q1, Q2, Q3, Q4, Q5
Motstander	2k trimmer	TC33X-2-202E	https://www.digikey.no/no/products/detail/bourns-inc/TC33X-2-202E	1	R1
	10k trimmer	PVG5H103C03R00	https://www.digikey.no/no/products/detail/bourns-inc/PVG5H103C03R00	3	R4, R6, R8
	200k trimmer	PVG5A204C03R00	https://www.digikey.no/no/products/detail/bourns-inc/PVG5A204C03R00	4	R13, R16, R19, R21
	1.6k	ERA-8ARB162V	https://www.digikey.no/no/products/detail/panasonic-elec/ERA-8ARB162V	3	R3, R5, R7
	120.	RMCF1206JT120R	https://www.digikey.no/no/products/detail/stackpole-elec/RMCF1206JT120R	1	R9
	165.	ERJ-14NF1650U	https://www.digikey.no/en/products/detail/panasonic-elec/ERJ-14NF1650U	3	R10, R11, R12
	1.02M	RMCF1206FG1M02	https://www.digikey.no/en/products/detail/stackpole-elec/RMCF1206FG1M02	4	R14, R17, R20, R22

	10.	CRCW120610R0JNEB	https://www.digikey.no/en/products/detail/vishay-dale	2	R23, R29
	100k	ERA-8ARW104V	https://www.digikey.no/en/products/detail/panasonic	2	R24, R30
	1k	RNCF1206DTE1K00	https://www.digikey.no/en/products/detail/stackpole-e	2	R27, R33
	0.3.	KDV12FR300ET	https://www.digikey.no/en/products/detail/ohmite/KD	2	R28, R34
	10k	RNCF1206TKY10K0	https://www.digikey.no/en/products/detail/stackpole-e	2	R35, R36
Sensor	10.75A	TMCS1108A4UQDRQ1	https://www.digikey.no/en/products/detail/texas-instr	1	S1
	21.5A	TMCS1108A3UQDRQ1	https://www.digikey.no/en/products/detail/texas-instr	1	S2
	166A	CZ3725	https://www.digikey.no/en/products/detail/asahi-kase	1	S3
SR latch	SR latch 4x	SN74LS279ADR	https://www.digikey.no/no/products/detail/texas-instr	1	SR1
Regulator	5 V Omformer	V48SR05013NRFA	V48SR05013NRFA Delta Electronics Strømforsynt	1	U1
	12V 240W omformer	Q36SR12020NRFH	https://www.digikey.no/no/products/detail/delta-elect	1	U2
	12 V 1300 W omformer	BMR4904318/033H	BMR4904318/033H Flex Power Modules Power Su	1	U3
	19V omformer	I6A4W010A033V-001-R	https://www.digikey.no/no/products/detail/tdk-lambda	1	U4
Header til muC	mikrokontroller kontakt	2-534998-5	https://www.digikey.no/no/products/detail/te-connect	2	
Kjøleribbe		241404B91200G	https://no.mouser.com/ProductDetail/Aavid/241404B	2	
Vifte		MR3010H12B-RSR	https://www.digikey.no/en/products/detail/mechatron	2	
Lys		MKRAWT-02-0000-0D0HH250H	https://www.digikey.no/en/products/detail/creled-inc	6	
TP	testplugg	RCUCTE	https://www.digikey.no/en/products/detail/koa-speer	47	TP1, TP2, TP3, TP4, TP5, TP6, TP7, TP8, TP9, TP10, TP11, TP12, TP13, TP14, TP15, TP16, TP17, TP18, TP19, TP20, TP21, TP22, TP23, TP24, TP25, TP26, TP27, TP28, TP29, TP30, TP31, TP32, TP33, TP34, TP35, TP36, TP37, TP38, TP40, TP41, TP42, TP44, TP45, TP46, TP47, TP48, TP49
Totalpris på utstyr:	13 915kr				

D Prosjektstyring elektro

E STM32 konfigurasjonsrapport

STM32 CubeMX

1. Description

1.1. Project

Project Name	Bachelor_endelig_done
Board Name	STM32F407G-DISC1
Generated with:	STM32CubeMX 6.5.0
Date	04/17/2022

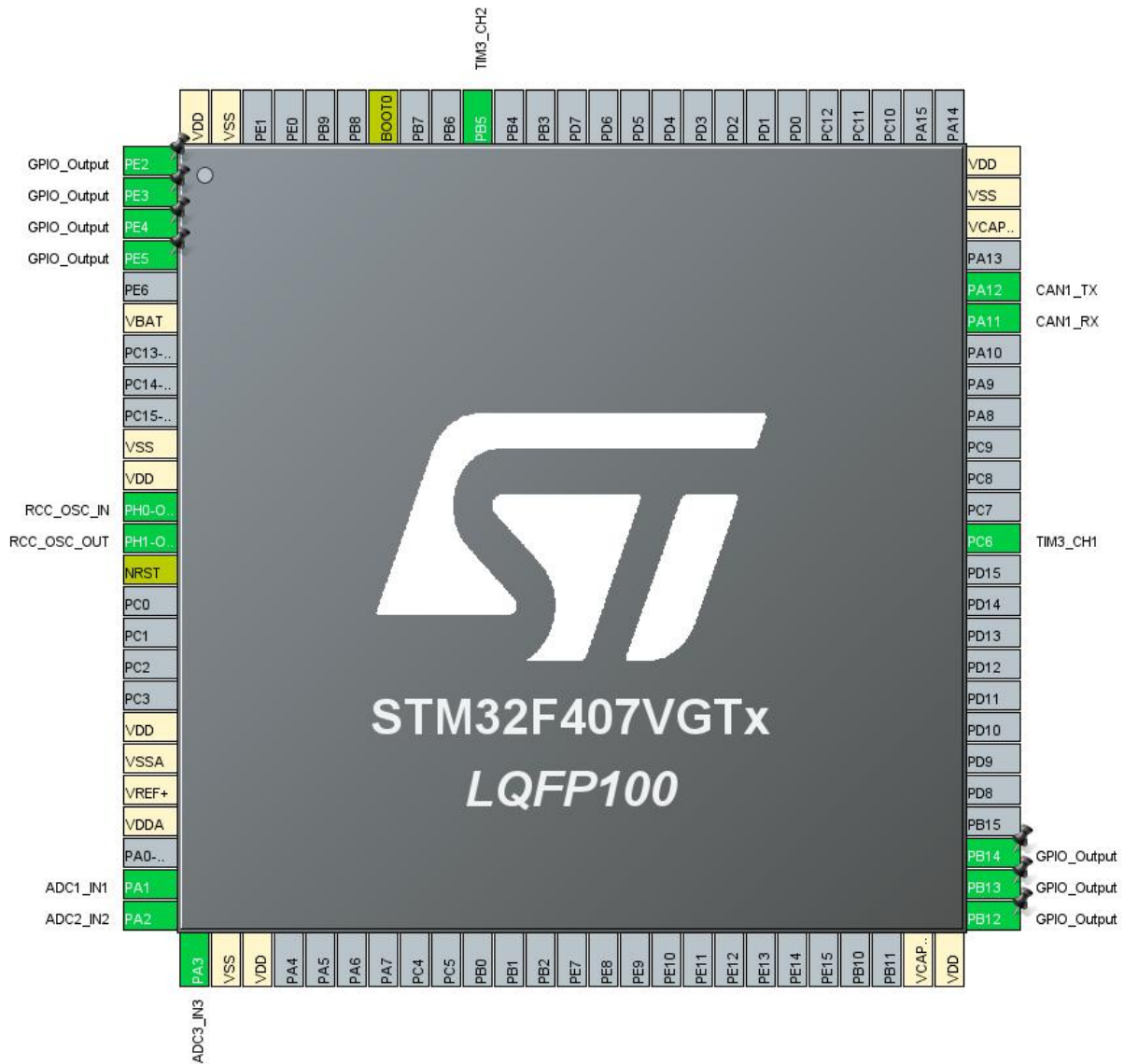
1.2. MCU

MCU Series	STM32F4
MCU Line	STM32F407/417
MCU name	STM32F407VGTx
MCU Package	LQFP100
MCU Pin number	100

1.3. Core(s) information

Core(s)	Arm Cortex-M4
---------	---------------

2. Pinout Configuration

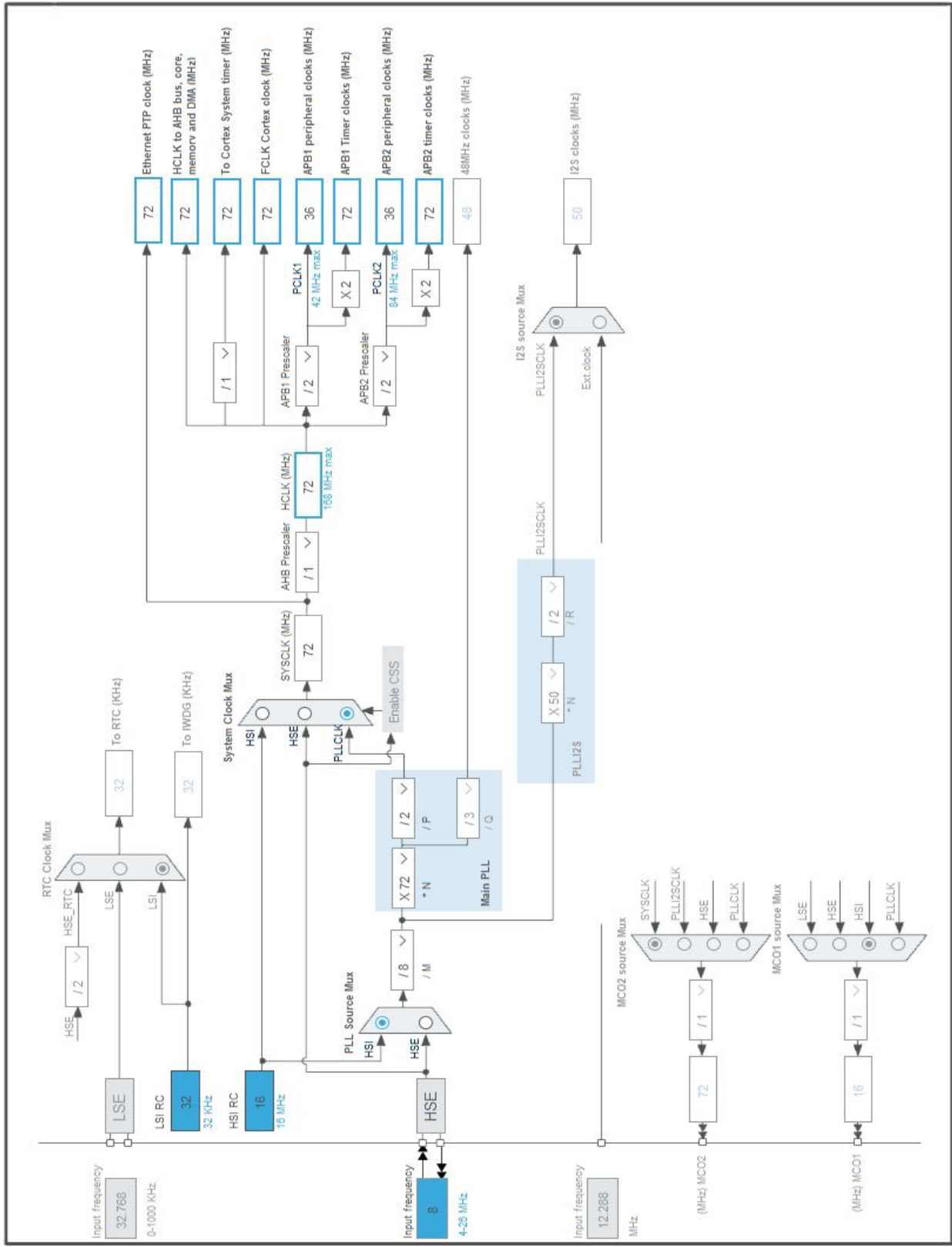


3. Pins Configuration

Pin Number LQFP100	Pin Name (function after reset)	Pin Type	Alternate Function(s)	Label
1	PE2 *	I/O	GPIO_Output	
2	PE3 *	I/O	GPIO_Output	
3	PE4 *	I/O	GPIO_Output	
4	PE5 *	I/O	GPIO_Output	
6	VBAT	Power		
10	VSS	Power		
11	VDD	Power		
12	PH0-OSC_IN	I/O	RCC_OSC_IN	
13	PH1-OSC_OUT	I/O	RCC_OSC_OUT	
14	NRST	Reset		
19	VDD	Power		
20	VSSA	Power		
21	VREF+	Power		
22	VDDA	Power		
24	PA1	I/O	ADC1_IN1	
25	PA2	I/O	ADC2_IN2	
26	PA3	I/O	ADC3_IN3	
27	VSS	Power		
28	VDD	Power		
49	VCAP_1	Power		
50	VDD	Power		
51	PB12 *	I/O	GPIO_Output	
52	PB13 *	I/O	GPIO_Output	
53	PB14 *	I/O	GPIO_Output	
63	PC6	I/O	TIM3_CH1	
70	PA11	I/O	CAN1_RX	
71	PA12	I/O	CAN1_TX	
73	VCAP_2	Power		
74	VSS	Power		
75	VDD	Power		
91	PB5	I/O	TIM3_CH2	
94	BOOT0	Boot		
99	VSS	Power		
100	VDD	Power		

* The pin is affected with an I/O function

4. Clock Tree Configuration



5. Software Project

5.1. Project Settings

Name	Value
Project Name	Bachelor_endelig_done
Project Folder	C:\Users\jonzz\OneDrive - Universitetet i
Toolchain / IDE	STM32CubeIDE
Firmware Package Name and Version	STM32Cube FW_F4 V1.27.0
Application Structure	Advanced
Generate Under Root	Yes
Do not generate the main()	No
Minimum Heap Size	0x200
Minimum Stack Size	0x400

5.2. Code Generation Settings

Name	Value
STM32Cube MCU packages and embedded software	Copy only the necessary library files
Generate peripheral initialization as a pair of '.c/.h' files	No
Backup previously generated files when re-generating	No
Keep User Code when re-generating	Yes
Delete previously generated files when not re-generated	Yes
Set all free pins as analog (to optimize the power consumption)	No
Enable Full Assert	No

5.3. Advanced Settings - Generated Function Calls

Rank	Function Name	Peripheral Instance Name
1	SystemClock_Config	RCC
2	MX_GPIO_Init	GPIO
3	MX_ADC1_Init	ADC1
4	MX_ADC2_Init	ADC2
5	MX_ADC3_Init	ADC3
6	MX_TIM6_Init	TIM6
7	MX_CAN1_Init	CAN1
8	MX_TIM3_Init	TIM3
9	MX_TIM13_Init	TIM13
10	MX_TIM11_Init	TIM11

6. Power Consumption Calculator report

6.1. Microcontroller Selection

Series	STM32F4
Line	STM32F407/417
MCU	STM32F407VGTx
Datasheet	DS8626_Rev8

6.2. Parameter Selection

Temperature	25
Vdd	3.3

6.3. Battery Selection

Battery	Li-SOCL2(A3400)
Capacity	3400.0 mAh
Self Discharge	0.08 %/month
Nominal Voltage	3.6 V
Max Cont Current	100.0 mA
Max Pulse Current	200.0 mA
Cells in series	1
Cells in parallel	1

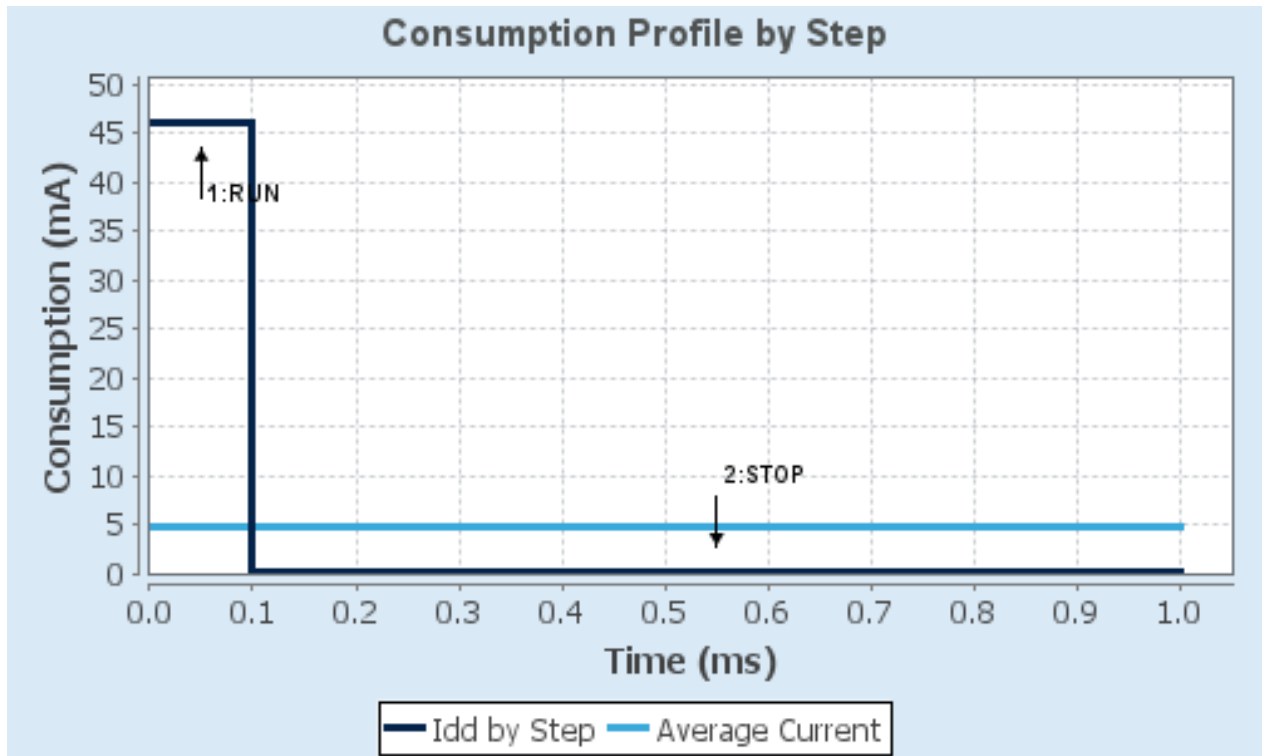
6.4. Sequence

Step	Step1	Step2
Mode	RUN	STOP
Vdd	3.3	3.3
Voltage Source	Battery	Battery
Range	Scale1-High	No Scale
Fetch Type	FLASH	n/a
CPU Frequency	168 MHz	0 Hz
Clock Configuration	HSE PLL	Regulator LP Flash-PwrDwn
Clock Source Frequency	4 MHz	0 Hz
Peripherals		
Additional Cons.	0 mA	0 mA
Average Current	46 mA	280 μ A
Duration	0.1 ms	0.9 ms
DMIPS	210.0	0.0
Ta Max	98.47	104.96
Category	In DS Table	In DS Table

6.5. Results

Sequence Time	1 ms	Average Current	4.85 mA
Battery Life	29 days, 4 hours	Average DMIPS	210.0 DMIPS

6.6. Chart



7. Peripherals and Middlewares Configuration

7.1. ADC1

mode: IN1

7.1.1. Parameter Settings:

ADCs_Common_Settings:

Mode Independent mode

ADC_Settings:

Clock Prescaler PCLK2 divided by 2
Resolution 12 bits (15 ADC Clock cycles)
Data Alignment Right alignment
Scan Conversion Mode Disabled
Continuous Conversion Mode Disabled
Discontinuous Conversion Mode Disabled
DMA Continuous Requests Disabled
End Of Conversion Selection EOC flag at the end of single channel conversion

ADC_Regular_ConversionMode:

Number Of Conversion 1
External Trigger Conversion Source Regular Conversion launched by software
External Trigger Conversion Edge None
Rank 1
Channel Channel 1
Sampling Time **15 Cycles ***

ADC_Injected_ConversionMode:

Number Of Conversions 0

WatchDog:

Enable Analog WatchDog Mode false

7.2. ADC2

mode: IN2

7.2.1. Parameter Settings:

ADCs_Common_Settings:

Mode Independent mode

ADC_Settings:

Clock Prescaler PCLK2 divided by 2
Resolution 12 bits (15 ADC Clock cycles)
Data Alignment Right alignment

Scan Conversion Mode	Disabled
Continuous Conversion Mode	Disabled
Discontinuous Conversion Mode	Disabled
DMA Continuous Requests	Disabled
End Of Conversion Selection	EOC flag at the end of single channel conversion

ADC_Regular_ConversionMode:

Number Of Conversion	1
External Trigger Conversion Source	Regular Conversion launched by software
External Trigger Conversion Edge	None
<u>Rank</u>	1
Channel	Channel 2
Sampling Time	15 Cycles *

ADC_Injected_ConversionMode:

Number Of Conversions	0
-----------------------	---

WatchDog:

Enable Analog WatchDog Mode	false
-----------------------------	-------

7.3. ADC3

mode: IN3

7.3.1. Parameter Settings:

ADC_Settings:

Clock Prescaler	PCLK2 divided by 2
Resolution	12 bits (15 ADC Clock cycles)
Data Alignment	Right alignment
Scan Conversion Mode	Disabled
Continuous Conversion Mode	Disabled
Discontinuous Conversion Mode	Disabled
DMA Continuous Requests	Disabled
End Of Conversion Selection	EOC flag at the end of single channel conversion

ADC_Regular_ConversionMode:

Number Of Conversion	1
External Trigger Conversion Source	Regular Conversion launched by software
External Trigger Conversion Edge	None
<u>Rank</u>	1
Channel	Channel 3
Sampling Time	15 Cycles *

ADC_Injected_ConversionMode:

Number Of Conversions	0
-----------------------	---

WatchDog:

Enable Analog WatchDog Mode false

7.4. CAN1

mode: Activated

7.4.1. Parameter Settings:

Bit Timings Parameters:

Prescaler (for Time Quantum)	3 *
Time Quantum	83.33333333333334 *
Time Quanta in Bit Segment 1	11 Times *
Time Quanta in Bit Segment 2	4 Times *
Time for one Bit	1333 *
Baud Rate	749999 *
ReSynchronization Jump Width	1 Time

Basic Parameters:

Time Triggered Communication Mode	Disable
Automatic Bus-Off Management	Disable
Automatic Wake-Up Mode	Disable
Automatic Retransmission	Disable
Receive Fifo Locked Mode	Disable
Transmit Fifo Priority	Disable

Advanced Parameters:

Operating Mode	Normal
----------------	--------

7.5. RCC

High Speed Clock (HSE): Crystal/Ceramic Resonator

7.5.1. Parameter Settings:

System Parameters:

VDD voltage (V)	3.3
Instruction Cache	Enabled
Prefetch Buffer	Enabled
Data Cache	Enabled
Flash Latency(WS)	2 WS (3 CPU cycle)

RCC Parameters:

HSI Calibration Value	16
HSE Startup Timeout Value (ms)	100
LSE Startup Timeout Value (ms)	5000

Power Parameters:

Power Regulator Voltage Scale	Power Regulator Voltage Scale 1
-------------------------------	---------------------------------

7.6. SYS

Timebase Source: SysTick

7.7. TIM3

Channel1: PWM Generation CH1

Channel2: PWM Generation CH2

7.7.1. Parameter Settings:

Counter Settings:

Prescaler (PSC - 16 bits value)	72-1 *
Counter Mode	Up
Counter Period (AutoReload Register - 16 bits value)	1000-1 *
Internal Clock Division (CKD)	No Division
auto-reload preload	Enable *

Trigger Output (TRGO) Parameters:

Master/Slave Mode (MSM bit)	Disable (Trigger input effect not delayed)
Trigger Event Selection	Reset (UG bit from TIMx_EGR)

PWM Generation Channel 1:

Mode	PWM mode 1
Pulse (16 bits value)	0
Output compare preload	Enable
Fast Mode	Disable
CH Polarity	High

PWM Generation Channel 2:

Mode	PWM mode 1
Pulse (16 bits value)	0
Output compare preload	Enable
Fast Mode	Disable
CH Polarity	High

7.8. TIM6

mode: Activated

7.8.1. Parameter Settings:

Counter Settings:

Prescaler (PSC - 16 bits value)	3600-1 *
Counter Mode	Up
Counter Period (AutoReload Register - 16 bits value)	1000-1 *
auto-reload preload	Disable

Trigger Output (TRGO) Parameters:

Trigger Event Selection	Reset (UG bit from TIMx_EGR)
-------------------------	------------------------------

7.9. TIM11

mode: Activated

7.9.1. Parameter Settings:

Counter Settings:

Prescaler (PSC - 16 bits value)	72-1 *
Counter Mode	Up
Counter Period (AutoReload Register - 16 bits value)	1000-1 *
Internal Clock Division (CKD)	No Division
auto-reload preload	Disable

7.10. TIM13

mode: Activated

7.10.1. Parameter Settings:

Counter Settings:

Prescaler (PSC - 16 bits value)	72-1 *
Counter Mode	Up
Counter Period (AutoReload Register - 16 bits value)	1000-1 *
Internal Clock Division (CKD)	No Division
auto-reload preload	Disable

* User modified value

8. System Configuration

8.1. GPIO configuration

IP	Pin	Signal	GPIO mode	GPIO pull/up pull down	Max Speed	User Label
ADC1	PA1	ADC1_IN1	Analog mode	No pull-up and no pull-down	n/a	
ADC2	PA2	ADC2_IN2	Analog mode	No pull-up and no pull-down	n/a	
ADC3	PA3	ADC3_IN3	Analog mode	No pull-up and no pull-down	n/a	
CAN1	PA11	CAN1_RX	Alternate Function Push Pull	No pull-up and no pull-down	Very High *	
	PA12	CAN1_TX	Alternate Function Push Pull	No pull-up and no pull-down	Very High *	
RCC	PH0-OSC_IN	RCC_OSC_IN	n/a	n/a	n/a	
	PH1-OSC_OUT	RCC_OSC_OUT	n/a	n/a	n/a	
TIM3	PC6	TIM3_CH1	Alternate Function Push Pull	No pull-up and no pull-down	Low	
	PB5	TIM3_CH2	Alternate Function Push Pull	No pull-up and no pull-down	Low	
GPIO	PE2	GPIO_Output	Output Push Pull	No pull-up and no pull-down	Low	
	PE3	GPIO_Output	Output Push Pull	No pull-up and no pull-down	Low	
	PE4	GPIO_Output	Output Push Pull	No pull-up and no pull-down	Low	
	PE5	GPIO_Output	Output Push Pull	No pull-up and no pull-down	Low	
	PB12	GPIO_Output	Output Push Pull	No pull-up and no pull-down	Low	
	PB13	GPIO_Output	Output Push Pull	No pull-up and no pull-down	Low	
	PB14	GPIO_Output	Output Push Pull	No pull-up and no pull-down	Low	

8.2. DMA configuration

nothing configured in DMA service

8.3. NVIC configuration

8.3.1. NVIC

Interrupt Table	Enable	Preenmption Priority	SubPriority
Non maskable interrupt	true	0	0
Hard fault interrupt	true	0	0
Memory management fault	true	0	0
Pre-fetch fault, memory access fault	true	0	0
Undefined instruction or illegal state	true	0	0
System service call via SWI instruction	true	0	0
Debug monitor	true	0	0
Pendable request for system service	true	0	0
System tick timer	true	0	0
CAN1 RX0 interrupts	true	0	0
TIM1 trigger and commutation interrupts and TIM11 global interrupt	true	0	0
TIM8 update interrupt and TIM13 global interrupt	true	0	0
TIM6 global interrupt, DAC1 and DAC2 underrun error interrupts	true	0	0
PVD interrupt through EXTI line 16		unused	
Flash global interrupt		unused	
RCC global interrupt		unused	
ADC1, ADC2 and ADC3 global interrupts		unused	
CAN1 TX interrupts		unused	
CAN1 RX1 interrupt		unused	
CAN1 SCE interrupt		unused	
TIM3 global interrupt		unused	
FPU global interrupt		unused	

8.3.2. NVIC Code generation

Enabled interrupt Table	Select for init sequence ordering	Generate IRQ handler	Call HAL handler
Non maskable interrupt	false	true	false
Hard fault interrupt	false	true	false
Memory management fault	false	true	false
Pre-fetch fault, memory access fault	false	true	false
Undefined instruction or illegal state	false	true	false
System service call via SWI instruction	false	true	false
Debug monitor	false	true	false
Pendable request for system service	false	true	false
System tick timer	false	true	true

Enabled interrupt Table	Select for init sequence ordering	Generate IRQ handler	Call HAL handler
CAN1 RX0 interrupts	false	true	true
TIM1 trigger and commutation interrupts and TIM11 global interrupt	false	true	true
TIM8 update interrupt and TIM13 global interrupt	false	true	true
TIM6 global interrupt, DAC1 and DAC2 underrun error interrupts	false	true	true

* User modified value

9. System Views

9.1. Category view

9.1.1. Current

Middleware

System Core	Analog	Timers	Connectivity	Multimedia	Security	Computing
DMA	ADC1 ✓	TIM3 ✓	CAN1 ✓			
GPIO ✓	ADC2 ✓	TIM6 ✓				
NVIC ✓	ADC3 ✓	TIM11 ✓				
RCC ✓		TIM13 ✓				
SYS ✓						

10. Docs & Resources

Type	Link
------	------

F Andre resultater

F.1 5 V spenning før ekstra kondensatorer

