



Universitetet
i Stavanger

DET TEKNISK-NATURVITENSKAPELIGE FAKULTET

BACHELOROPPGAVE

Studieprogram/spesialisering: Automatisering og elektronikkdesign, Bachelor i ingeniørfag	Vårsemesteret, 2021 <u>Åpen</u> / Konfidensiell
Forfatter: Andrine Pedersen Anniken Hjelm	<i>Andrine Pedersen</i> (signatur Andrine Pedersen) <i>Anniken Hjelm</i> (signatur Anniken Hjelm)
Fagansvarlig: Morten Tengedal Veileder(e): Morten Tengedal	
Tittel på bacheloroppgaven: Kraftoverføring og -fordeling til et fjernstyrt undervannsfartøy Engelsk tittel: Power Supply and Power Distribution for Remotely Operated Underwater Vehicle	
Studiepoeng: 2x20	
Emneord: UiS Subsea, ROV, kraftforsyning, spenningsregulator, kretsskjema, kretskort design, kretskortutlegg, strømmåling, ADC, navlestreng, oppdrift	Sidetall: 270 + vedlegg/annet: 30 Stavanger, 12.06.2021 dato/år

UiS Subsea Kraftoverføring og -fordeling

Kraftoverføring og -fordeling
til et fjernstyrt undervannsfartøy

Forfattere:

Navn	Studentnummer
Andrine Pedersen	250617
Anniken Hjelm	242233



Universitetet
i Stavanger

Bacheloroppgave
Institutt for data- og elektroteknologi (IDE)
12.06.2021

Sammendrag

UiS Subsea er en studentorganisasjon ved Universitetet i Stavanger som ble opprettet i 2013. Studentorganisasjonen har siden da utviklet undervannsfartøy, og har hatt som hovedmål å utvikle og bygge et nytt undervannsfartøy hvert år. Målet er å delta i en årlig internasjonal konkurranse for undervannsfartøy som blir arrangert av Marine Advanced Technology Education Center (MATE) i USA. I årets prosjekt er det totalt 16 ingeniørstudenter innenfor studieretningene elektro og maskin som er fordelt på åtte ulike prosjekter, som er grunnlaget for studentenes bacheloroppgaver. Årets undervannsfartøy, eller «Remotely Operated underwater Vehicle» (ROV) blir konstruert og utviklet på bakgrunn av deltagelse i MATE-konkurransen, men på grunn av koronapandemien ser det ut til at det ikke vil være mulighet til å delta i konkurransen.

Denne rapporten tar for seg design og utvikling av kraftfordelingskortet, som har som hovedmål å forsyne og levere en driftssikker og stabil spenning til de ulike komponentene som er tatt i bruk i ROV-en. Rapporten vil også ta for seg konstruering og utvikling av kabelforbindelsen mellom overflatesystemet og ROV-en, også kalt navlestrengen. Hovedmålet for navlestrengen er å sørge for en driftssikker og stabil krafttilførsel fra overflatesystemet og ned til ROV-en, samt kommunikasjonsforbindelse mellom overflatesystemet og ROV-en. Det er i tidligere UiS Subsea-prosjekter også laget kretskort med samme hovedmål. Vi har tatt utgangspunkt i tidligere løsninger, erfaringer og funn. Noen av de tidligere løsningene er beholdt og videreutviklet, og noen er blitt modifisert. Utviklingen og konstruksjon av årets kraftfordelingskort er i sin helhet utført av oss. Der en har hentet løsninger fra tidligere prosjekter har en vist og dokumentert dette i rapporten.

For å forsyne fartøyet med kraft ble det konstruert en navlestreng fra overflatesystemet til ROV-en. Navlestrengen har også som oppgave å være kommunikasjonsforbindelsen mellom overflatesystemet og ROV-en. Det ble satt flere krav til navlestrengen, blant annet at den skulle ha en liten vekt, den skulle være nøytral i vannet, og den ikke skulle påvirke manøvreringsegenskapene til ROV-en.

Kraften en får tilført fra overflatesystemet er for høy til å drive noen av de valgte komponentene til ROV-en. Det ble derfor utviklet et kraftfordelingskort som tar for seg reguleringen av spenningen, og fordeling av kraften inni ROV-en. Som et tiltak for å beskytte komponentene i ROV-en ble det tatt i bruk strømsikringer på kraftfordelingskortet. Det ble tatt i bruk smartsikringer for motorene og mikro-ROV-en da disse kunne begrense, styre og måle strømtrekket til enhver tid. De ulike systemene i ROV-en blir styrt ved hjelp av mikrokontrolleren på kraftfordelingskortet eller ved hjelp av piloten ved overflatesystemet.

Kraftfordelingskortet ble et produkt som ser ut til å oppfylle de kravene som ble satt for ROV-en; være driftssikker og levere stabile spenninger til de ulike elektriske komponentene i ROV-en. Vi er fornøyde med resultatet av oppgaven og stolt over produktet vi har utviklet.

Forord

Denne bacheloroppgaven markerer slutten på en treårig bachelorgrad innen automatisering og elektronikkdesign ved Universitetet i Stavanger. Det har vært utrolig givende og lærerikt å få være en del av et tverrfaglig studentprosjekt som UiS Subsea. Oppgaven har vært utfordrende og krevende, men den har gitt oss mye ny kunnskap og erfaringer som vi vil ta med oss videre i arbeidslivet. I prosjektet har vi fått jobbe tett med andre medstudenter på tvers av studieretninger. Vi vil takke alle i årets UiS Subsea-prosjekt for et godt samarbeid og samhold i gruppen.

Vi ønsker også å takke Universitetet i Stavanger som er med på å gjøre det mulig å gjennomføre slike lærerike studentprosjekter som UiS Subsea. Vi takker også alle våre sponsorer som har støttet oss økonomisk, med andre midler og tjenester slik at det var mulig å få gjennomføre vårt bidrag til årets ROV.

Vi retter også takk til Kristian Thorsen som har hjulpet oss med diverse problemstillinger og spørsmål som har oppstått underveis i oppgaven. Jon Fidjeland som har hjulpet oss med design og konstruksjon av kraftfordelingskortet, samt andre utfordringer som har oppstått. Romuald Karol Bernacki som alltid har vært tilgjengelig for spørsmål, og lånt oss testutstyr.

Til slutt takker vi spesielt vår veileder og fagansvarlig Morten Tengedal for god hjelp, tilbakemeldinger og oppfølging gjennom hele oppgaven.

Forkortelser og uttrykk

ADC	Analog til digital omformer (A nalog to D igital C onverter)
AUV	Autonom undervannsfartøy (A utonomous U nderwater V ehicle)
Buck regulator	Svitsjet ned-regulator
Bulk-kondensator	Elektrisk ladningsbøtte
CFM	Kubikkfot per minutt (C ubic F oot per M inute)
ESD	Elektrostatisk utladning (E lectrostatic D ischarge)
ESL	Ekvivalent serieinduktans (E quivalent S eries I nductance)
ESR	Ekvivalent seriemotstand (E quivalent S eries R esistance)
FR4	Fiberglassforsterket epoxy laminat
GUI	Grafisk brukergrensesnitt (G raphical U ser I nterface)
HAL-driver	Bibliotek med ferdige variabler og funksjoner som brukes i C-programmering (H ardware A bstraction L ayer)
Jumper	Koblingsbro
KCL	Kirchhoffs strømlov (K irchhoff's C urrent L aw)
KVL	Kirchhoffs spenningslov (K irchhoff's V oltage L aw)
LAN	Lokalt nettverk (L ocal A rea N etwork)
LDO	Lineær regulator som kan regulere selv ved små spenningsforskjeller mellom inngang og utgang av regulatoren (L ow D ropout V oltage)
LSB	Minst signifikante bit (L east S ignificant B it)
Manipulator	Robotarm på ROV som brukes for å løfte og gripe tak i objekter under vann
Navlestreng	Tilførselskabel fra toppside til ROV-en for kommunikasjon og strømtilførsel (T ether)

Overflatesystem	Beskrivelse av styrekonsoll og PC ved overflaten hvor ROV-en blir styrt av en pilot (T opside)
PCB	Printet kretskort (P rinted C ircuit B oard)
PWM	Pulsbreddemodulasjon (P ulse W idth M odulation)
RMS	Effektivverdi (R oot M ean S quare)
ROV	Fjernstyrt undervannsfartøy (R emotely o perated v ehicle)
SAR	S uccessive A pproximation R egister
Slew rate	Stigehastigheten
SPI	Synkron seriell kommunikasjonsmetode over korte distanser (S erial P eripheral I nterface)
Thruster	Fremdriftsmotorer til navigering av ROV i horisontal og vertikal retning
TVS-diode	Overspenningsvern (T ransient V oltage S uppressor)

Innhold

1	Innledning	10
1.1	Bacheloroppgaver	10
1.2	ROV	11
1.2.1	Fritt svømmende ROV med navlestreng	11
1.2.2	Krypene ROV	12
1.2.3	Strukturelt avhengig ROV	12
1.2.4	Hymir	13
1.3	UiS Subsea	13
1.4	MATE - Marine Advanced Technology Education	15
1.4.1	MATE ROV Competition	15
1.5	Overordnet system	25
1.5.1	Blokkskjema	25
1.5.2	Bildegjenkjenning og autonom kjøring	26
1.5.3	Kraftfordelingssystem	26
1.5.4	Kommunikasjonssystem	26
1.5.5	Motorstyring- og reguleringsystem	26
1.5.6	Sensorsystem og elektronikkhus	26
1.5.7	Design og kontroll av ROV manipulatoren	27
1.5.8	Design og montering av ROV-ramme, og ytelsesanalyse av motorer	27
1.5.9	Mikro-ROV	27
1.6	Kraftfordelingssystem	28
1.6.1	Funksjons- og behovsspesifikasjoner	28
1.6.2	Overordnet realiseringsprosess	29

2 Kraftfordeling	33
2.1 Spenningsregulatorer	33
2.1.1 Lineær regulator	33
2.1.2 Svitsjet regulator	36
2.1.3 Fordeler og ulemper ved lineære og svitsjete regulatorer	42
2.2 Valg av regulatorer	43
2.2.1 Valg av 12 V-regulatorer til motorkontrollene og motorer	43
2.2.2 Valg av 12 V-regulator til øvrig elektronikk	47
2.2.3 Valg av 5 V-regulator	48
2.2.4 Valg av 3.3 V-lineær regulator	49
2.3 Kondensatorer	53
2.3.1 Inngangskondensatorer	57
2.3.2 Bulk-kondensator	62
2.3.3 Utgangskondensatorer	70
2.3.4 Spenningsregulator 3.3 V	72
2.4 Konklusjon	72
3 Navlestreng	74
3.1 Bakgrunn	74
3.2 Lengdeberegning av navlestrengen	75
3.3 Valg av kabler og ytterkappe	79
3.3.1 Kraftkabler for kraftoverføring	79
3.3.2 Fiberkabel for kommunikasjon	85
3.3.3 Ytterkappe	86
3.4 Oppdrift	86
3.4.1 Vektberegning av navlestreng	88
3.4.2 Volum til navlestreng	89
3.4.3 Oppdriftsberegning	91
3.5 Konklusjon	94
4 Mikrokontroller	96

4.1	Valg av mikrokontroller	96
4.1.1	Valg av spenning til utviklingskortet	100
4.1.2	Signalbudsjett	101
4.2	Konklusjon	107
5	Strømmåling	108
5.1	Valg av Strømsikringer	108
5.2	Spenningstilpassing inn på ADC	112
5.3	Kalibrering av strømkretsene	117
5.4	Utkoblingsforsinkelse i sikringen	120
5.5	Filterkonstruksjon	127
5.6	Samplingstid og konverteringstid til ADC-en	135
5.7	Konklusjon	140
6	Kjølebehov	142
6.1	Bakgrunn	142
6.2	Kjølemetoder	142
6.3	Kjølebehov	145
6.3.1	Effekttap i spenningsregulatorer	146
6.3.2	800 W-regulatorene	147
6.3.3	Vifter for sirkulasjon i elektronikkhuset	150
6.4	Konklusjon	153
7	Strømstyring	154
7.1	Styrebehov	154
7.2	Styring av strømsikringer	155
7.2.1	Komponentvalg for styringskrets til strømsikringer	157
7.3	Styring av vifter	164
7.3.1	Komponentvalg for styringskrets til viftene	166
7.4	Konklusjon	171
8	Realisering av kraftfordelingskortet	172

8.1	Kretsskjema	173
8.1.1	Kraftfordelingsskjema	174
8.1.2	Styrings- og lyskrets for strømsikringer med filterkrets til motorene og mikro-ROV . . .	180
8.1.3	Konnektorer, og styrekrets til viftene	184
8.1.4	Utviklingskort	189
8.2	Kretskortkrav	190
8.2.1	Designkrav	191
8.2.2	Spesifikasjoner på kraftfordelingskortet	193
8.3	PCB-utlegg	194
8.3.1	Planlegging	194
8.3.2	Kretsoppsett og baneføring	199
8.3.3	Tiltak mot støy	210
8.4	Produksjon	215
8.5	Konklusjon	218
9	Programstruktur	221
9.1	Pinneoppsett i STM32CubeIDE	221
9.2	Programstruktur	223
9.2.1	Konklusjon	225
10	Testing	226
10.1	Spenningsmåling	226
10.1.1	Konklusjon	235
10.2	Test av strømsikringer	237
10.2.1	Konklusjon	241
10.3	ADC-målinger	242
10.3.1	Konklusjon	251
10.4	Test av viftestyring	253
10.4.1	Konklusjon	254
11	Diskusjon og konklusjon	255
11.1	Diskusjon	255

11.1.1	Utfordringer	258
11.1.2	Videre arbeid	258
11.2	Forslag til forbedring	259
11.3	Konklusjon	261
A	Kraftfordelingskort	270
A.1	Kretsskjema	270
A.2	Kretskortutlegg	279
B	Pinneoppsett mikrokontroller	293
B.1	Signalbudsjett	293
B.2	Grafisk pinneoppsett	295
C	Komponentliste	297
C.1	Komponentliste kraftfordelingskort	297
C.2	Komponentliste navlestreng	300

Kapittel 1

Innledning

Innledningsvis presenteres årets bacheloroppgaver og definerer hva en ROV er. Deretter introduseres studentorganisasjonen UiS Subsea og MATE ROV-konkurransen vi skal delta i. Til slutt vil det overordnede systemet for ROV-en representeres med et blokkdiagram og kort oppsummering av ansvarsområdet til hver bachelorgruppe.

1.1 Bacheloroppgaver

I år er vi totalt 16 elektro- og maskin-studenter som deltar i studentprosjektet til UiS Subsea. Målet er å bygge en vellungerende ROV som skal hevde seg i den internasjonale MATE ROV-konkurransen (beskrevet i delkapittel 1.4.1) som avholdes i USA om sommeren. Prosjektet går samtidig ut på å ha et godt tverrfaglig samarbeid, hvor man ønsker at alle får erfaring i det å delta i en større prosjektoppgave. Samtlige av årets studenter skal skrive bacheloroppgave¹ på prosjektet, derfor har vi valgt å dele oppgavene og gruppene som følgende:

- **Elektro**
 - **Bildegjenkjenning og autonom kjøring** - Bjørnar Wiik og Jens Trydal
 - **Kraftfordelingssystem** - Andrine Pedersen og Anniken Hjelm
 - **Kommunikasjonssystem** - Martin Hausken og Oliver Langvik Veland
 - **Mikro-ROV** - Geir Arne Solland Kindingstad og Mikael Rodal Helgesen
 - **Motorstyrings- og reguleringsystem** - Edmond Baloku og Markus Haldorsen
 - **Sensorsystem og elektronikkhus** - Daniel Vasshus og Espen Myrset

¹Oppgavebeskrivelsen for hver av oppgavene finnes i kapittel: 1.5.1

- Maskin

- Design og produksjon av ROV-manipulator - Sindre Fjermedal og Joachim Merenyi Skjervik
- Design og montering av ROV-ramme, og ytelsesanalyse av motorer - Alexander Falch Voerman og Sigvart Daniel Rodriguez Høien

Til slutt vil alle oppgavene bli satt sammen til en mikro- og en vanlig ROV.

1.2 ROV

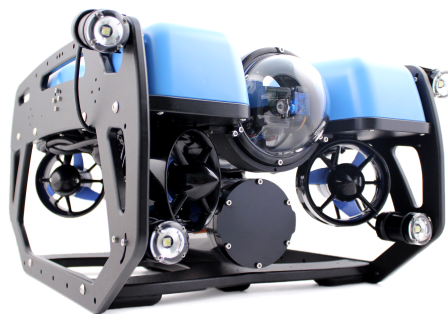
En ROV er et fjernstyrt ubemannet fartøy, som ofte omtales som ROV². Disse finnes i mange størrelser og former, de minste kan være på noen få kilo, mens de største³ kan være på størrelsen av et lite hus og veie flere tonn.

De minste ROV-ene brukes ofte til vitenskaplig forskning i form av opplæring, overvåke plante- og dyreliv, prøvetaking og gi mulighet for å inspisere plasser hvor det er uforsvarlig å sende dykkere. Større ROV-er brukes til reparasjoner, vedlikehold og inspeksjoner av konstruksjoner under vannoverflaten. Ofte vil ROV-ene være utstyrt med kamera, lys, og manipulator, men det er ikke uvanlig å utvide bruksområdet ved å installere spesialdesignet tilleggsutstyr for gitte arbeidsoppgaver.

ROV-er kan deles inn i underkategorier, og videre vil vi kort oppsummere egenskapene til disse.

1.2.1 Fritt svømmende ROV med navlestreng

Denne typen ROV er den mest vanlige og gjenkjennes med at den har en navlestreng mellom styrekonsoll og fartøy. BlueROV fra BlueRobotics som vist i figur 1.1 er en fritt svømmende ROV med navlestreng. Denne og tilsvarende fartøy blir ofte utstyrt med kamera, lys, manipulator eller spesialtilpassede verktøy for gitte arbeidsoppgaver.



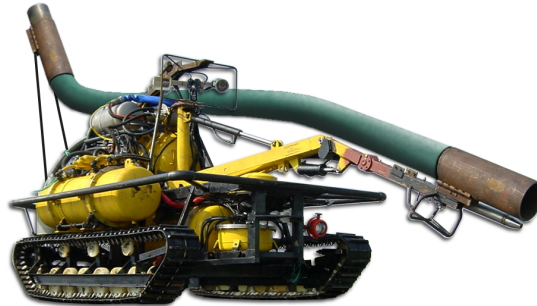
Figur 1.1: ROV med navlestreng av typen BlueROV2 fra BlueRobotics. Bilde hentet fra [12]

²ROV: Fjernstyrt undervannsfartøy (Remotely operated vehicle)

³“UT-1” en av verdens største er 7.8 m lang, 7.8 m bred, 5.6 m høy og veier 60 tonn. Denne brukes til å installere kabler på havbunnen

1.2.2 Krypene ROV

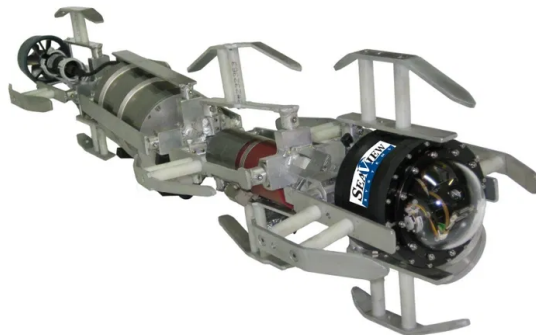
I figur 1.2 vises en krypene ROV⁴. Denne brukes til å kripe langs sjøbunnen eller gjennom rør. Ofte graver den ned rør og kabler i sjøbunnen, men kan også utføre inspeksjoner eller brukes til gruvedrift på havbunnen.



Figur 1.2: Krypene ROV av typen Seabed dredger fra Seascope. Hentet fra [81]

1.2.3 Strukturelt avhengig ROV

En strukturelt avhengig ROV⁵ som vist i figur 1.3 er primært brukt for å inspisere og vaske konstruksjonen den er festet til. For å bevege seg langs konstruksjonen den er festet til, brukes blant annet hjul, kabel, skinner, taljer eller hydrauliske løsninger.



Figur 1.3: Strukturelt avhengig ROV av typen Serpent av Seaview. Hentet fra [84]

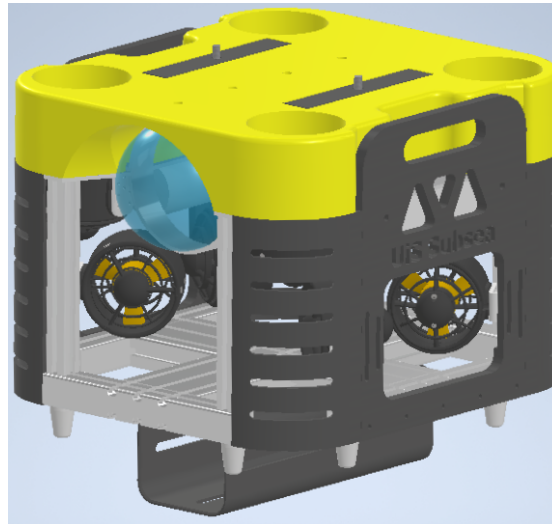
⁴På engelsk: Crawling ROV

⁵På engelsk: Structurally Reliant ROV

1.2.4 Hymir

I UiS Subsea i år skal vi bygge en ROV med navn Hymir, denne er fritt svømmende ROV med navlestreng som blir styrt av en ROV-pilot ved et kontrollpanel på land. Hymir skal brukes til å utføre diverse arbeidsoppgaver i basseng, men vi ønsker også å ha mulighet for å bruke den i ferskvann og sjø. I tillegg skal vi bygge en mikro-ROV som er festet til undersiden av ROV-en, denne skal kunne inspisere og hente ut objekter i rør helt ned til en størrelse på 6 tommer.

Hele kostnaden for prosjektet blir dekket av studentorganisasjonen UiS Subsea.



Figur 1.4: 3D modell av Hymir, med dokkingstasjon for mikro-ROV på undersiden

1.3 UiS Subsea

UiS Subsea er en studentorganisasjon ved Universitetet i Stavanger. Organisasjonen har siden 2013 hatt som mål å motivere studenter til å delta i større studentprosjekt, hvor man ønsker å skape et miljø for innovasjon, utvikle tekniske ferdigheter og vise kreativ tilnærming til problemstillinger som dukker opp. Samtidig er det svært viktig for UiS Subsea å styrke samarbeidet mellom universitetet og næringslivet. Tidligere år har det blitt utviklet både ROV og AUV-er i forbindelse med bacheloroppgaver for data-, elektro- og maskinstudenter.



Figur 1.5: Logo UiS Subsea

Vi har i løpet av overtakelsen av UiS Subsea gjort store endringer på organisasjonsstrukturen for å gjøre det mer bærekraftig for fremtidig rekruttering og fordeling av arbeid. I den sammenheng valgte vi å skille mellom styreoppgaver og prosjektoppgaver. Styret har ansvar for:

- Organisasjonen UiS Subsea
- Økonomi
- Sponsoravtaler
- Markedsføring
- Rekruttering av nye studenter
- HMS

Noen av oppgavene til prosjektledelsen er:

- Prosjektframgang
- Finne en passende konkurranse laget skal delta i
- Passe på at prosjektet blir forsvarlig styrt
- Ansvar for at alle studentene er med og drar i riktig retning
- Påse at alle krav og retningslinjer følges

For å fordele ansvar og imøtekomme kravet til MATE ROV-konkurransen om entreprenørskap har vi fordelt rollene som følger:

- Styret
 - **Styreleder:** Daniel Vasshus
 - **Nestleder:** Geir Arne Solland Kindingstad
 - **Økonomiansvarlig:** Edmond Baloku
 - **Markedsføring:** Martin Hausken og Oliver Langvik Veland
 - **Sponsoransvarlig:** Sigvart Daniel Rodriguez og Bjørnar Wiik
 - **Styremedlemmer:** Espen Myrset og Mikal Rodal Helgesen
- Prosjektledelse
 - **Prosjektleder:** Jens Trydal
 - **Teknisk ansvarlig:** Sindre Fjermedal
 - **Lagleder elektro:** Markus Haldorsen
 - **Lagleder maskin:** Joachim Merenyi

1.4 MATE - Marine Advanced Technology Education

Vi vil i dette delkapittelet presentere MATE ROV-konkurransen, oppgavene som skal utføres, poengfordelingen og tekniske krav til ROV-en.

MATE Center er en nasjonal organisasjon i USA som samarbeider med skoler, forskningsinstitutt, myndigheter, militær, og institutt for marin teknikk. Formålet til organisasjonen er å bruke marin teknologi til å utfordre og inspirere studenter ved å løse problemstillinger fra den virkelige verden. For å løse problemstillingene ønsker de at studentene har en kreativ tilnærming til forskning, teknologi og ingeniørfag.



Figur 1.6: MATE logo. Hentet fra [82]

For å oppnå formålet til organisasjonen blir det årlig arrangert en internasjonal ROV-konkurranse hvor samtlige lag skal løse en bestemt problemstilling. Konkurransen har fått navnet “MATE ROV Competition”

1.4.1 MATE ROV Competition

Hvert år presenterer konkurransen nye kunder med forskjellige problemstillinger som skal løses, og i årets utgave har vi “verdenssamfunnet” som kunde. Oppgaven som skal løses er å bygge en ROV som skal takle plastproblemet i sjøen, klimaendringens påvirkning på korallrev og konsekvensen med dårlig miljøpraksis på våre vannveier. I konkurransen skal vi ikke gå inn på hva vi må gjøre for å adressere den faktiske årsaken til problemstillingen, kun løse oppgavene som er gitt.

UiS Subsea stiller i utforsker klassen⁶ og er den vanskeligste klassen i MATE ROV Competition.



Figur 1.7: Mate ROV-konkurranse logo. Hentet fra [83]

⁶I konkurransen heter klassen “Explorer”

Konkurransen gir poeng for å løse tre forskjellige praktiske oppgaver, samtidig gis det poeng for størrelse og vekt. Forutenom det, får man poeng for dokumentasjon, presentasjon og sikkerhet. Mer om poengfordeling i delkappittel 1.4.1. Vi skal nå ta for oss de tre praktiske oppgavene:

Oppgave 1: Problemet med plastforurensing (Totalt 90 poeng)

- **Søppelbøtte til sjøs - “Rydde opp havet, en havn om gangen”**

- Koble fra gammel strømkontakt til en nyinstallert søppelbøtte - 5 poeng
- Fjerne tidligere fangstpose av netting fra søppelbøtte - 10 poeng
- Installere ny fangstpose av netting i søppelbøtta - 10 poeng
- Koble til en ny strømkontakt⁷ til den nyinstallerte søppelbøtta - 20 poeng

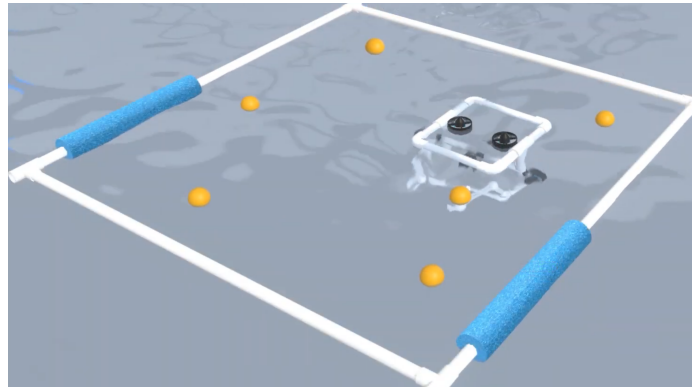


Figur 1.8: Ved at ROV-en fjerner støpselet fra søppelbøtta vil lyset slukkes. Videre i oppgaven fjerner man fangstposen med objekter i, for å så returnere med en ny fangstpose. Hentet fra [80]

- **Utbedring: Fjerne plastavfall fra topp til bunn**

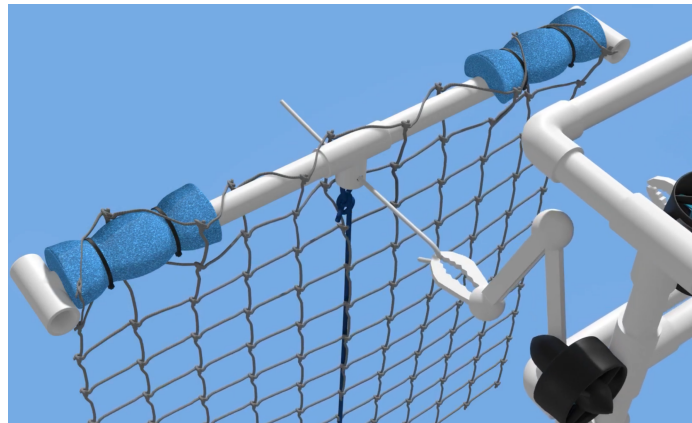
- Fjerne flytende plastavfall fra vannoverflaten
 - * Fjerne alle 6 plastballene - 15 poeng
 - * Fjerne 3 til 5 plastballer - 10 poeng
 - * Fjerne 1 til 2 plastballer - 5 poeng
 - * Fjerne 0 plastballer - 0 poeng

⁷Strømkontakten skal selv lages



Figur 1.9: Fjerne flytende plastavfall fra vannoverflaten. Hentet fra [80]

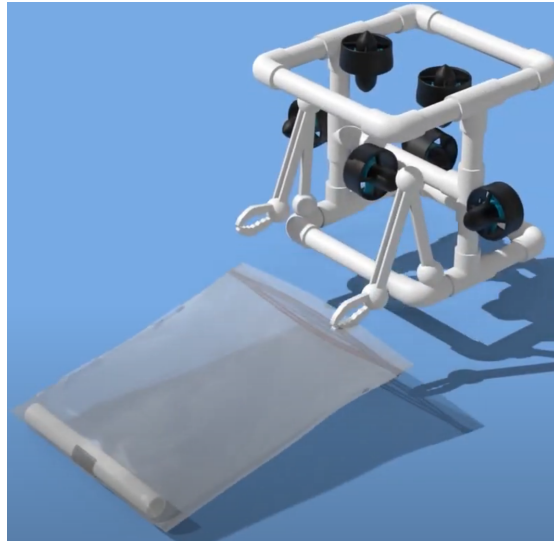
- Fjerne et spøkelsesnett⁸ fra vannet
 - * Trekke ut en pinne for å simulere det å kutte spøkelsesnettet løst - 10 poeng
 - * Fjerne spøkelsesnettet fra vannet - 10 poeng



Figur 1.10: Fjerne spøkelsesnett fra vannet. Hentet fra [80]

⁸Spøkelsesnett representerer et fiskenet som er forlatt eller mistet av fiskere.

- Fjerne plastrester fra bunnen av Marianergropen⁹ - 5 poeng for hver, maks 10 poeng



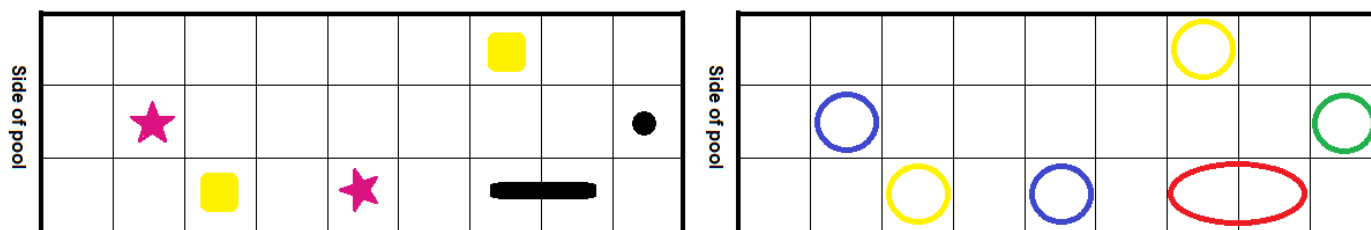
Figur 1.11: Fjerne plastrester fra havbunnen. Hentet fra [80]

Oppgave 2: Den katastrofale virkningen av klimaendringen på korallrev (Totalt 90 poeng)

- Kjøre i en transektlinje¹⁰ over et korallrev og kartlegge interessepunkt
 - Kjøre i en transektlinje over et korallrev
 - * Kjøre transektlinjen autonomt - 15 poeng
 - * Kjøre transektlinjen manuelt - 5 poeng
 - Kartlegge interessepunkt i korallrevet
 - * Automatisk kartlegging på en dataskjerm - 10 poeng
 - * Manuell kartlegging på en dataskjerm - 5 poeng

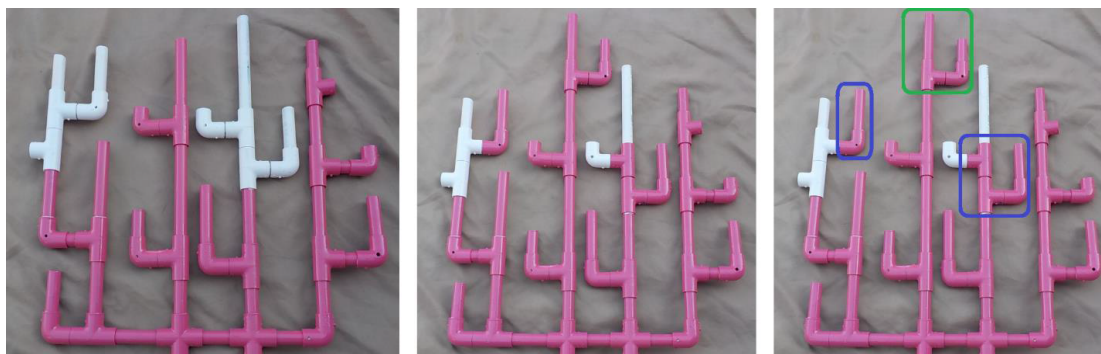
⁹Marianergropen er verdens dypeste havsgrop og ligger vest i Stillehavet og øst for Marianene

¹⁰En transektlinje er en linje på tvers av et habitat, eller deler av et habitat



Figur 1.12: Kjøre over korallrevet til venstre i figuren. Her er det to lokasjoner for å plante ut korallfragmenter (gul firkant) i , to sjøstjerner (lilla stjerner), en korallkoloni (svart rektangel) en svamp (svart prikk). Høyre: Fargede sirkeloverlegg i riktige ruter for vise interessepunkt og organismene på revet. Hentet fra [16]

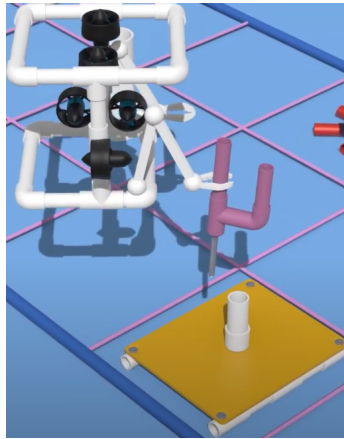
- **Bruke bildegjenkjenning for å bestemme helsen til en korallkoloni ved å sammenligne nåværende tilstand med tidligere data**
 - Bruke bildegjenkjenning for å bestemme helsen til korallkolonien
 - * Alle endringer er identifisert - 20 poeng
 - * Minst en, men ikke alle endringene er identifisert - 10 poeng
 - * Ingen endringer er identifisert - 0 poeng
 - Bruke en håndbok for å bestemme helsen til korallkolonien - 5 poeng



Figur 1.13: Venstre: Korallkolonien for ett år siden. Senter: Korallkolonien slik den er i dag. Høyre: Korallkolonien med alle områder identifisert, et område med vekst og to områder med gjenoppretting fra bleking/flekking. Hentet fra [16]

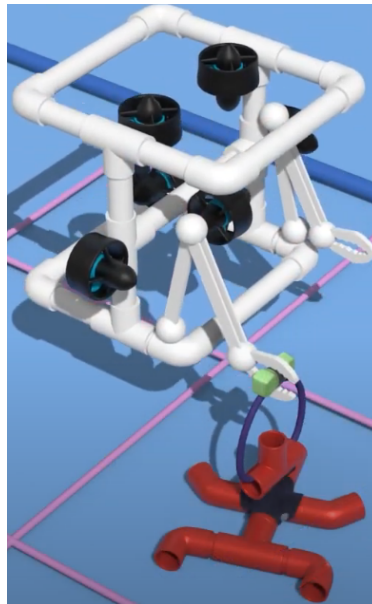
- **Gro koraller på rev**
 - Fjerne korall-fragmenter fra planteskolen¹¹ - 5 poeng for hver, maks 10 poeng
 - Plante ut korall-fragmenter på bestemte områder i revet - 5 poeng for hver, maks 10 poeng

¹¹Gartneri der det dyrkes planter som siden plantes ut



Figur 1.14: Gro koraller på rev. Hentet fra [80]

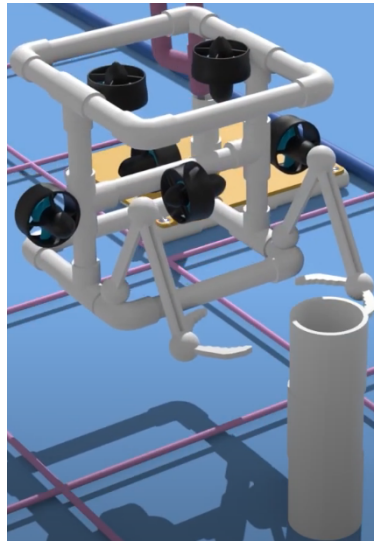
- **Begrense et utbrudd av tornekronesjøstjerne¹²** - 5 poeng for hver, maks 10 poeng



Figur 1.15: Begrense utbrudd av tornekronesjøstjerne. Hentet fra [80]

- **Samle prøver av svampearter for farmasøytisk forskning**
 - Hente en prøve fra en svamp - 10 poeng
 - Returnere prøven til overflaten - 5 poeng

¹²Tornekronesjøstjerne er en av verdens største sjøstjerner og er beryktet for å skade koraller i tropiske farvann

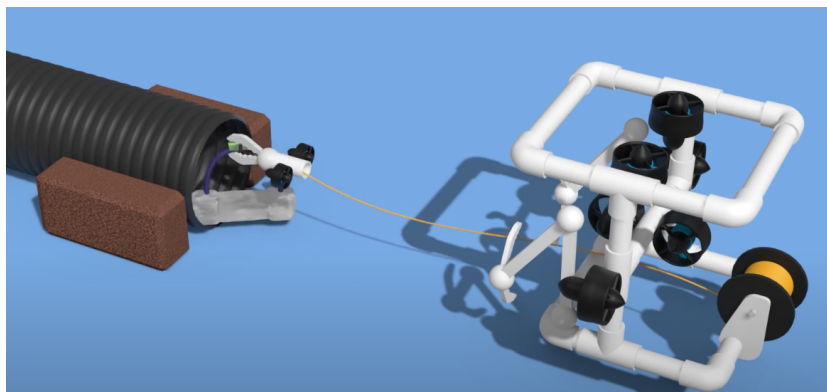


Figur 1.16: Hente prøve fra svampearter. Hentet fra [80]

Oppgave 3: Vedlikeholde sunne vannveier. Del II: Delawarebukten og elva (Totalt 90 poeng)

Delarwarebukten er en dyp bukt og er en forlengelse av elven Delaware på USAs nordøstlige kyst. Ferskvannet renner ut i Atlanterhavet.

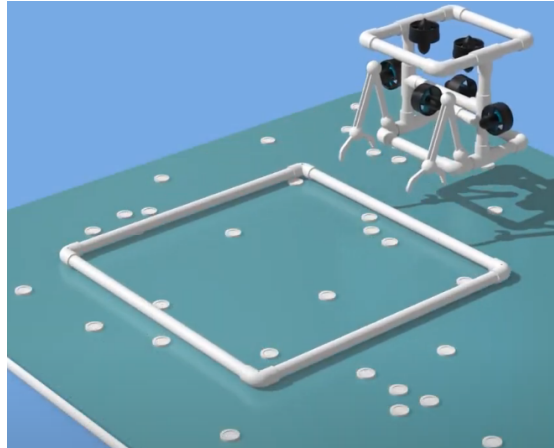
- **Hente ut en sedimentprøve fra innsiden av et avløpsrør for å analysere forurensing**
 - Utplassere en enhet i røret for å hente sedimentprøven - 25 poeng
 - Returnere sedimentprøven til overflaten - 10 poeng
 - Bestemme hvilken type forurensing(er) som er tilstede i sedimentprøven - 5 poeng



Figur 1.17: Hente ut en sedimentprøve fra et 6 tommers rør. Hentet fra [80]

- **Estimere antall blåskjell i en blåskjell-klynge**

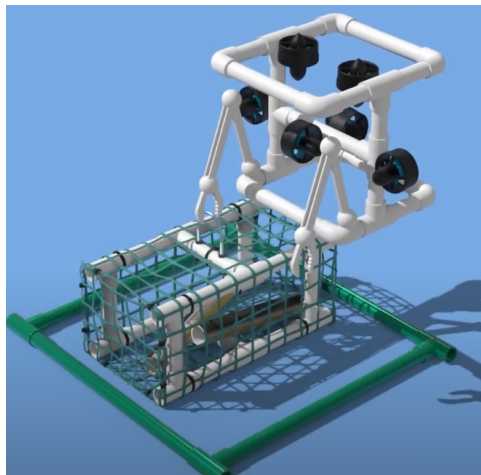
- Utplassere en kvadrant og telle antall blåskjell i kvadranten - 5 poeng
- Estimere antall blåskjell og hvor mye vann som filtreres av blåskjellene - 5 poeng



Figur 1.18: Estimere antall blåskjell

- **Restaurere ålebestanden**

- Fjerne en full åleteine fra et bestemt område - 10 poeng
- Plassere en tom åleteine i et bestemt område - 10 poeng



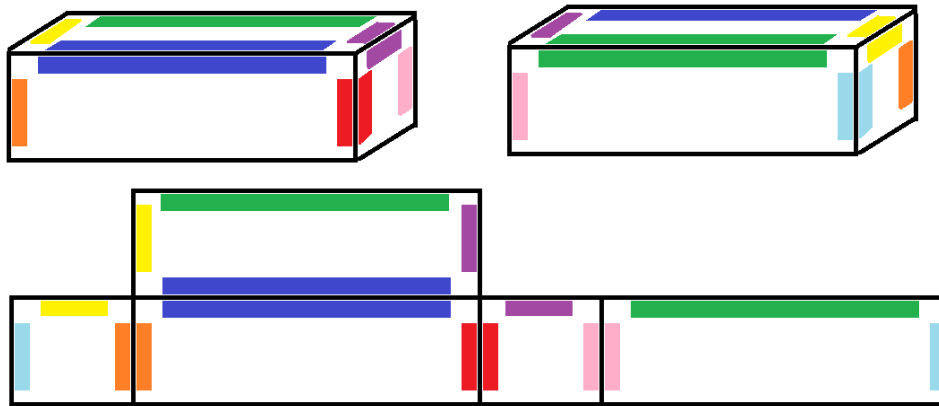
Figur 1.19: Fjerne og plassere ut åleteine. Hentet fra [80]

- **Lage fotomosaikk¹³ av en nedsenket togvogn for å skape et kunstig rev**

- Autonomt - 20 poeng

¹³Fotomosaikk er en samling av bilder satt sammen til ett bilde

– Manuelt - 10 poeng



Figur 1.20: Topp: Diagram med fargesammensetting på togvognen. Bunn: Fotomosaikk av togvognen som vist på dataskjermen. Hentet fra [16]

Poengfordeling

For å kåre en vinner av konkurransen, vil samtlige poeng man har samlet, legges sammen, og laget med flest poeng blir kåret som vinner. I listen nedenfor har vi en oversikt på alle delene vi kan hente poeng på.

Produktdemonstrasjon

Produktdemonstrasjon (oppgaver)	270 + tidsbonus
Størrelse- og vektrestriksjoner	20
Produktdemonstrasjon av organisasjonseffektivitet	10

Prosjektering og kommunikasjon

Teknisk dokumentasjon	100
Produktpresentasjon	100
Markedsføring	50
Selskapets spesifikasjonsark	10
Bedriftsansvar	20

Sikkerhet

Sikkerhet og dokumentasjon gjennomgang	20
Sikkerhetsinspeksjon	30
Sikker jobb analyse (SJA)	10

Sum poeng: 650 + tidsbonus

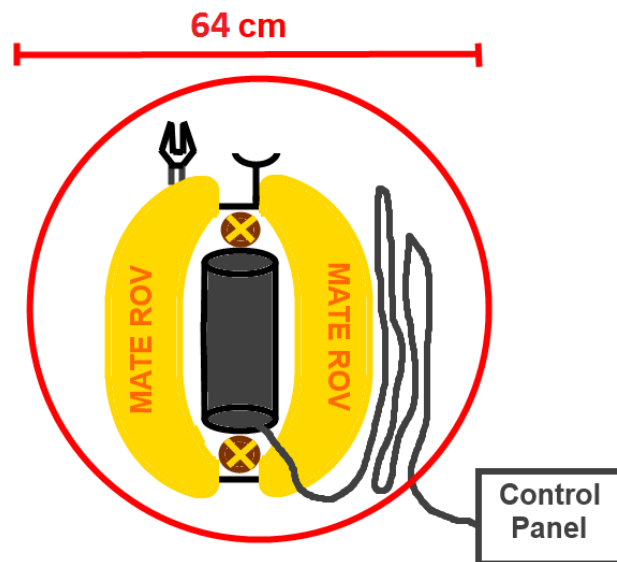
Tekniske krav til ROV-en

Konkurransen (beskrevet i delkapittel 1.4.1) stiller strenge krav til ROV-ene som skal delta. Disse kravene setter føring på hvordan vi ønsker å løse våre prosjektoppgaver. I produktmanualen til konkurransen [16] er

det en full oversikt over krav man må følge. Her vil vi gi en kort oversikt på de aller viktigste punktene. Spesifikke krav som angår enkelte grupper blir belyst i bacheloroppgavee hvor det er relevant.

Fysiske krav

I konkurransen er den fysiske størrelsesgrensa for å kunne delta, satt til å være maks 92 cm i diameter og kan ikke veie mer enn totalt 35 kg. Hele ROV-en, med tilleggsutstyr og navlestreng skal passe innenfor en ring som vist i figur 1.21 og veies.



Figur 1.21: ROV med verktøy og navlesteng kveilet opp ved siden av ROV-en. Hentet fra [16]

Videre får man ekstrapoeng for å være innenfor bestemte størrelse og vektclasser, som vist i tabellen under.

Størrelse	Poeng	Vekt (på land)	Poeng
<64 cm diameter	+ 10 poeng	<20 kg	+ 10 poeng
65.1 til 75 cm diameter	+ 5 poeng	20.01 kg til 28 kg	+ 5 poeng
75.1 til 92 cm diameter	0 poeng	28.01 til 35 kg	+ 0 poeng

Tekniske løsninger

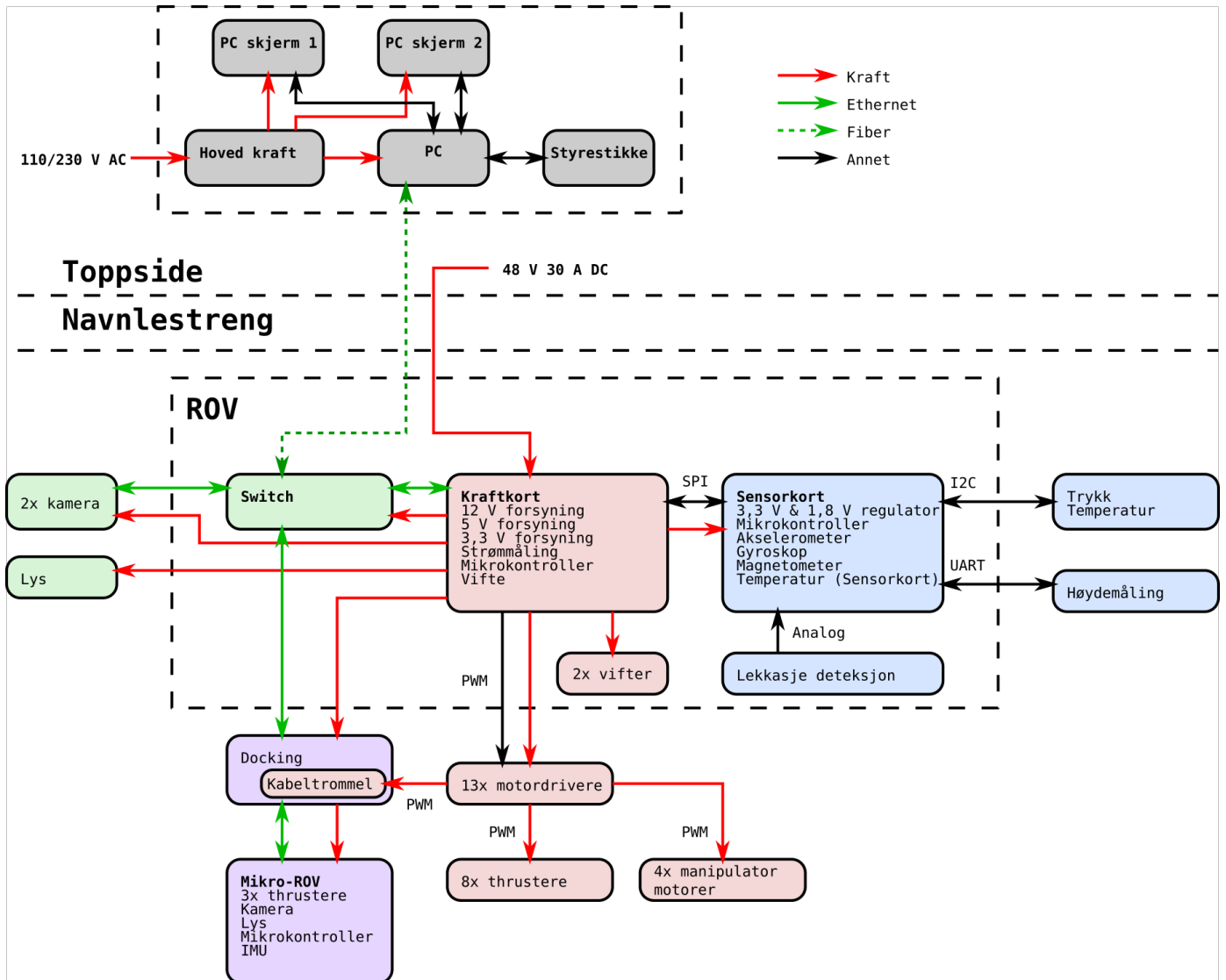
Det er kun lov å bygge én ROV til å utføre oppgavene i bassenget, men i oppgaven hvor man skal hente ut sedimentprøven (beskrevet i delkapittel 1.4.1) har man lov å bygge en mikro-ROV. Videre skal ROV-en kunne kjøre i et rent klor-basseng med en temperatur mellom 15 og 30 °C. Dybden på bassenget er maks 7 meter og samtlige oppgaver foregår innenfor 10 meter fra bassengkanten. Styrekonsollen blir plassert nær bassengkanten (maksimalt 3 meter), og navlestrengen må være lang nok til å utføre alle oppgavene.

“MATE ROV Competition” disponerer 48 V og 30 A likespenning ved styrekonsollen som skal forsyne ROV-en. Det er først lov å endre spenningsnivået på innsiden av ROV-en. Konkurransen stiller ekstra strenge krav til pneumatikk, hydraulikk og laser hvis man velger å bruke dette. Tas dette i bruk må man følge spesifikasjonene og dokumentere utstyret i henhold til konkurransemanualen [16].

1.5 Overordnet system

I dette delkapittelet vil vi presentere det overordnede systemet for ROV-en med et blokkdiagram og gi en kort oppsummering over ansvaret til hver av gruppene.

1.5.1 Blokkskjema



Figur 1.22: Blokkskjema av ROV

1.5.2 Bildegjenkjenning og autonom kjøring

Oppgaven består av to hoveddeler, bildebehandling og brukergrensesnitt. Den første delen går ut på å lage algoritmer som løser oppgavene om bildebehandling- og autonom kjøring i MATE ROV-konkurransen. Den andre delen går ut på å lage et nettbasert styringsprogram / brukergrensesnitt til ROV-en. I tillegg inneholder oppgaven litt om prosjektledelse.

1.5.3 Kraftfordelingssystem

Oppgaven består av å utvikle og konstruere et kraftfordelingskort for ROV, og en navlestreng for krafttilførsel fra overflatesystemet til ROV-en. Kraftfordelingskortet skal kunne forsynes med en spenning på 48 - 56 V DC med på maksimalt 30 A strøm.

Tilførsel av kraft skjer ved hjelp av navlestrengen, som også vil bli brukt til kommunikasjonsoverføring (fiberkabel). De ulike komponentene i ROV-en forsynes med ulik spenning, derfor vil det være behov for å regulere spenningen ned til 12 V, 5 V og 3,3 V på kraftfordelingskortet. For å kjøle de varmeste delene på kretskortet blir det tatt i bruk kjøleribber og vifter.

1.5.4 Kommunikasjonssystem

Oppgaven går ut på å utvikle kommunikasjonssystemet til ROV og mikro-ROV. Her tar vi av oss all kommunikasjon som skal gå mellom ROV og toppside på land. Kommunikasjonen inneholder blant annet styringsverdier og verdier fra forskjellige sensorer på ROV-en. Samtidig inneholder oppgaven valg av kamera og belysning til ROV-en.

1.5.5 Motorstyring- og reguleringssystem

ROV-en består av 12 motorer, disse skal sørge for et robust og driftssikkert motorstyrings- og reguleringssystem for fremdrift, samt et robust og driftssikkert styringssystem for manipulator. Frihetsgradene som skal reguleres er rull, stamp og hiv.

1.5.6 Sensorsystem og elektronikkhus

Oppgaven består av å utvikle og konstruere sensorsystem og elektronikkhus til ROV-en. Sensorsystemet består av flere forskjellige sensorer som skal hjelpe til med å styre, overvåke og informere om status til ROV-en i vannet. Målingene som mottas kalibreres og brukes til utregninger før det kan brukes av de andre delsystemene. Elektronikkhuset inneholder alt av elektronikk, og har konnektorer for å koble sammen utstyr på utsiden med elektronikken på innsiden.

1.5.7 Design og kontroll av ROV manipulatoren

Oppgaven består av å utvikle og konstruere en manipulator samt klype for ROV-en. Manipulatoren skal være i stand til å utføre gitte oppgaver i konkurransen, samt være modulær. Det skal også lages ulike simuleringer av manipulatoren for å øke forståelsen av de ønskede bevegelser og laster.

1.5.8 Design og montering av ROV-ramme, og ytelsesanalyse av motorer

Rammegruppen konstruerer et rammedesign basert på *Design for Assembly* konseptet. Det er modulært tilpasset slik at andre komponenter kan plasseres på ROV-en. ROV-en skal ha et lavt *Center of mass* og høyt *Center of buoyancy* for å ha stabil og ha høy manøverabilitet. Alle rammekomponenter styrkeanalyseres og det foretas en thrusteranalyse for plassering av thrustere for å få geometrisk optimalisert design basert på vektklasse og størrelse. Samtidig blir Autodesk benyttet til å beregne ROV-ens faktiske bevegelse i vann og vektoranalyser av bevegelsene i vann.

1.5.9 Mikro-ROV

For å hente ut et objekt fra et 6 tommers rør utvikles det en Mikro-ROV som skal dokkes til hoved-ROV-en som igjen forsyner den med strøm og signaler via en navlestreng. Oppgaven består av maskinvare, kretskort, programvare, design, fysikk og mekanisk arbeid.

Delen over i rapporten er en felles innledning laget av sensorgruppen [63] i årets prosjekt, og vil bli levert av alle gruppene som er med i UiS Subsea-prosjektet. Videre i denne rapporten skal en se nærmere på hvordan kraftoverføring- og kraftfordelingssystemet blir konstruert og realisert.

1.6 Kraftfordelingssystem

Hovedmålet med årets prosjekt er å utvikle en driftsikker ROV. I denne rapporten vil en se på hvilke behov en har for å utvikle et velfungerende kraftoverføring- og kraftfordelingssystem. Målet med dette prosjektet er å være med i den internasjonale ROV-konkurransen arrangert av MATE [15], ROV-en blir dermed utviklet ut fra kravene i MATE-konkurransemanual. Det skal utføres ulike oppgaver i konkurransen som en også må ta i betraktning under utviklingen av ROV-en. For å utføre de ulike oppgavene vil en måtte ta i bruk elektriske komponenter som for eksempel motorer, kamera, sensorer, og mye annen elektronikk. Det blir valgt å utvikle et kraftfordelingskort for å fordele kraft til, samt å forsyne de elektriske komponentene i ROV-en, dette er vist i blokkskjema for ROV-en i figur 1.22. En vil se på valg av spenningsregulatorer, design og utvikling av kraftfordelingskortet, tilleggs elektronikk, og kjølebehov inni elektronikkhuset. En skal også se på konstruksjon og utvikling av kabelforbindelsen mellom overflatesystemet og ROV-en, som blir kalt navlestrengen.

Videre i delkapittelet tar en for seg en oversikt over kraftoverføring- og kraftfordelingssystem som skal utvikles. Det blir sett på funksjons- og behovsspesifikasjoner, overordnet realiseringsprosess, og blokkskjema over kraftfordelingskortet.

1.6.1 Funksjons- og behovsspesifikasjoner

Målene som er satt for å utvikle et kraftfordelingskort skal være i henhold til de kravene og spesifikasjonene som er satt i MATE-konkurransemanual [16]. Begrensningene MATE har satt er at forsyningsspenningen til ROV-en skal være på 48 V og at det maksimale strømtrekket skal være begrenset til 30 A. En tar i bruk flere ulike elektriske komponenter i ROV-en. De ulike komponentene vil ha behov for forskjellige forsyningsspenninger, det vil derfor være nødvendig å regulere ned spenningen ved hjelp av spenningsregulatorer inni ROV-en.

Under vil en se på behovsspesifikasjonene til navlestrengen og kraftfordelingskortet.

Behov satt for navlestreng:

- Kraftkabler.
- Fiberkabel.
- Liten vekt.
- Lange nok kabler til å utføre alle oppgavene i konkurransen.
- Nøytral i vannet, slik at den ikke påvirker manøvreringsegenskapene til ROV-en.

Behov satt for kraftfordelingskortet:

- Produsere stabile og driftsikre spenninger til alle de ulike elektriske komponentene og delsystemene inni ROV-en.
- Kommunisere med sensorkortet og Ethernet-modulen over SPI.
- Strømsikringer for å beskytte mot store strømtrekk. Dette for at en ikke skal forbruke mer enn den totale effekten som er satt som krav i MATE-konkurransemanual [16].
- Strømmåling og strømavlesning av strømtrekket på motorene og mikro-ROV-en.
- Styre motorkontrollene til alle motorene med PWM-signal.
- Regulere hastigheten til viftene som er tatt i bruk inni elektronikkhuset ut fra temperaturendringer. Temperaturmålinger vil bli tatt av en temperatursensor montert på sensorkortet.
- Realisere kraftfordelingskortet ut fra dimensjoner og mål i elektronikkhuset til ROV-en.
- Utvikle kraftfordelingskortet med hensyn på tiltak mot støy.

1.6.2 Overordnet realiseringsprosess

Ut fra behovsspesifikasjonene som er satt for navlestrengen og kraftfordelingskortet nevnt over i delkapittel 1.6.1 ble det laget en overordnet realiseringsprosess av kraftoverføring- og kraftfordelingssystemet.

Overordnet realiseringsprosess av navlestreng og kraftfordelingskortet :

Kraftfordelingskortet får tilført 48 V og 30 A fra overflatesystemet gjennom navlestrengen. Den maksimale effekten tilført til ROV-en er gitt av ligning 1.1.

$$P = U \cdot I = 48 \text{ V} \cdot 30 \text{ A} = 1440 \text{ W} \quad (1.1)$$

Innhold i navlestrengen:

- Kraftkabler for overføring av kraft fra overflatesystemet til ROV-en.
- Fiberkabel for kommunikasjon mellom overflatesystemet og systemene inni ROV-en. Denne ble valgt av kommunikasjonsgruppen.
- Ytterkappe.
- Oppdriftsmateriale.

Innhold på kraftfordelingskortet:

Det er oppgitt og spesifisert i MATE-konkurransemanual [16] at all spenningsregulering og kraftfordeling til ROV-en må utføres intern i ROV-en.

- Oppsett av spenningsregulatorer:

Sammen med de andre gruppene i prosjektet ble det bestemt at alt det elektriske utstyret i ROV-en skulle bli forsynt med spenninger på 3.3 V, 5 V og 12 V. Dette gir en stor valgmulighet på hvilke komponenter som kan bli tatt i bruk i ROV-en, da det er vanlige spenninger for elektriske komponenter på markedet.

En ønsker å adskille motorkontrollene fra resten av systemet. Dette fordi motorene har store startstrømmer som kan påvirke andre elektriske komponenter på kraftfordelingskortet.

De ulike spenningsregulatorene som ble tatt i bruk for å regulere ned spenningsnivået blir oppsummert i listen under. Det blir også sett på hvilke elektriske komponenter de vil forsyne.

Valgte spenningsregulatorer:

- 48 V → 12 V til motorkontrollene.
- 48 V → 12 V til mikro-ROV, utvendige lys, kamera, og vifter.
- 48 V → 5 V til sensorkortet, og mikrokontroller.
- 5 V → 3.3 V til operasjonsforsterkere, og lysdioder.

- Mikrokontrolleren på kraftfordelingskortet må inneholde disse modulene, som er bestemt ut fra det totale blokkskjema for ROV-en i figur 1.22:

- ADC¹⁴-modul
- GPIO¹⁵-modul
- TIM-modul
 - * PWM¹⁶-signaler
- SPI¹⁷-modul
- Brytere for nullstilling ved testing
- Lysdioder for funksjonstesting og indikasjon

- Smartsikringer for motorer og mikro-ROV, samt strømsikringer for å beskytte de ulike delsystemene i ROV-en ved høye strømtrekk.

- Strømsikringer for å måle og styre strømtrekket til hver enkelt motor og til mikro-ROV-en. Dette for at en til enhver tid skal kunne fordele og begrense den totale effekten som blir benyttet i ROV-en. For strømmåling blir det sett på tilleggslektronikk for å få stabile og nøyaktige målinger inn på ADC-en på mikrokontrolleren. Målingene blir dermed beregnet og sendt til overflatesystemet.

- Testpunkter og lysdioder for feilsøking, verifisering og måling av de ulike spenningsverdiene på kraftfordelingskortet.

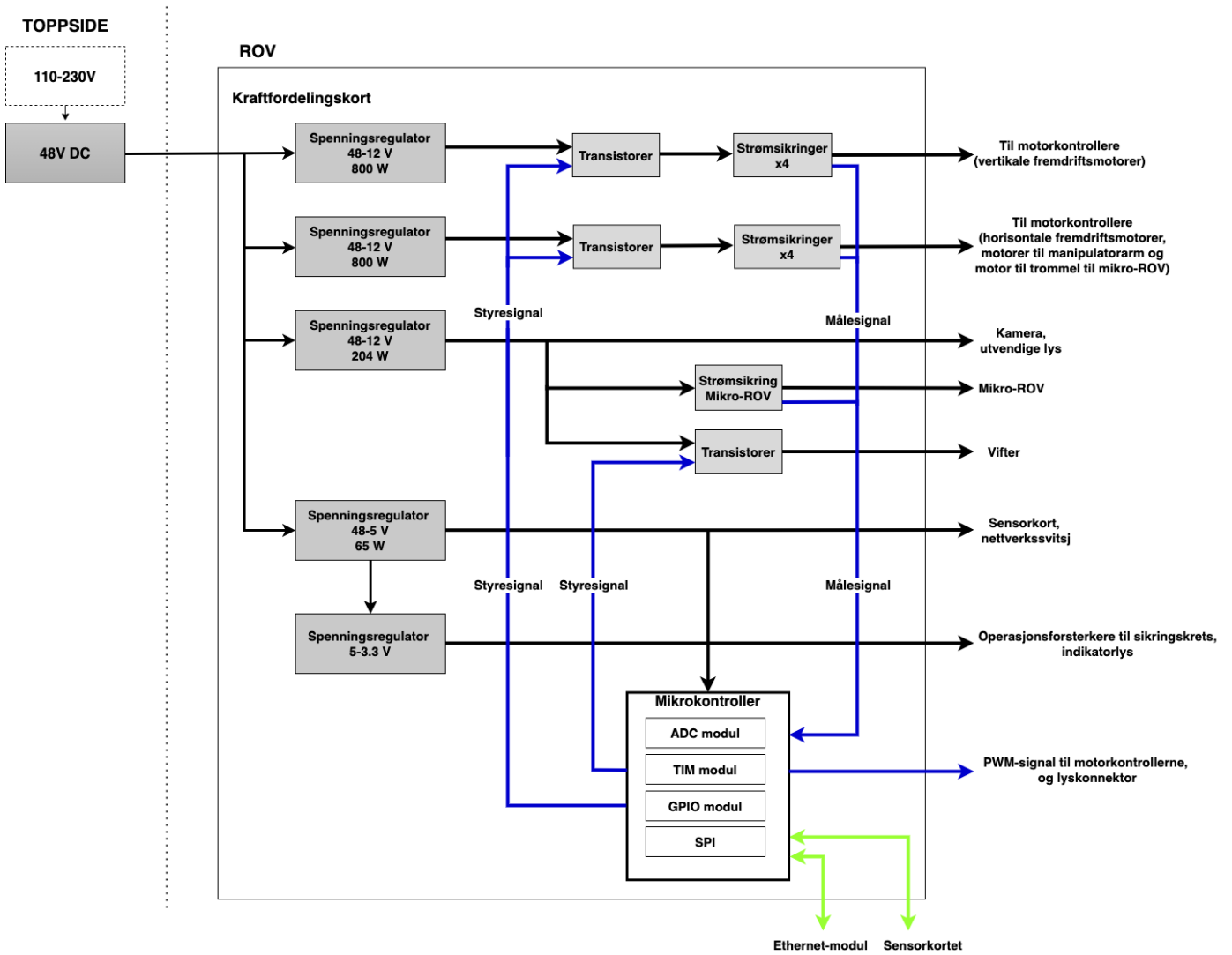
¹⁴Eng. Analog to Digital Converter

¹⁵Eng. General-Purpose Input/Output

¹⁶Eng. Pulse Width Modulation

¹⁷Eng. Serial Peripheral Interface

ROV-ens og navlestrengens konstruksjon ble utarbeidet for å tilfredsstille MATE sine krav for den fysiske størrelsen og vektbegrensningen. Dette gjorde at dimensjonene til elektronikkhuset ville ha en satt begrensning. For å få oversikt over kraftfordelingen og styresignalene på kraftfordelingskortet, ble det utarbeidet et blokk-skjema som vist i figur 1.23.



Figur 1.23: Blokk-skjema av kraftfordelingskortet

Videre i denne rapporten vil det bli gjennomgått teori og analyser om kraftoverføring- og kraftfordelingssystemet, samt navlestrengen med følgende kapitler:

- **Kapittel 2 - Kraftfordeling:** Valg og oppsett av spenningsregulatorer for kraftfordeling i ROV-en, samt beregning og valg av inngangs- og utgangskondensatorer.
- **Kapittel 3 - Navlestreng:** Dimensjonering og konstruering av navlestrengen, som er kabelforbindelsen mellom overflatesystemet og ROV-en. Funksjonen til navlestrengen er kommunikasjonsoverføring og tilføring av kraft til ROV-en.
- **Kapittel 4 - Mikrokontroller:** Valg av mikrokontroller til bruk for kommunikasjon, og måling av strømmen til motorene og mikro-ROV-en.
- **Kapittel 5 - Strømmåling:** Valg av strømsikringer til bruk for strømmålinger, og ved store strømtrekk på motorene og mikro-ROV-en.
- **Kapittel 6 - Kjølebehov:** Tar for seg kjølebehovet som oppstår inni elektronikkhuset til ROV-en på grunn av varmeutvikling i de ulike elektriske komponentene.
- **Kapittel 7 - Strømstyring:** Tar for seg valg av transistorer for styring av kjølevifter, indikasjonsslys, og strømsikringene valgt i kapittel 5.
- **Kapittel 8 - Realisering av kraftfordelingskortet:** Tar for seg kretsskjema, PCB-utlegg, og prosessen rundt produksjon som blant annet bestilling av kretskortet, og lodding av komponenter på kraftfordelingskortet.
- **Kapittel 9 - Programstruktur:** Tar for seg den overordnede programstrukturen, og oppsett av mikrokontrolleren.
- **Kapittel 10 - Funksjonstesting av kraftfordelingskortet:** Tar for seg funksjonstesting og verifisering av kraftfordelingskortet.
- **Kapittel 11 - Diskusjon og konklusjon:** Diskusjon, utfordringer, forslag til forbedring, videre arbeid, og konklusjon av bacheloroppgaven Kraftoverføring og -fordeling i sin helhet.
- **Vedlegg A:** Vedlagt kretsskjema, kretskortutlegg, 3D-modell av kraftfordelingskortet, og ferdigstilt kraftfordelingskort med og uten komponenter.
- **Vedlegg B:** Vedlagt pinneoppsettet til mikrokontrolleren, samt signalbudsjett.
- **Vedlegg C:** Vedlagt komponentliste for kraftfordelingskortet og navlestrengen.

Kapittel 2

Kraftfordeling

Dette kapitlet skal ta for seg kraftoverføring og -fordelingen i ROV-en, og hvordan dette blir distribuert på en forsvarlig og sikker måte ut til de ulike elektriske komponentene i ROV-en. Ut fra kravene i MATE-konkurransemanual [16] er det oppgitt at ROV-en får tilført 48 V DC og 30 A fra overflatesystemet. All regulering av spenningen til de elektriske komponentene og delsystemene i ROV-en skjer intern ved hjelp av spenningsregulatorer. De ulike elektriske komponentene som ble valgt til årets ROV blir forsynt med spenningene 3.3 V, 5 V eller 12 V, som forklart i delkapittel 1.6.2. Dette kapitlet tar også for seg valg av inngangs- og utgangskondensatorer til spenningsregulatoren for å oppnå en mest mulig jevn og stabil spenning.

2.1 Spenningsregulatorer

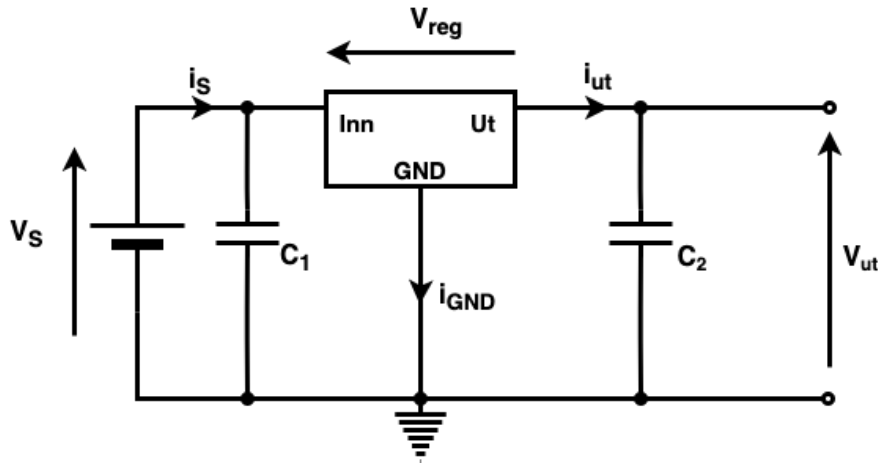
På markedet i dag finnes det flere ulike typer spenningsregulatorer for likestrøm, det var her aktuelt å se på regulator typer som kunne regulere fra en høyere spenning ned til en lavere spenning. Til dette formålet blir det ofte tatt i bruk lineære- eller svitsjede regulatorer. For å avgjøre hvilken av disse regulator typene som vil være mest hensiktsmessig i utformingen av kraftfordelingskortet ble det sett nærmere på de ulike typene. Dette delkapitlet baserer seg på kildene «The Art of Electronics» [72] og notater fra datamaskinkonstruksjon [37].

2.1.1 Lineær regulator

Lineære regulatorer har en enkel konstruksjon og blir ofte brukt der en har behov for stor spenningsstabilitet. Dette kan for eksempel være ved referansespenning til ADC eller til mikrokontrollere. Noen av fordelene ved å ta i bruk en lineær regulator er at den er enkelt konstruert, den produserer lite støy, og gir en stor spenningsstabilitet. For å oppnå en stabil spenning på utgangen til en lineær regulator, kontrollerer den spenningsfallet mellom inngangen og utgangen ved hjelp av en transistor som fungerer som en variabel motstand. Dersom spenningsdifferansen mellom inngangen og utgangen er stor vil dette forårsake et effekttap i regulatoren, som vil gå over til varme. Et stort effekttap fører til varmgang i regulatoren, og det vil derfor ikke være gunstig å ta i bruk en lineær regulator ved store spenningsdifferanser eller store strømmer. Varmgang i regulatoren kan reduseres ved bruk av passive kjøleelement som for eksempel kjøleribber, eller aktive kjøleelement som

for eksempel vifte.

Den prinsipielle virkemåten til en lineær regulator er at den fungerer som en spenningsdeler, der en transistor blir brukt som en variabel motstand for å holde en konstant utgangsspenning. Ved å utføre kretsanalyse av kretsen figur 2.1 kan en finne ut hvor stort effekttapet den lineære regulatoren vil ha.



Figur 2.1: Illustrasjon av lineær regulator.

Ved bruk av KVL¹ og KCL² finner en den totale effekten som går gjennom den lineære regulatoren.

Kirchhoffs Strømlov:

Som sier at netto strøm inn i et knutepunkt er lik null.

$$\Sigma i = 0 \quad (2.1)$$

$$i_s = i_{GND} + i_{ut} \quad (2.2)$$

Kirchhoffs Spenningslov:

Som sier at spenningene rundt en lukket sløye er lik null.

$$\Sigma V = 0 \quad (2.3)$$

$$V_s = V_{reg} + V_{ut} \quad (2.4)$$

Ved å ta utgangspunkt i ligning 2.2 fra Kirchhoffs strømlov og multiplisere med forsyningsspenningen V_s på hver side av ligningen finner en uttrykket for den totale effekten P_{tot} i den lineære regulatoren. Dette blir gitt

¹Eng. Kirchhoff's Voltage Law

²Eng. Kirchhoff's Current Law

av ligning 2.5

$$V_s \cdot i_s = V_s \cdot (i_{GND} + i_{ut}) \rightarrow P_{tot} = V_s \cdot (i_{GND} + i_{ut}) \quad (2.5)$$

Setter inn ligning 2.4 fra Kirchhoffs spenningslov inn i ligning 2.5 for den totale effekten P_{tot} . Får dermed gitt uttrykket for den totale effekten, effekttapet, og utgangseffekten i den lineære regulatoren i ligning 2.6.

$$P_{tot} = (V_{reg} + V_{ut}) \cdot (i_{GND} + i_{ut}) = \underbrace{V_{reg} \cdot i_{GND} + V_{reg} \cdot i_{ut} + V_{ut} \cdot i_{GND}}_{P_{tap}} + \underbrace{V_{ut} \cdot i_{ut}}_{P_{ut}} \quad (2.6)$$

For å finne den totale effekten som går tapt i den lineære regulatoren tar en utgangspunkt i formelen $P_{tot} = P_{ut} + P_{tap}$. Ved å snu om på formelen for P_{tot} gitt av ligning 2.6 finner en uttrykket for effekttapet P_{tap} til regulatoren. Dette blir gitt av ligning 2.7.

$$P_{tap} = P_{tot} - P_{ut} = V_{reg} \cdot i_{GND} + V_{reg} \cdot i_{ut} + V_{ut} \cdot i_{GND} \quad (2.7)$$

i_{GND} er svært liten i forhold til i_{ut} og kan derfor ofte neglisjeres. En får dermed en enklere tilnærming for P_{tap} siden en her kan fjerne alle ledd der en har i_{GND} . Effekttapet P_{tap} i den lineære regulatoren blir dermed gitt av ligning 2.8.

$$P_{tap} = V_{reg} \cdot i_{ut} = (V_s - V_{ut}) \cdot i_{ut} \quad (2.8)$$

Ut fra ligning 2.8 ser en at effekttapet som oppstår er avhengig av spenningsdifferansen mellom inngangen og utgangen til regulatoren, samt utgangsstrømmen i_{ut} .

i_{GND} blir neglisjert og en kan dermed ta utgangspunkt i at $i_s \approx i_{ut}$ [40]. Dette gir formelen for virkningsgraden til den lineære regulatoren, gitt av ligning 2.9.

$$\eta = \frac{P_{ut}}{P_s} \cdot 100\% = \frac{V_{ut} \cdot I_{ut}}{V_s \cdot I_s} \cdot 100\% \approx \frac{V_{ut}}{V_s} \cdot 100\% \quad (2.9)$$

Ut fra ligning 2.9 ser en at en større differanse mellom inn- og utgangsspenningen vil føre til en dårligere virkningsgrad for den lineære regulatoren. Dette kan en vise ved å ta i bruk ligning 2.9 for å regulere ned spenning fra 48 V til 12 V. Spenningsdifferansen mellom inn- og utgangsspenningen vil her være lik $V_{reg} = V_s - V_{ut} = 48V - 12V = 36V$. Dette er en relativt stor spenningsdifferanse som vil gi en lav virkningsgrad.

$$\eta = \frac{V_{ut}}{V_s} \cdot 100\% = \frac{12 V}{48 V} \cdot 100 \% = 25 \% \quad (2.10)$$

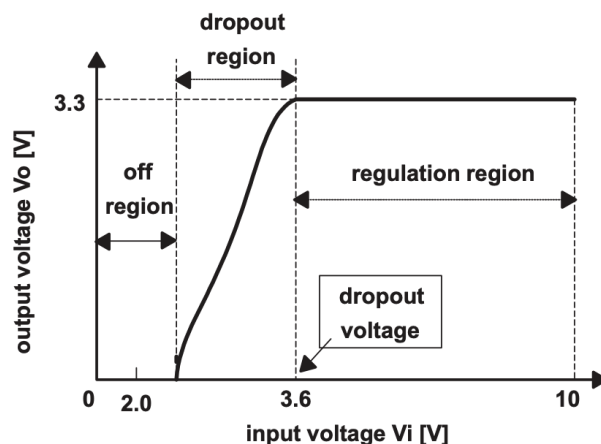
I tabell 2.1 blir det sett på virkningsgraden til de forskjellige spenningene som ble tatt i bruk i ROV-en, ved bruk av en lineær regulator.

Tabell 2.1: Virkningsgrad ved bruk av en lineær regulator.

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

Ut fra tabell 2.1 ser en at jo lavere spenningsdifferansen mellom inn- og utgangsspenningen til den lineære regulatoren er jo bedre blir virkningsgraden.

Lineære regulatorer har en grense for hva den minimale spenningsverdien på inngangen kan være i forhold til utgangsspenningen til regulatoren. Dette blir illustrert i figur 2.2. Det finnes ulike modeller på markedet for lineære regulatorer, men i figuren tar en for seg typen LDO³-regulator. Denne typen kan ha en liten differanse mellom inn- og utgangsspenningen på regulatoren. Den greier å regulere en spenning på utgangen selv om spenningen på inngangen ikke er så mye høyere enn utgangsspenningen.

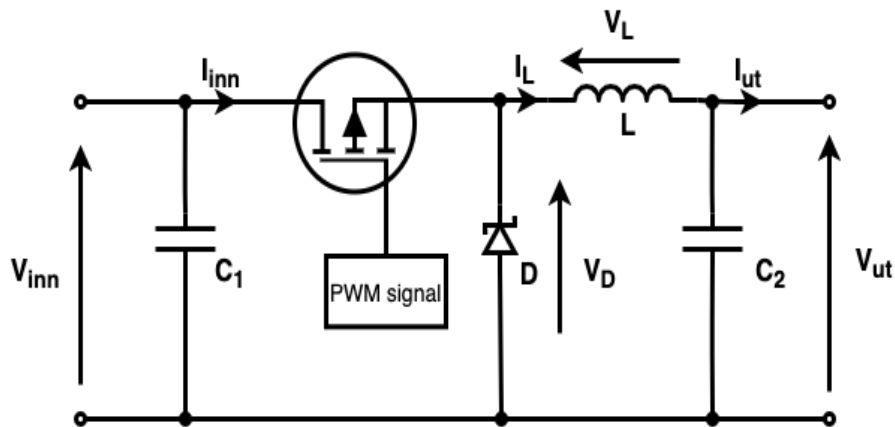


Figur 2.2: Illustrasjon av de ulike grensene som en kan ha på en lineær regulator [8].

2.1.2 Svitsjet regulator

Det finnes flere ulike typer svitsjede regulatorer på markedet. I ROV-en er det behov for å ha regulatorer til å redusere utgangsspenningen i forhold til inngangsspenningen. Til dette kan en i bruk ned-regulatorer, som er en svitsjet regulator som tar inn en spenningsverdi og gir ut en lavere spenning på utgangen. Prinsippet for en svitsjet regulator er vist i figur 2.3 der en transistor fungerer som en bryter som blir slått av og på ved hjelp av et PWM-signal, som er et pulsbreddemodulert signal.

³Eng. Low Dropout Voltage



Figur 2.3: Illustrasjon av en generell ned-regulator.

Ved å se på illustrasjonen for virkemåten til en ned-regulator i figur 2.6 kan en finne periodetiden til spole-spenningen V_L fra figur 2.3 ovenfor. Periodetiden blir generert av PWM-signalet ut fra hvor lenge transistoren er av og på, som vist i ligning 2.11.

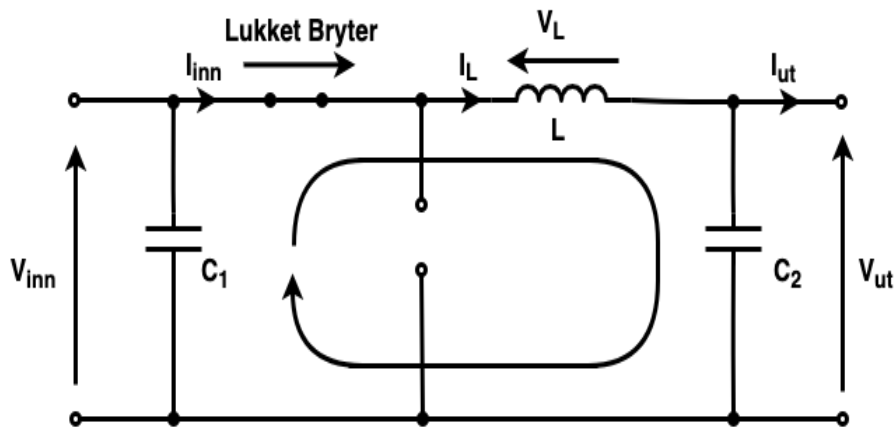
$$T = t_{p\ddot{a}} + t_{av} \quad (2.11)$$

Spenningsdifferansen mellom inngangen og utgangen til ned-regulatoren blir funnet ved å se på av- og på-tilstanden for å finne hva arbeidssyklusen⁴ til regulatoren er. Arbeidssyklusen er med på å bestemme hvilken spenning en vil ha ut av ned-regulatoren. Ved å anta at spolestrømmen i kretsen er kontinuerlig og at komponentene i kretsen for ned-regulatoren er ideelle kan en se isolert på de to tilfellene hvor transistoren er av og på. Forklaringene av av- og på-tilstandene er basert på notater fra datamaskinkonstruksjon [37].

På-tilstand

I på-tilstanden er PWM-signalet høyt, noe som medfører at transistoren leder og vil fungere som en lukket bryter. På-tilstanden til ned-regulatoren er illustrert i figur 2.4.

⁴Eng. Duty Cycle



Figur 2.4: Illustrasjon av en ned-regulator i på-tilstand.

Ved hjelp av kretsanalyse for kretsen i figur 2.4 kan en se bort fra spenningen over dioden i kretsen siden denne ikke leder i sperreretning. En får dermed at spenningen over spolen blir gitt av ligning 2.12.

$$V_L = V_{inn} - V_{ut} \quad (2.12)$$

Setter inn $V_L(t) = L \cdot \frac{di_L(t)}{dt}$ for spolespenningen for å finne endringen en får i spolestrømmen i på-tilstanden. En får da at endringen i spolestrømmen blir gitt av ligning 2.13.

$$V_L = L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} \rightarrow \frac{V_L(t)}{L} = \frac{V_{inn} - V_{ut}}{L} \quad (2.13)$$

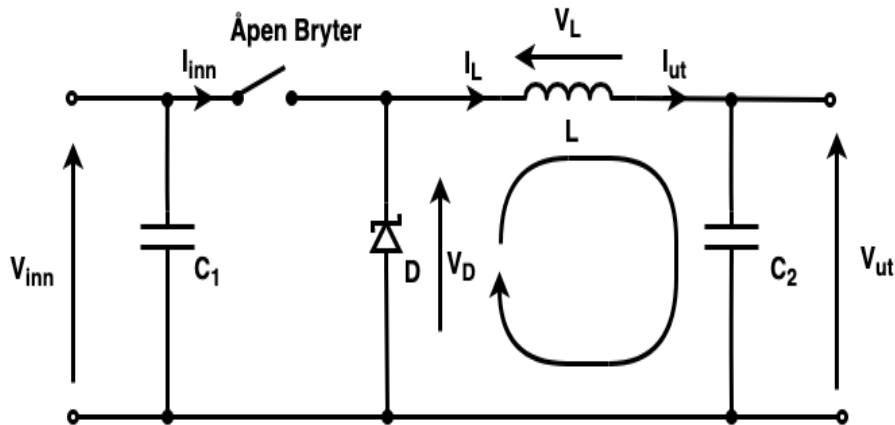
Ut fra ligning 2.13 ser en strømmen i spolen øker lineært under på-tilstanden der transistoren leder. I figur 2.6 ser en at strømmen endrer seg i tidsrommet fra $0 \rightarrow t_{p\hat{a}}$. En får dermed at endringen i spolestrømmen i løpet av tidsperioden blir gitt av ligning 2.14.

$$\Delta_+ I_L = \frac{V_{inn} - V_{ut}}{L} \cdot t_{p\hat{a}} \quad (2.14)$$

$\Delta_+ I_L$ er den positive ripplestrømmen i spolen.

Av-tilstand

I av-tilstanden er PWM signalet lavt noe som fører til at transistoren ikke leder, og vil fungere som en åpen bryter. Dette er illustrert i figur 2.5.



Figur 2.5: Illustrasjon av en ned-regulator i av-tilstand.

Strømmen gjennom spolen endres ikke spontant, derfor vil spolen levere strøm i samme retning etter at transistoren har gått fra på-tilstand til av-tilstand. Spenningen over dioden V_D dras ned, og som illustrert i figur 2.5 vil dioden her begynne å lede. Spenningen over spolen blir gitt av ligning 2.15.

$$V_L = V_D - V_{ut} \quad (2.15)$$

Setter inn $V_L(t) = L \cdot \frac{di(t)}{dt}$ for spolespenningen for å finne endringen en får i spolestrømmen i av-tilstand. En kan her anta at V_D er ganske liten. Endringen i spolestrømmen blir gitt av ligning 2.16.

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{0 - V_{ut}}{L} = -\frac{V_{ut}}{L} \quad (2.16)$$

En ser ut fra ligning 2.16 at strømmen i spolen vil minke lineært under av-tilstanden der transistoren ikke leder. I figur 2.6 ser en her at strømmen endrer seg i tidsrommet fra $t_{på} \rightarrow T$. Endringen i spolestrømmen blir dermed gitt av ligning 2.17.

$$\Delta_- I_L = \frac{V_{ut}}{L} \cdot t_{av} \quad (2.17)$$

$\Delta_- I_L$ er den negative rippelstrømmen i spolen.

Ved bruk av en konstant last på ned-regulatoren vil spenningsverdien over spolen være 0 V, dette fordi det ikke er noen endringer i strømtrekket over lasten. En kan dermed ta utgangspunkt i at strømendringen i av-tilstand og på-tilstand i kontinuerlig tilstand⁵ vil være tilnærmet lik.

$$\underbrace{\Delta_+ I_L}_{\frac{V_{inn} - V_{ut}}{L} \cdot t_{på}} = \underbrace{\Delta_- I_L}_{\frac{V_{ut}}{L} \cdot t_{av}} \quad (2.18)$$

⁵Eng. Continuous-Conduction Mode

Ut fra ligning 2.18 finner en forholdet mellom inngangs- og utgangsspenningen til regulatoren. Dette blir vist i ligning 2.19.

$$\begin{aligned} \frac{V_{inn} - V_{ut}}{L} \cdot t_{p\grave{a}} &= \frac{V_{ut}}{L} \cdot t_{av} \rightarrow \\ t_{p\grave{a}} \cdot (V_{inn} - V_{ut}) &= t_{av} \cdot V_{ut} \rightarrow \\ V_{ut} &= \frac{t_{p\grave{a}}}{T} \cdot V_{inn} \end{aligned} \quad (2.19)$$

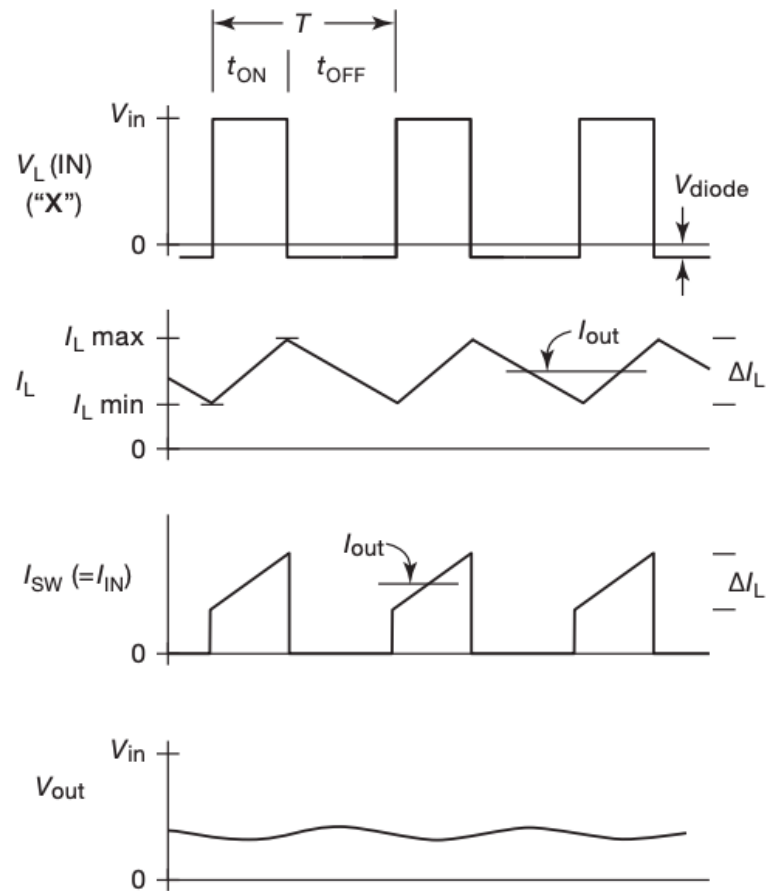
Utgangsspenningen til ned-regulatorene blir gitt av forholdet mellom på-tiden og periodetiden, samt inngangsspenningen. En har at arbeidssyklusen til regulatoren er gitt av forholdet mellom på-tiden og periodetiden til PWM-signalet [72], som gitt av ligning 2.20.

$$D = \frac{t_{p\grave{a}}}{T} \quad (2.20)$$

Ved å sette inn arbeidssyklusen fra ligning 2.20 inn i ligning 2.19 for utgangsspenningen til en ned-regulator, får en at forholdet mellom inngangsspenningen og utgangsspenningen til regulatoren blir gitt av ligning 2.21.

$$V_{ut} = D \cdot V_{inn} \rightarrow D = \frac{V_{ut}}{V_{inn}} \quad (2.21)$$

Ut fra ligning 2.21 har en at utgangsspenningen på ned-regulatorene er gitt av arbeidssyklusen D og inngangsspenningen V_{inn} , samt at utgangsspenningen er uavhengig av laststrømmen. Dette er forutsatt at ned-regulatorene er i kontinuerlig tilstand. Figur 2.6 er en illustrasjon av virkemåten til en ned-regulator, og er hentet fra «The Art of Electronics» [72]:



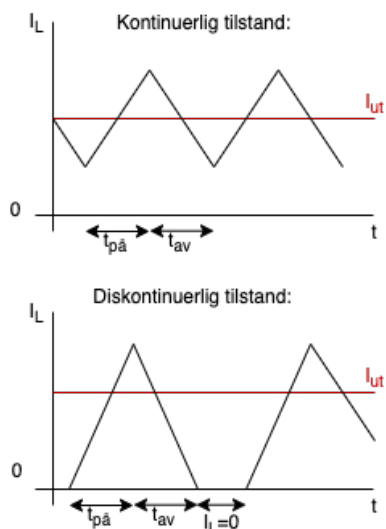
Figur 2.6: Illustrasjon av virkemåten til en ned-regulatoren i kontinuerlig tilstand [72, fig.9.62].

Ut fra grafen i figur 2.6 som viser virkemåten til en ned-regulator har en at utgangsstrømmen I_{ut} til en ned-regulator er lik gjennomsnittet av spolestrømmen. Den kritiske utgangsstrømmen er den minste utgangsstrømmen en kan ha for at systemet skal være stabilt og holde seg i kontinuerlig tilstand. Denne er gitt av ligning 2.22.

$$I_{ut,min} = \frac{1}{2} \cdot \Delta I_L \quad (2.22)$$

Strømrippelen ΔI_L i ligning 2.22 blir bestemt av andre faktorer som V_{inn} , V_{ut} , T og L .

Dersom utgangsstrømmen I_{ut} er mindre enn den kritiske utgangsstrømmen $I_{ut,min}$ vil regulatoren fungere i diskontinuerlig tilstand⁶, noe som fører til at spolestrømmen vil gå til null før hver periode er utført, som vist i figur 2.7. Dette vil føre til at utgangsspenningen ikke lenger vil holdes stabil ved en satt arbeidssyklus for regulatoren, men at den vil variere ut fra utgangsstrømmen. Det å operere i diskontinuerlig tilstand vil ha en stor påvirkning på reguleringsstabiliteten til regulatoren, samt at nedregulatoren ikke vil være selvregulerende noe som den vil være i kontinuerlig tilstand [72].



Figur 2.7: Illustrasjon av spolestrømmen I_L i kontinuerlig- og diskontinuerlig tilstand.

En velger ofte spolestørrelsen L for å bestemme om regulatoren skal brukes i kontinuerlig tilstand eller i diskontinuerlig tilstand. Formelen for valg av spolestørrelse er gitt av ligning 2.23 [14].

$$L = \frac{(V_{inn} - V_{ut}) \cdot V_{ut}}{2 \cdot I_{ut,min} \cdot V_{inn} \cdot f_s} \quad (2.23)$$

En ser ut fra ligning 2.23 at den kritiske utgangsstrømmen gitt av ligning 2.22 kan justeres ved å endre induktansen i spolen eller svitsjefrekvensen f_s . En har at jo større spolen er, jo mindre vil strømrappelen ΔI_L være, og jo høyere svitsjefrekvensen er, jo mindre er spolen [37].

2.1.3 Fordeler og ulemper ved lineære og svitsjete regulatorer

Før det ble valgt spenningsregulatorer, ble det sett på fordeler og ulemper ved bruk av lineære- og svitsjede regulatorer, som vist i tabell 2.2:

⁶Eng. Discontinuous-Conduction Mode

Tabell 2.2: Fordeler og ulemper ved bruk av lineære- eller svitsjede regulatorer.

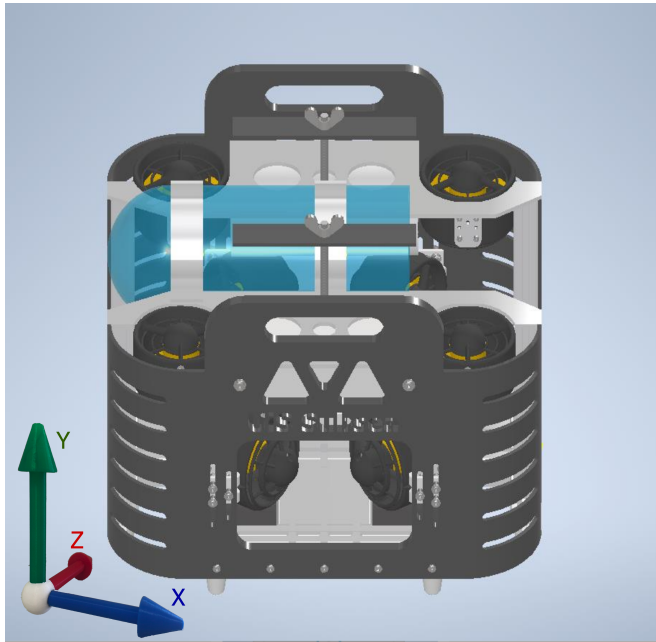
Svitsjet regulator		Lineær regulator	
Fordeler	Ulemper	Fordeler	Ulemper
<ul style="list-style-type: none"> - Kan regulere ned spenningen - Kan regulere opp spenningen - Lite effekttap 	<ul style="list-style-type: none"> - Svitsjestøy - Rippelspenning på grunn av svitsjing - Komplisert konstruksjon 	<ul style="list-style-type: none"> - Kan regulere ned spenningen - Lite støy - Enkel konstruksjon 	<ul style="list-style-type: none"> - Lav effektivitet ved stor spenningsdifferanse - Kan ikke regulere opp spenningen - Ofte behov for kjøling ved moderate og større strømmer

2.2 Valg av regulatorer

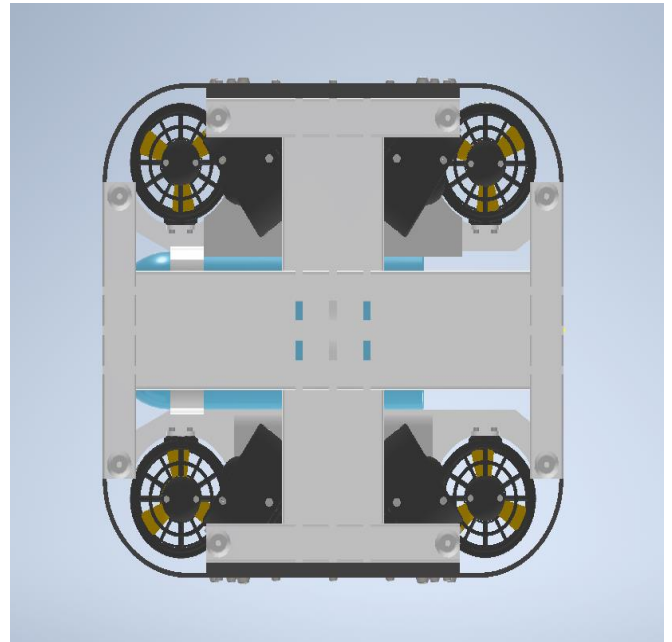
Ut fra de ulike typene regulatorer som ble sett på ovenfor, ble det valgt hvilke type regulator en skulle ta i bruk for å forsyne de ulike komponentene i ROV-en. De ulike elektriske komponentene som skal forsynes av de ulike spenningsregulatorene har behov for spenningene 3.3 V, 5 V og 12 V. Ut fra tidligere år er det erfart at det er en fordel å ha egne spenningsregulatorer til motorene og motorkontrollene, siden dette er støyfulle komponenter der en ofte har store startstrømmer, samt raske og store strømindringer.

2.2.1 Valg av 12 V-regulatorer til motorkontrollene og motorer

ROV-en er utstyrt med åtte fremdriftsmotorer for navigering, og fire motorer til styring av manipulatorarmen. I tillegg er den utstyrt med en motor som skal kjøre inn navlestrengen til mikro-ROV-en på en kabeltrommel. Fremdriftsmotorene som ble valgt å ta i bruk i årets motoroppsett er av typen Thruster P1000 [97], denne har en høyere ytelse enn fremdriftsmotorene som er brukt i tidligere prosjekter. Det ble derfor bestemt å ta i bruk to 800 W-regulatorer til motorene i årets ROV. Totalt er ROV-en utstyrt med 13 motorer som er fordelt på to spenningsregulatorer, der de fire fremdriftsmotorene som skal brukes til vertikal navigering ble forsynt av den ene spenningsregulatoren, og de øvrige motorene ble forsynt av den andre spenningsregulatoren. I figur 2.8 og 2.9 er plasseringen av de vertikale og horisontale fremdriftsmotorene på ROV-en vist.



Figur 2.8: Plassering av fremdriftsmotorer for navigering sett fra siden til ROV-en.



Figur 2.9: Plassering av fremdriftsmotorer for navigering sett fra undersiden til ROV-en.

En vil videre i delkapittelet se nærmere på hvilken regulatorstype som ble tatt i bruk, samt effektbudsjettene for motoroppsettet som ble valgt.

Spenningsregulator til de vertikale fremdriftsmotorene

Fremdriftsmotorene som blir tatt i bruk til vertikal navigering er av typen Thruster P1000 [97], disse er kraftigere enn fremdriftsmotorene som er brukt tidligere år. Det ble derfor bestemt at de vertikale fremdriftsmotorene skulle bli forsynt av en egen spenningsregulator på 800 W for å oppnå en høyere ytelse og hastighet enn tidligere år. I enighet med motorgruppen ved M. Haldorsen og E. Baloku [62] ble det satt en maksimal effekt på 200 W per motor. Dette er oppsummert i effektbudsjettet i tabell 2.3.

Tabell 2.3: Effektbudsjett for de fire vertikale fremdriftsmotorene.

12 V-regulator	Effekt
Vertikale motorer	4 x 200 W
Totalt	800 W

En ser ut fra tabell 2.3 at fremdriftsmotorene for vertikal navigering kan kjøre på full effekt samtidig ved bruk av en 800 W-regulator. Det ble her valgt å ta i bruk en svitsjet ned-regulator for de fire fremdriftsmotorene for vertikal navigering.

Spenningsregulator til de øvrige motorene

De fire øvrige fremdriftsmotorene til horisontal navigering er også av typen Thruster P1000 [97], og vil ha et effektforbruk på maksimalt 200 W per motor.

De fire motorene som blir brukt til styring av manipulatorarmen er:

- To motorer av typen stegmotor 17HS24-2104S [87]. Der den ene motoren løfter nedre arm opp og ned, og den andre motoren beveger øvre arm opp og ned.
- En motorer av typen stegmotor 14HS20-1504S [86], denne vil klype sammen kloen på manipulatorarmen.
- En motorer av typen Multistar Elite motor 3508-268KV [39], denne vil rotere kloen.

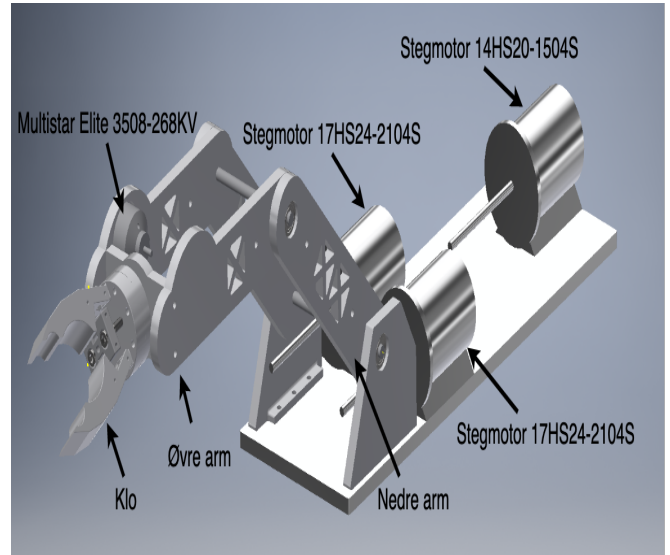
Disse er illustrert i figur 2.10. Hver av motorene til manipulatorarmen kan ha et effektforbruk på 135 W per motor.

Motoren som ble tatt i bruk til kabeltrommelen for navlestrengen til mikro-ROV-en var av typen M100 børsteløs motor [61], denne kan ha et effektforbruk på 135 W. Det totale effektforbruket til de øvrige motorene er oppsummert i tabell 2.4.

Tabell 2.4: Effektbudsjett for 12 V-regulator til de øvrige motorene.

12 V-regulator	Effekt
Horisontale motorer	4 x 200 W
Manipulatorer	4 x 135 W
Motor til kabeltrommel	1 x 135 W
Totalt	1475 W

Det ble også her valgt å bruke en svitsjet ned-regulator for å forsyne de øvrige motorene på ROV-en. En ser ut fra tabell 2.4 at det totale effektforbruket til de øvrige motorene er høyere enn 800 W som spenningsregulatorene kan yte. Under kjøring av ROV-en vil det maksimale strømtrekket til motorene være når en kjører fire vertikale fremdriftsmotorer og to av de horisontale fremdriftsmotorer på full effekt. Det ble derfor konkludert med at den totale effekten på spenningsregulatoren til de øvrige motorene vil kunne yte maksimalt 400 W.



Figur 2.10: Plassering av motorer på manipulatorarmen.

En ser ut fra effektbudsjettene 2.3 og 2.4 at det totale effektforbruket for alle motorene er høyere enn inngangseffekten som ROV-en har tilgjengelig, som er $48 \text{ V} \cdot 30 \text{ A} = 1440 \text{ W}$. Det ble derfor her viktig å sette en grense på hvor mye effekt motorene kunne trekke totalt. Den totale grensen for effektforbruket til de to spenningsregulatoren for motorene ble satt til 1200 W. Ut fra plasseringen til de ulike motorene er det ikke sannsynlig at alle motorene vil kjøre samtidig. Når motorene til manipulatorarmen og kabeltrommelen til mikro-ROV-en er i bruk vil fremdriftsmotorene bare benyttes til å holde ROV-en stabil i vannet. En vil heller ikke komme til å ta i bruk motorene til manipulatorarmen og kabeltrommelen til mikro-ROV-en under raske manøvreringer av ROV-en. For å få begrenset det totale effektforbruket til motorene ble det satt krav til reguleringsalgoritmen som ble laget av motorgruppen.

Hver motor skal kjøres på 12 V DC, en får da en spenningsdifferanse mellom inngangs- og utgangsspenningen til regulatoren på $48 \text{ V} - 12 \text{ V} = 36 \text{ V}$. Dette er en relativt stor spenningsdifferanse, og en ser ut fra tabell 2.1 at en får en dårligere virkningsgrad ved å ta i bruk en lineær regulator. Det ble valgt å ta i bruk ned-regulatorer av typen QBVE067A0B-HZ Barracuda fra ABB. Denne er vist i figur 2.11.



Figur 2.11: QBVE067A0B Barracuda*; DC-DC Converter Power Modules [1].

Grunnen til at valget falt på QBVE067A0B41-HZ Barracuda fra ABB var at det var få regulatorer på markedet som kunne gi nok effekt og samtidig ha en liten størrelse, i tillegg til at det har vært gode erfaringer ved å ta i bruk denne spenningsregulatoren i tidligere prosjekter. De viktigste spesifikasjonene som lå til grunn for at valget falt på ned-regulatoren QBVE067A0B41-HZ Barracuda fra ABB blir listet opp i tabell 2.5.

Tabell 2.5: Spesifikasjoner til QBVE067A0B-HZ Barracuda [1].

Barracuda	QBVE067A0B-HZ
Inngangsspenning	40 - 60 V_{DC}
Utgangsspenning	11.95 - 12.36 V_{DC}
Utgangsstrøm	67 A
Maks effekt	800 W
Virkningsgrad (η)	96.3%

Ut fra tabell 2.5 ser en at utgangsspenningen til ned-regulatoren kan variere mellom 11.95 - 12.36 V_{DC} .

Spenningsregulatoren vil derimot ha en typisk utgangsspenning på 12 V. Både inngangs- og utgangsspenningen til spenningsregulatoren vil bli verifisert ved ferdigstilling av kraftfordelingskortet.

2.2.2 Valg av 12 V-regulator til øvrig elektronikk

Det er flere av komponentene i ROV-en enn motorene som skal forsynes med 12 V. Det ble valgt å ta i bruk en svitsjet ned-regulator også for disse komponentene, da en ville ha samme spenningsdifferanse mellom inngangen og utgangen på 36 V. Dette for å begrense varmeutvikling og store effekttap. Effektbehovet for denne 12 V-regulatoren for øvrig er vist ut fra effektbudsjettet i tabell 2.6.

Tabell 2.6: Effektbudsjett for 12 V-regulator.

12 V-regulator	Effekt
Mikro-ROV	72 W
Lys	37 W
Vifter	10 W
Kamera	10 W
Reserve	10 W
Totalt	139 W

Ut fra effektbudsjettet 2.6 ser en at det totale effektforbruket til de øvrige komponentene som har behov for 12 V er på 139 W. Valget av ned-regulator til de øvrige 12 V-komponentene falt på Q36SR12017NRFA fra Delta Electronics som kan levere en effekt på 204 W, vist i figur 2.12.



Figur 2.12: Q36SR12020 Quarter Brick DC/DC [31].

De viktigste spesifikasjonene som lå til grunn for at valget falt på regulatoren Q36SR12017NRFA fra Delta Electronics blir listet opp i tabell 2.7.

Tabell 2.7: Spesifikasjoner til Q36SR1202 [31].

Delphi Series	Q36SR1202
Inngangsspenning	18 - 75 V_{DC}
Utgangsspenning	11.82 - 12.18 V_{DC}
Utgangsstrøm	17 A
Maks effekt	204 W
Virkningsgrad (η)	93%

Spenningsregulatoren Q36SR12017NRFA fra Delta electronics kan levere mer effekt enn det som ble beregnet som totalt effektforbruk for de resterende 12 V komponentene i ROV-en. Dette er en fordel da det gir mulighet til å ha en reserve i tilfelle en vil utvide eller legge til ekstra utstyr ved endring i design ved senere anledninger.

2.2.3 Valg av 5 V-regulator

Flere av de valgte komponentene i ROV-en hadde et behov for en forsyningspenning på 5 V. Spenningsdifferansen mellom inngangen og utgangen på regulatoren ville være på $48 \text{ V} - 5 \text{ V} = 43 \text{ V}$, det derfor valgt å bruke en svitsjet ned-regulator til dette formålet. En ville få en betydelig dårligere virkningsgrad ved å ta i bruk en lineær regulator, som en ser ut fra tabell 2.1. Effektforbruket som en hadde behov for ved valg av spenningsregulator for å reguler ned spenningen fra 48 V til 5 V er vist i effektbudsjettet i tabell 2.8.

Tabell 2.8: Effektbudsjett for 5 V-regulator.

5 V-regulator	Effekt
Sensorkort	10 W
Nettverkssvitsj	20 W
3.3 V-lineær regulator	2 W
Mikrokontroller	2.5 W
Reserve	10 W
Totalt	44.5 W

Ut fra effektbudsjettet 2.8 ser en at det totale effektforbruket en hadde behov for er på 44.5 W. Valget falt derfor på V48SR05013NRFA fra Delta Electronic på 65 W, figur 2.13.



Figur 2.13: Delphi Series V48SR, 1/16th Brick 65W DC/DC [30].

De viktigste spesifikasjonene som lå til grunn for at valget falt på ned-regulatoren V48SR05013NRFA fra Delta Electronic blir listet opp i tabell 2.9.

Tabell 2.9: Spesifikasjoner til V48SR05013NRFA [30].

Delphi Series	V48SR
Inngangsspenning	36 - 75 V_{DC}
Utgangsspenning	4.95 - 5.05 V_{DC}
Utgangsstrøm	13 A
Maks effekt	65 W
Virkningsgrad (η)	91%

Spenningsregulatoren V48SR05013NRFA fra Delta Electronic ble valgt da den passer til de behovene en hadde for 5 V-komponentene i ROV-en, siden den hadde liten fysisk størrelse, og den kunne yte en høy utgangseffekt. Spenningsregulatoren kunne levere mer effekt enn det som ble beregnet for 5 V komponentene i tabell 2.8. Dette er en fordel da det gir mulighet til å endre design eller legge til ekstra utstyr hvis det ville være behov for det ved en senere anledning.

2.2.4 Valg av 3.3 V-lineær regulator

Det ble bestemt å ha strømmåling på alle motorene og mikro-ROV-en, slik at en kan begrense det totale effektforbruket til enhver tid. For å realisere dette ble det tatt i bruk en mikrokontroller på kraftfordelingskortet, der strømmålingene av motorene og mikro-ROV-en ble utført ved bruk av ADC-inngangen på mikrokontrolleren. For å få redusert høyfrekvent støy inn på ADC-en ble det valgt å ta i bruk en filterkrets før ADC-inngangen. Det ble valgt å ta i bruk en lineær regulator for å forsyne operasjonsforsterkerne som ble plassert i filterkretsen. Dette for å oppnå en mest mulig stabil og nøyaktig spenning inn på ADC-en til mikrokontrolleren.

I delkapittel 2.1.1 ble det forklart at for å oppnå en lav spenningsdifferanse og en god virkningsgrad på den lineære regulatoren må en velge en inngangsspenning som er relativt lik utgangsspenningen. Det ble derfor valgt å ta i bruk en spenningsregulator som regulerer spenningen ned fra 5 V til 3.3 V. Spenningsdifferansen mellom inngangs- og utgangsspenningen til den lineære regulatoren er 5 V - 3.3 V = 1.7 V, noe som resulterer i en virkningsgrad på 66 % gitt av tabell 2.1 og ligning 2.24.

$$\eta = \frac{V_{ut}}{V_{inn}} \cdot 100\% = \frac{3.3 \text{ V}}{5 \text{ V}} \cdot 100\% = 66\% \quad (2.24)$$

Ut fra beregningen i ligning 2.24 ser en at virkningsgraden til den lineære regulatoren er relativt høy. Det ble derfor valgt å ta i bruk en lineær regulator for å oppnå en stabil og nøyaktig 3.3 V-spenning. For å velge en spenningsregulator som oppfyller alle kravene er det viktig å finne ut hvor mye strøm komponentene som blir forsynt av spenningsregulatoren vil trekke, samt varmgangen en kan ha i regulatoren.

I tabell 2.10 er det en oversikt over hvor mye strøm regulatoren må kunne forsyne til de ulike komponentene.

Tabell 2.10: Effektbudsjett for 3.3 V-regulator.

3.3 V-regulator	Strømtrekk	Total strømtrekk
Operasjonsforsterkere	6 mA	84 mA
Grønne lysdioder	19.4 mA	77.6 mA
Gule lysdioder	17.6 mA	105.6 mA
Røde lysdioder	16 mA	64 mA
Totalt		331.2 mA

Ved å bruke ligning 2.8 som ble beskrevet tidligere i delkapittel 2.1.1, kan en finne det maksimale effektforbruket til regulatoren.

$$P_{tap} = i_{ut} \cdot V_{reg} = 331.2 \text{ mA} \cdot 1.7 \text{ V} = 0.563 \text{ W} \quad (2.25)$$

I tillegg til å vite hvor mye strøm den lineære regulatoren må kunne forsyne er det også viktig at spenningsregulatoren har et lavt maksimalt spenningsfall, god presisjon, og høy PSRR⁷. Grunnen til at det er viktig at PSRR er høy er at dette er regulatorens evne til å undertrykke spenningsvariasjoner fra inngangsspenningen, en oppnår dermed at utgangsspenningen på regulatoren holder seg mer stabil. Spesifikasjonene til den valgte lineære regualtoren TPS73633DBVT er gitt i tabell 2.11.

⁷Eng. Power Supply Rejection Ratio

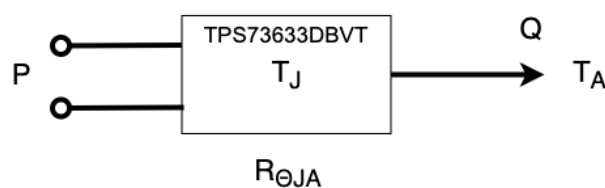
Tabell 2.11: Spesifikasjoner til TPS73633DBVT [46].

	TPS73633DBVT
Inngangsspenning	1.7 V til 5.5 V
Utgangsspenning	3.3 V
Utgangsstrøm	500 mA
Maksimalt spenningsfall	75 mV
Presisjon	1%
PSRR ved $f = 100$ Hz	58 dB
Temperaturområde T_J	-55 - 150 °C
$R_{\Theta JA}$	221.9 °C/W

Ut fra spesifikasjonene til TPS73633DBVT i tabell 2.11, ser en at denne oppfyller de kravene som ble satt til 3.3 V-regulatoren i ROV-en, og det ble derfor valgt å ta i bruk denne spenningsregulatoren.

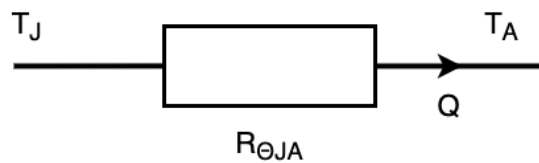
Termisk analyse

I en lineær regulator har en at dersom spenningsdifferansen mellom inngangen og utgangen er stor vil dette forårsake et stort effekttap i regulatoren som vil gå over til varme. Det blir derfor utført en termisk analyse av 3.3 V-regulatoren for å se om det vil være behov for kjøling. Det er oppgitt i MATE-konkurransemanual [16] at temperaturen i bassenget kan være mellom 15 °C og 30 °C. I bacheloroppgaven til H. Line og O.H.Karstensen i 2016 [71] ble temperaturen inni elektronikkhuset målt til å være 48 °C, mens i bacheloroppgaven til G. Bekeryte og K. J. Alstad i 2019 [68] ble det antatt at temperaturen i elektronikkhuset ville ligge omkring 50 °C. Omgivelsestemperaturen til 3.3 V-regulatoren blir derfor antatt til å være maksimalt 50 °C i beregningene hvor en ser om det er behov for kjøling av 3.3 V-regulatoren. Det ble valgt å gjøre en analyse ved en omgivelsestemperatur på henholdsvis 30 °C, 40 °C og på 50 °C, da det det blir antatt at en vil ha en temperatur i elektronikkhuset mellom 30 °C og 50 °C. Det termiske oppsettet av 3.3 V-regulatoren TPS73633DBVT er vist i figur 2.14.



Figur 2.14: Termisk oppsett av den lineære regulatoren.

Ser på stasjonære forhold som gir at $Q = P$. Dette gir en forenkling av det termiske oppsettet, som gitt av figur 2.15.



Figur 2.15: Termisk oppsett ved stasjonære forhold av den lineære regulatoren.

Ut fra figur 2.15 får en ligningen for effekttapet i den lineære regulatoren, som er gitt av ligning 2.26.

$$Q = P = \frac{T_J - T_A}{R_{\Theta JA}} \rightarrow T_J = T_A + P \cdot R_{\Theta JA} \quad (2.26)$$

T_J : Temperaturen i kjernen til transistoren, [$^{\circ}C$]

T_A : Omgivelsestemperatur, [$^{\circ}C$]

$R_{\Theta JA}$: Termisk motstand, forbindelsen til omgivelsene, [$^{\circ}C/W$]

Q : Varme, [$J = W \cdot s$]

P : Effekttap, [W]

Den maksimale effekten som den lineære regulatoren har i tap er gitt av ligning 2.25 til å være 0.563 W. Dette er dersom en har et totalt strømtrekk på alle komponentene som spenningsregulatoren skal forsyne. 3.3 V-regulatoren vil ha et maksimalt forbruk ved kjøring av seks motorer, som i dette tilfellet vil bety at seks operasjonsforsterkere og seks LED-lys er på samtidig.

Det maksimale strømtrekket på den lineære regulatoren er:

- Fire vertikale motorer
 - Fire operasjonsforsterkere
 - Fire grønne lysdioder
- To horisontale motorer
 - To operasjonsforsterkere
 - To gule lysdioder

Dette gir et totalt effekttap i den lineære regulatoren, som er gitt av ligning 2.27.

$$P_{tap} = i_{ut} \cdot V_{reg} = 148.8 \text{ mA} \cdot 1.7 \text{ V} = 0.25 \text{ W} \quad (2.27)$$

Ut fra spesifikasjonene til 3.3 V-regulatoren i tabell 2.11 har en at $R_{\Theta JA} = 221.9 \text{ }^{\circ}C/W$. Den maksimale temperaturen ved en omgivelsestemperatur på $50 \text{ }^{\circ}C$ blir vist i ligning 2.28.

$$T_J = T_A + P \cdot R_{\Theta JA} = 50 \text{ }^{\circ}C + 0.25 \text{ W} \cdot 221.9 \text{ }^{\circ}C/W = 105.48 \text{ }^{\circ}C \quad (2.28)$$

De valgte omgivelsestemperaturene på 30 °C, 40 °C og 50 °C er listet opp i tabell 2.12.

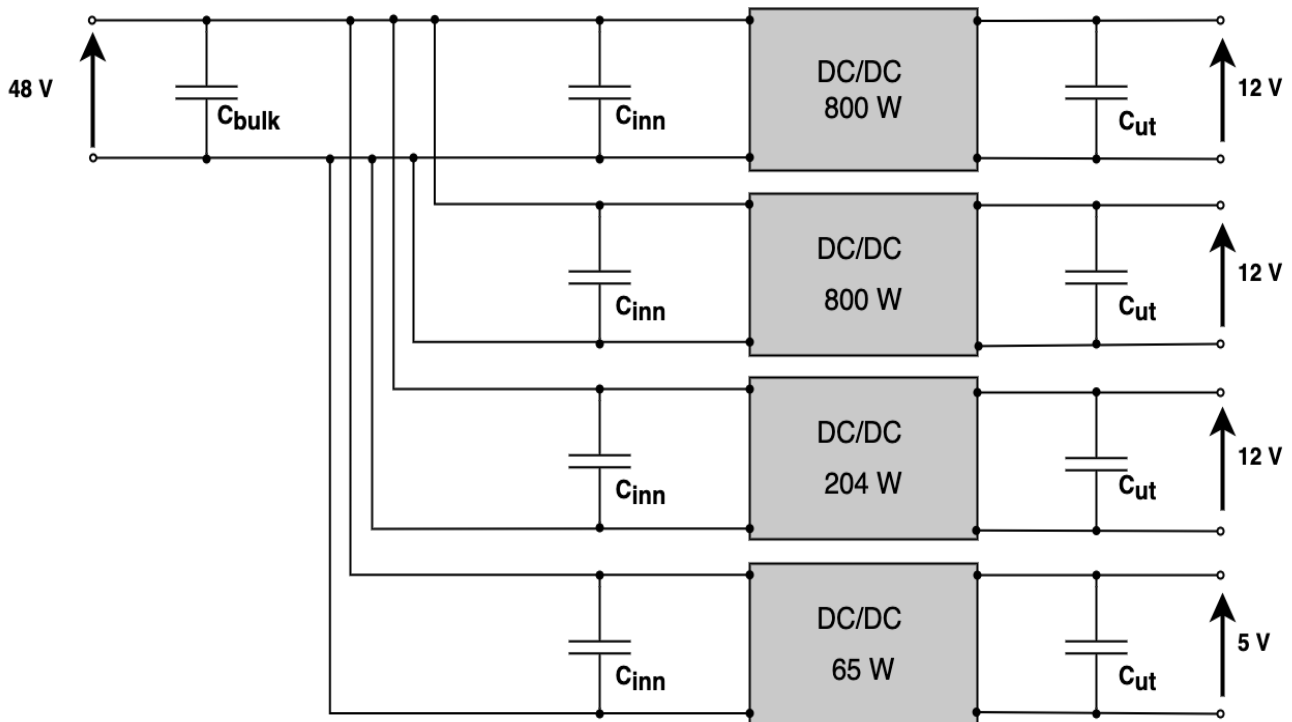
Tabell 2.12: Termisk analyse ved ulike omgivelsestemperaturer inni elektronikkhuset.

Temperaturen i kjernen til regulatoren			
T_A	30 °C	40 °C	50 °C
T_J	85.48 °C	95.48 °C	105.48 °C

Den maksimale driftstemperaturen til den lineære regulatoren er oppgitt i databladet [46] til å være mellom -65 °C og +150 °C. Det er også oppgitt at det anbefalte driftsforholdet til kjernetemperaturen i spenningsregulatoren er mellom -40 °C og +125 °C. Det er ikke vanlig å bruke kjøleribber på regulatorene av samme størrelse som den valgte lineære regulatoren. Det vil være mer hensiktsmessig å planlegge plasseringen av regulatoren nøye på utlegget til kraftfordelingskortet, slik at den ikke vil være i umiddelbar nærhet av andre komponenter som avgir mye varme. Den utregnede verdien for T_J i ligning 2.28 vil bare være i en kort tidsperiode, så en temperatur på maksimalt 105.48 °C vil ikke være kritisk da det vil være plassert vifter for å sirkulere luften inni elektronikkhuset og på kraftfordelingskortet.

2.3 Valg av inngangs- og utgangskondensatorer

ROV-en får tilført kraft fra navlestrengen, som er en kabelforbindelse mellom overflatesystemet og ROV-en. Det vil kunne oppstå strømtransienter inn på kraftfordelingskortet på grunn av induktans i kraftkablene, og endringer i strømtrekket. En vil derfor ha behov for en ladningsbøtte, som blir kalt bulk-kondensator, etter inntakskonnektoren på kraftfordelingskortet. Etter bulk-kondensatoren vil spenningen fordeles mellom de fire ned-regulatorene, som ble forklart tidligere i kapitlet og vist i figur 1.23. På grunn av svitsjingen i ned-regulatorene vil det oppstå rippelspenning på signalet ut av ned-regulatorene. Det vil derfor være viktig med inngangs- og utgangskondensatorer på alle ned-regulatorene for å få redusert rippelspenning og støy ut fra spenningsregulatorene, som vist i figur 2.16. Delkapitlet vil også ta for seg kondensatoroppsettet til den lineære regulatoren, da den vil ha noe intern støy og vil kunne bli påvirket av svitsjingen til ned-regulatoren.



Figur 2.16: Oversikt over inngangs- og utgangskondensatorene til ned-regulatorene.

Det er en rekke faktorer som spiller inn når det kommer til hvor mye kapasitans en behøver på inngangene og utgangene til ned-regulatorene. En må blant annet ta hensyn til kravene til de elektriske ytelsene til ned-regulatorene, og transientkravene til systemet. Dette innebærer amplituden til strømtransienten, spenningsavviket, impedansen i kablene, og intern resistans og impedans i kondensatorene. Kostnad og størrelsen på komponentene vil også ha en indirekte påvirkning på hvilken type komponenter som blir tatt i bruk. For å få en mest mulig nøyaktig måling på hvor store kondensatorer en behøver til spenningsregulatorene i ROV-en skulle en ideelt sett ha testet ulike kondensatorer på spenningsregulatorene med last. En har ikke tilgang til spenningskilden som blir brukt i MATE-konkurransen, eller tilgang til et fullstendig regulatoroppsett før ROV-en nærmer seg ferdigstilt. Det blir derfor tatt en del antakelser basert på hva som har fungert i tidligere prosjekt, samt utregninger og drøfting angående hva som vil være tilfredsstillende for årets ROV.

I teorien vil en ideell kondensator bare ha ren kapasitans, mens i en reell kondensator vil en også ha resistive og induktive egenskaper. Disse egenskapene blir kalt for parasittisk resistans og parasittisk induktans. Figur 2.17 viser hvordan oppkoblingen til en reell avkoblingskondensator vil være med parasittisk resistans ESR⁸ og parasittisk induktans ESL⁹ [66].

⁸Eng. Equivalent Series Resistance

⁹Eng. Equivalent Series Inductance

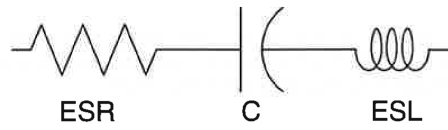


Figure 34.2. Decoupling Capacitor Equivalent Circuit

Figur 2.17: Reell kondensator med parasittisk resistans og parasittisk induktans [66].

Den effektive impedansen til en reell avkoblingskondensator, som vist i figur 2.17, blir gitt av ligning 2.29.

$$Z = \sqrt{R_S^2 + (X_L - X_C)^2} \quad (2.29)$$

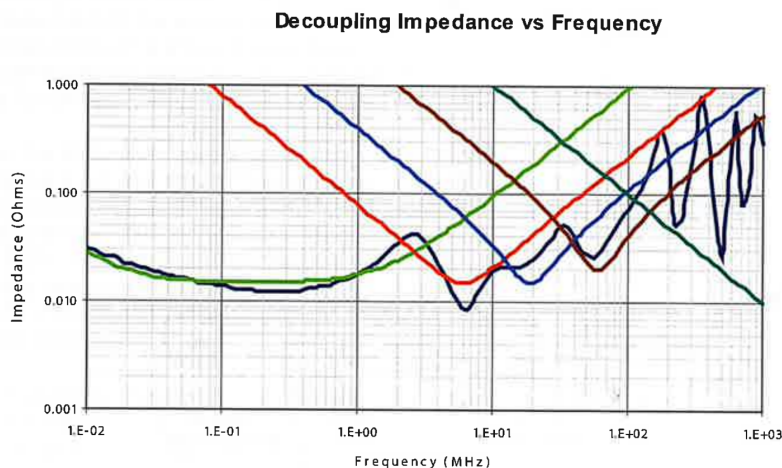
Z : Effektiv impedans

R_S : Parasittisk resistans, ESR

$X_C = 1/2\pi fC$: Kapasitans, C

$X_L = 2\pi fL$: Parasittisk induktans, ESL

Når kapasitansen X_C blir lik den parasittiske impedansen X_L vil det oppstå serieresonans. Dette oppstår fordi impedansen Z blir lik den parasittiske resistansen R_S [66]. Ved forsyningsspenninger der en tar i bruk avkoblingskondensator vil avkoblingskondensatoren motsette seg raske spenningsendringer som har et frekvensområde som er likt resonansfrekvensen til kondensatoren. Avkoblingskondensatoren vil tilføre den elektriske energien som behøves for å holde en stabil spenning ved raske spenningsfall eller spenningspikre [27].



Figur 2.18: Impedansen opp mot frekvens ved ulike kondensatorverdier [67].

Figur 2.18 er hentet fra «Right the First Time» [67], og viser eksempler på resonansfrekvensen ved ulike typer avkoblingskondensatorer. Verdien på en avkoblingskondensator blir valgt ut fra hvilke frekvensområder en ønsker å redusere støy fra. Ved utgangen til spenningsregulatorene vil det være fordelaktig å ta i bruk

flere kondensatorer i parallell slik at en får redusert støy fra et større frekvensområde enn ved bruk av én kondensator. Til komponenter som ikke har behov for å redusere et like bredt frekvensområde, eller for komponenter med en lav forsyningsspenning, er det vanlig å ta i bruk en avkoblingskondensator på 10-100 nF [18].

Det er viktig å se på hvilke egenskaper i en kondensator som blir anbefalt å se etter for å redusere rippelspenning og støy fra svitsjede regulatorer. Etter å ha sett på ulike kilder over hvilke egenskaper som er anbefalt ser en at de viktigste egenskapene å ta hensyn til er ESR, nominell spenning og toleranse.

- **ESR:** Ekvivalent seriemotstand er den parasittiske resistansen i alle komponenter. For høy parasittisk resistans i en kondensator vil redusere kondensatorens evne til å lade seg opp raskest mulig [17].
- **Nominell spenning:** For å være sikker på at kondensatoren vil fungere i kretsen er det viktig å sjekke at den har en høy nok nominell spenning. Det er vanlig å velge en nominell spenning som er noe høyere enn det en har behov for, slik at kondensatoren ikke vil bli ødelagt ved eventuell overspenning.
- **Toleranse:** En reell kondensator vil ikke være helt nøyaktig, det vil alltid være en feilmargin i forhold til en ideell kondensator. Det er toleransen på kondensatoren som tilsier hvor nøyaktig den vil fungere. En lavere toleranse gir en høyere nøyaktighet, noe som vil være viktig i enkelte kretsdesign.

Det ble valgt å se på tre ulike typer kondensatorer for bruk på kraftfordelingskortet. Hver av kondensatortypene har ulike egenskaper, hvor en velger å ta i bruk de ulike styrkene deres for å få et best mulig kondensatoroppsett. Det ble valgt å se på en kombinasjon av aluminium elektrolytt-, aluminium polymer- og keramiske kondensatorer.

- **Aluminium elektrolytt-kondensatorer** blir ofte brukt i applikasjoner med behov for høy kapasitans med en høy nominell spenning. De er relativt store i størrelse, og har typisk høy parasittisk resistans. Dette gjør at de ikke er helt ideell å bruke på kraftfordelingskortet da de er store og fungerer dårlig til å redusere av rippelspenning, men vil være aktuell å bruke dersom en har behov for høy kapasitans ved inngangen til regulatorene [66].
- **Keramiske kondensatorer** er de minste og billigste kondensatorene på markedet, i tillegg til at de har en rask karakteristikk som gjør at de passer bra i systemer med mye rippelspenning. De finnes i flere fysiske størrelser, ulike spenninger og kapasitansverdier, og de har en lav toleranse. Da de keramiske kondensatorene typisk har lav parasittisk resistans er de anbefalt å bruke til å redusere rippelspenning. Bakdelen med keramiske kondensatorer er at det er lite utvalg på markedet når det kommer til høy kapasitans ved høy nominell spenning [66].
- **Aluminium polymer-kondensator** er en type aluminium elektrolytt-kondensator som er laget med en konduktiv polymer istedenfor en flytende elektrolytt. Det unike designet fører til at aluminium polymer-kondensatorer har lavere parasittisk resistans og parasittisk induktans enn vanlige aluminium elektrolytter, noe som gjør at den er i bedre stand til å redusere rippelspenning og har en lav toleranseverdi [85].

I listen ovenfor har de ulike typene kondensatorer hver sine fordeler og ulemper, noe som gjør at de passer til forskjellige formål. I kraftfordelingssystemet vil det være viktig med lav parasittisk resistans for å få

reduisert rippelspenningen og støyet på regulatorene best mulig, det vil derfor være ønskelig å bruke keramiske kondensatorer så langt det er mulig. Ut fra komponentsøk av keramiske kondensatorer så en at det var vanskelig å finne en keramisk kondensator på over $47 \mu\text{F}$ på markedet med en høy nok nominell spenning, slik at det muligens ville bli aktuelt å ta i bruk elektrolyttkondensatorer i parallell med keramiske.

2.3.1 Inngangskondensatorer

Ned-regulatorene genererer en pulserende rippelstrøm med høy variasjon, for høy rippelstrøm vil forstyrre spenningsregulatoren. Det vil derfor være viktig med god filtrering av signalet Ved bruk av kondensatorer på inngangene til ned-regulatorene [96]. Kondensatorene vil fungere som glatnings-kondensatorer og reduserer rippelspenningen, slik at det vil være viktig å finne kondensatorer med lavest mulig parasittisk resistans og parasittisk induktans. Det er ikke mye induktans som skal til for å øke impedansen ved svitsjefrekvensen til et nivå som reduserer effektiviteten til ned-regulatorene. Dette kan en løse ved å plassere inngangskondensatorene så nærme regulatorene som mulig. Det vil være viktig å passe på dette ved utviklingene av et kretskort med få lag da en kan få høy resistans og induktans i banene. I et flerlagskort med egne jord- og spenningslag vil induktansen og resistansen bli ganske lav, og vil dermed ikke bli like kritisk.

En finner den minimale inngangskapasitansen på en ned-regulator ved å bruke formelen for strømmen gjennom en kondensator, som blir oppgitt i ligning 2.30 [45].

$$I_{inn} = C_{inn} \cdot \frac{dV_c}{dt} = C_{min} \cdot \frac{V_{pp}}{T_{av}} \quad (2.30)$$

Ved å snu om på ligning 2.30 for strømmen gjennom en kondensator finner en den minste kapasitansen en har behov for. Dette er gitt av ligning 2.31.

$$C_{min} = \frac{I_{inn} \cdot T_{av}}{V_{pp}} \quad (2.31)$$

Den minste rippelspenningen V_{pp} en ønsker å tillate på systemet velger en selv. Det blir anbefalt å ha en rippelspenning på maksimalt $75 mV_{pp}$ for å holde rippelstrømmen i bulk-kondensatoren lav nok [47]. For å finne inngangsstrømmen I_{inn} og av-tiden til ned-regulatoren T_{av} fra ligning 2.31 for den minste inngangskapasitansen til en ned-regulator bruker en ligning 2.32 og ligning 2.33.

$$I_{inn} = D_c \cdot I_{ut} \quad (2.32)$$

$$T_{av} = \frac{(1 - D_c)}{f_{sw}} \quad (2.33)$$

Ved å sette I_{inn} og T_{av} fra ligningene ovenfor i ligning 2.31 får en formelen for den minste kapasitansen en behøver ved inngangen til en ned-regulator. Formelen for den minimale kapasitansverdien for inngangskondensatorene er oppgitt i ligning 2.34 [47]. Det blir ikke tatt hensyn til parasittisk resistans i utregningene da

det er tenkt å bruke kondensatorer med så lav parasittisk resistans som mulig.

$$C_{min} = \frac{I_{ut} \cdot D_c \cdot (1 - D_c)}{f_{sw} \cdot V_{pp}} \quad (2.34)$$

C_{min} : Minimum nødvendig inngangskapasitans, [μF]

I_{ut} : Utgangsstrøm, [A]

D_c : Arbeidssyklus

f_{sw} : Svitsjefrekvens, [Hz]

V_{pp} : Maksimal tillatt rippelspenning, [V]

For å finne den minimale inngangskapasitansen til ned-regulatorene må en finne utgangsstrømmen I_{ut} og arbeidssyklusen D_c til spenningsregulatorene. En finner utgangsstrømmen i ligning 2.35 ved å snu om på effektformelen, $P = V \cdot I$.

$$I_{ut} = \frac{P_{ut}}{V_{ut}} \quad (2.35)$$

I_{ut} : Utgangsstrøm, [A]

P_{ut} : Utgangseffekt, [W]

V_{ut} : Utgangsspenning, [V]

Arbeidssyklusen i en ned-regulator ble utledet i ligning 2.21, og er en definisjon på hvor stor del av periodetiden som er aktiv [102]. En svitsjet regulator vil ha noe effekttap, en tar dermed med virkningsgraden til ned-regulatorene i utregningene for å få en mer reell arbeidssyklus. Formelen for arbeidssyklusen for en ned-regulator er vist i ligning 2.36 [14].

$$D_c = \frac{V_{ut}}{V_{inn} \cdot \eta} \quad (2.36)$$

D_c : Arbeidssyklus

V_{ut} : Utgangsspenning, [V]

V_{inn} : Inngangsspenning, [V]

η : Virkningsgrad

Keramiske kondensatorer er den beste kondensatortypen på markedet for å redusere rippelspenning, dette på grunn av den lave parasittiske resistansen. Det blir derfor anbefalt å bruke keramiske kondensatorer ved inngangene til ned-regulatorer. Keramiske kondensatorer har typisk en parasittisk resistans på 5-10 m Ω [72], som er såpass lav at den ofte kan neglisjeres. En finner aluminium polymer-kondensatorer med en nominell spenning på over 48 V med en parasittisk resistans på under 50 m Ω , noe som gjør at en har alternativer dersom det skulle vise seg å være behov for større inngangskondensatorer. Ved å parallellkoble kondensatorene vil en minke den totale parasittiske motstanden. Det ble derfor valgt å ta i bruk flere kondensatorer i parallellkobling ved inngangen til hver av regulatorene.

Spenningsregulatorer 12 V, 800 W:

De to ned-regulatorene på 800 W er av samme typen og vil derfor ha de samme spesifikasjonene, men de vil ha ulik funksjon på kraftfordelingskortet da de blir belastet med ulik last. Til tross for at de brukes til ulike komponenter vil de ha det samme kondensatorbehovet. Spesifikasjonene en behøver for å regne ut den minimale inngangskondensatorverdien hentes fra databladet til 800 W-regulatorene [1]. Spenningen vil bli regulert ned fra 48 V til 12 V, og regulatoren har på det meste en effekt på 800 W. Virkningsgraden til ned-regulatorene er på 96.3% ved et strømtrekk på 50-90% av full effekt. Da 800 W-regulatorene sjelden vil kjøres på 100% ble det valgt å bruke virkningsgraden mellom 50% og 90% i beregningene av inngangskondensatorene. Ut fra informasjonen hentet fra databladet kan en regne ut utgangsstrømmen I_{ut} og arbeidssyklusen D_c til 800 W-regulatorene.

$$I_{ut} = \frac{800 \text{ W}}{12 \text{ V}} = 66.67 \text{ A} \quad (2.37)$$

$$D_c = \frac{12 \text{ V}}{48 \text{ V} \cdot 0.963} = 0.26 \quad (2.38)$$

Svitsjefrekvensen f_{sw} til 800 W-regulatorene hentes fra databladet og er på 170 kHz. Setter deretter utgangsstrømmen fra ligning 2.37, arbeidssyklusen fra ligning 2.38 og svitsjefrekvensen inn i ligning 2.34 for å finne den minimale inngangskapasitansen på 800 W-regulatorene.

$$C_{min} = \frac{66.67 \text{ A} \cdot 0.26 \cdot (1 - 0.26)}{170 \text{ kHz} \cdot 75 \text{ mV}_{pp}} = 1006.1 \mu\text{F} \quad (2.39)$$

Ut fra beregningen i ligning 2.39 ser en at 800 W-regulatorene vil behøve en minimal inngangskapasitans på 1006 μF ved full effekt. En vil ha behov for lav parasittisk resistans i kondensatorene, en vil derfor behøve ganske mange kondensatorer i parallell for å oppnå den beregnede kapasitansverdien. Det er også lite sannsynlig at en vil kjøre motorene på full effekt i mer enn et par sekunder, det ble derfor valgt kondensatorer med en total kapasitans som er en del lavere enn utregnet. Det ble valgt å bruke en kombinasjon av aluminium polymer og keramiske kondensatorer i parallell for å få lavest mulig parasittisk resistans. Den keramiske kondensatoren har så lav parasittisk resistans at den ikke blir nevnt i databladet, og en ser dermed bort fra denne i utregningen.

Tabell 2.13: Inngangskondensatorer på 800 W-regulatorene.

Kondensatortype	Kapasitans	ESR
Aluminium polymer	120 μF	22 m Ω
Aluminium polymer	120 μF	22 m Ω
Keramisk	47 μF	-
Totalt	287 μF	11 m Ω

Kondensatorene som ble valgt å bruke på inngangene til 800 W-regulatorene er listet opp i tabell 2.13. En vil ha en total inngangskapasitans på 287 μF , og en total parasittisk resistans på 11 m Ω .

Spenningsregulator 12 V, 204 W:

Ned-regulatoren som forsyner de øvrige komponentene, som er vist i tabell 2.6, med en spenning på 12 V vil trolig aldri kjøres på fullt. Tidligere i kapitlet beregnet en at komponentene som er tilkoblet bruker maksimalt 139 W. 204 W-regulatoren regulerer spenningen ned fra 48 V til 12 V, og har en virkningsgrad på 92% ved 60% last. En bruker spesifikasjonene som er hentet fra databladet [31] til ned-regulatoren for å finne utgangsstrømmen I_{ut} og arbeidssyklusen D_c .

$$I_{ut} = \frac{139 \text{ W}}{12 \text{ V}} = 11.58 \text{ A} \quad (2.40)$$

$$D_c = \frac{12 \text{ V}}{48 \text{ V} \cdot 0.92} = 0.272 \quad (2.41)$$

Svitsjefrekvensen til 204 W-regulatoren er ut fra databladet på 260 kHz. Ved å sette inn svitsjefrekvensen, utgangsstrømmen fra ligning 2.40 og arbeidssyklusen fra ligning 2.41 inn i ligning 2.34 finner en det minimale kapasitansbehovet på inngangen til regulatoren.

$$C_{min} = \frac{11.58 \text{ A} \cdot 0.272 \cdot (1 - 0.272)}{260 \text{ kHz} \cdot 75 \text{ mV}_{pp}} = 117.6 \mu\text{F} \quad (2.42)$$

Ut fra beregningen i ligning 2.42 ser en at det er behov for en minimal inngangskapasitans på 118 μF . Det ble valgt å bruke tre keramiske kondensatorer i parallell som inngangskondensator til 204 W-regulatoren, slik at en får en veldig lav parasittisk resistans og kan se bort fra denne.

Tabell 2.14: Inngangskondensatorer på 204 W-regulatoren.

Kondensatorstype	Kapasitans	ESR
Keramisk	47 μF	-
Keramisk	47 μF	-
Keramisk	47 μF	-
Totalt	141 μF	-

For å få en total kapasitans på mer enn 118 μF valgte en å ta i bruk tre keramiske kondensatorer på 47 μF hver ved inngangen til 204 W-regulatoren. Ut fra tabell 2.14 ser en at dette gir en total inngangskapasitans på 141 μF .

Spenningsregulator 5 V, 65 W:

Den siste ned-regulatoren har en forsyningsspenning på 5 V, denne vil heller ikke kjøres på full effekt. Det ble beregnet et maksimalt effektforbruk på 45 W tidligere i kapitlet, som vist i tabell 2.8. Ned-regulatoren

regulerer spenningen ned fra 48 V til 5 V, og har ut fra databladet [30] en virkningsgrad på 91.5% med 60% last. For å finne utgangsstrømmen I_{ut} og arbeidssyklusen D_c bruker en spesifikasjonene fra databladet til ned-regulatoren.

$$I_{ut} = \frac{45 \text{ W}}{5 \text{ V}} = 9 \text{ A} \quad (2.43)$$

$$D_c = \frac{5 \text{ V}}{48 \text{ V} \cdot 0.915} = 0.114 \quad (2.44)$$

Ut fra databladet til 65 W-regulatoren har regulatoren en svitsjefrekvens på 415 kHz. En setter svitsjefrekvensen, utgangsstrømmen fra ligning 2.43 og arbeidssyklusen fra ligning 2.44 inn i ligning 2.34 for å finne det minimale kapasitansbehovet på inngangen til regulatoren.

$$C_{min} = \frac{9 \text{ A} \cdot 0.114 \cdot (1 - 0.114)}{415 \text{ kHz} \cdot 75 \text{ mV}_{pp}} = 29.2 \text{ } \mu\text{F} \quad (2.45)$$

Beregningen i ligning 2.45 viser at det vil være behov for å ha en minimum inngangskapasitans på 29 μF . Det ble valgt å ta i bruk tre keramiske kondensatorer i parallell til 65 W-regulatoren. Ved å parallellkoble tre keramiske kondensatorer vil en få en parasittisk resistans på tilnærmet verdi lik 0 Ω ved inngangen til 65 W-regulatoren.

Tabell 2.15: Inngangskondensatorer på 65 W-regulatoren.

Kondensatorstype	Kapasitans	ESR
Keramisk	22 μF	-
Keramisk	22 μF	-
Keramisk	22 μF	-
Totalt	66 μF	-

Det ble valgt å bruke tre keramiske kondensatorer på 22 μF hver i parallell. Ut fra tabell 2.15 ser en at dette vil gi en total inngangskapasitans på 66 μF ved inngangen til 65 W-regulatoren.

Oppsummering inngangskondensatorer:

Tabell 2.16 viser en oversikt over den totale inngangskapasitansen som er beregnet, og den som er valgt til hver av ned-regulatorene.

Tabell 2.16: Inngangskondensatorer.

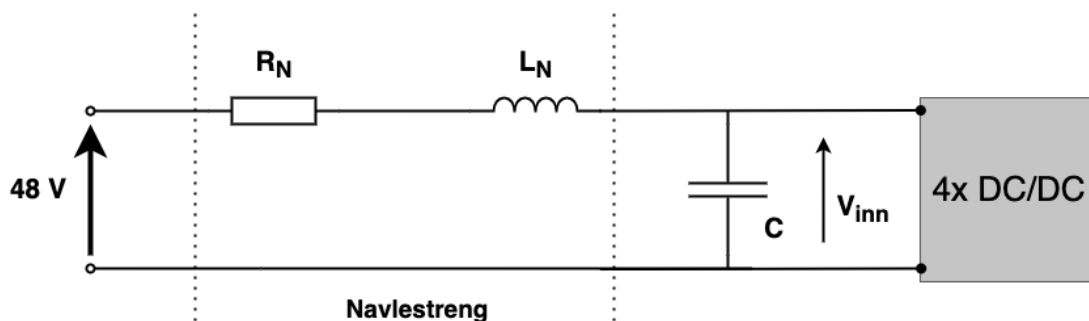
Regulatorer	Minimal inngangskapasitans	Rippelspenning	Valgt inngangskapasitans
12 V 800 W	1006.1 μF	75 mV _{pp}	287 μF
12 V 800 W	1006.1 μF	75 mV _{pp}	287 μF
12 V 204 W	117.6 μF	75 mV _{pp}	141 μF
5 V 65 W	29.2 μF	75 mV _{pp}	66 μF
Totalt	2159.2 μF	300 mV _{pp}	781 μF

Spenningsregulatorene fungerer uavhengig av hverandre, og den utregnede totale rippelspenningen fra tabell 2.19 vil oppstå i verst tenkelige tilfelle dersom alle ned-regulatorene har maksimal rippelspenning samtidig. For å finne den totale rippelspenningen til systemet tar en i bruk superposisjonsprinsippet [36].

2.3.2 Bulk-kondensator

Etter inntakskonnektoren vil det bli plassert en bulk-kondensator. Denne kontrollerer spenningsavviket ved inngangen til ned-regulatorene når de responderer på transientstrømmene som kan oppstå på utgangen til spenningsregulatorene. Store bulk-kondensatorer vil ikke redusere rippelspenningen, noe som gjør at det er viktig å velge inngangskondensatorer med lav parasittisk resistans. Ved for høy rippelspenning fra ned-regulatorene kan det oppstå store mengder rippelstrøm gjennom bulk-kondensatoren. Ved for høy rippelstrøm gjennom bulk-kondensatoren vil det kunne føre til effekttap og varmgang i bulk-kondensatoren, noe som på sikt vil redusere levetiden til kondensatoren [47].

For å kunne beregne hvor stor bulk-kondensatoren må være behøver en først å finne maksimale transientstrømmen på utgangen til spenningsregulatorene, det maksimalt tillatte spenningsfallet, og induktansen i navlestrengen. Ved valg av bulk-kondensator vil det være viktig å ta i vurdering den minimale utregnede kapasitansen i tillegg til hvor høy rippelstrøm kondensatoren tåler.



Figur 2.19: Illustrasjon av navlestrengen og bulk-kondensatoren inn til ned-regulatorene.

En illustrasjon av inngangskretsen til regulatoroppsettet blir vist i figur 2.19. En ser her at det vil kunne oppstå noe resistans og induktans i navlestrengen som kan påvirke systemet. En må dermed ta dette med i betraktning når en bestemmer kondensatoroppsettet. Ut fra figuren har en at inngangsspenningen til nedregulatoren blir gitt i ligning 2.46.

$$V_{inn} = \frac{\frac{1}{j\omega C}}{R_N + j\omega L_N + \frac{1}{j\omega C}} \cdot V_{48V} \quad (2.46)$$

Ut fra ligning 2.46 får en at overføringsfunksjonen $H(j\omega)$ til systemet blir gitt av ligning 2.47.

$$H(j\omega) = \frac{V_{inn}}{V_{48V}} = \frac{\frac{1}{j\omega C}}{R_N + j\omega L_N + \frac{1}{j\omega C}} \quad (2.47)$$

En ser ut fra figur 2.19 at inngangskretsen utgjør et 2. ordens lavpassfilter. Standardformen for et 2. ordens lavpassfilter blir vist i ligning 2.48.

$$H(j\omega) = \frac{1}{1 + 2\zeta\frac{j\omega}{\omega_0} + (\frac{j\omega}{\omega_0})^2} \quad (2.48)$$

Ved å sette overføringsfunksjonen for systemet på standardform finner en knekkfrekvensen til systemet ved hjelp av f_0 , hvor $\omega_0 = 2\pi f_0$. Standardformen blir gitt av ligning 2.49

$$H(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega R_N C + L_N C(j\omega)^2} \quad (2.49)$$

En finner ω_0 med å sette $(\frac{j\omega}{\omega_0})^2$ og $L_N C(j\omega)^2$ lik hverandre. Dette blir gitt av ligning 2.50.

$$\left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right)^2 = L_N C(j\omega)^2 \rightarrow \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_N C}} \quad (2.50)$$

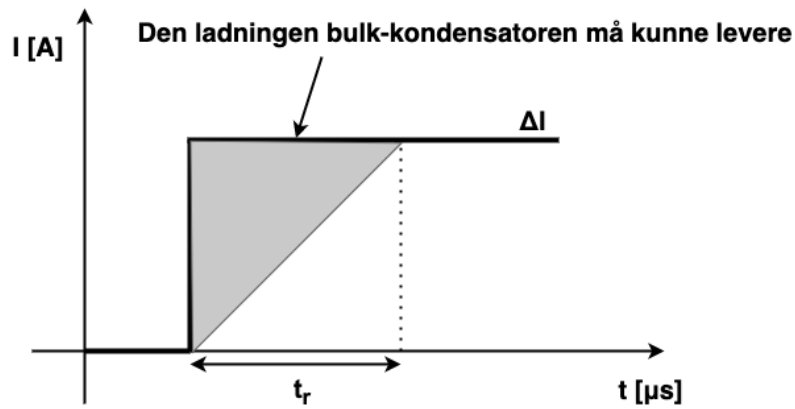
Ved å sette $\omega_0 = 2\pi f_0$ inn i ligning 2.50 finner en knekkfrekvensen til systemet. Knekkfrekvensen blir gitt av ligning 2.51.

$$f_b \approx f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_N C}} \quad (2.51)$$

Ved å bruke knekkfrekvensen fra ligning 2.51 kan en finne stigetiden til systemet, som blir gitt i ligning 2.52. Stigetiden til et system er tiden signalet bruker på å gå fra 10% til 90% av det fulle signalet. Utledningen og formelen for å finne stigetiden til systemet er hentet fra [103].

$$t_r = \frac{2\ln(3)}{2\pi \cdot f_b} = \frac{0.35}{f_b} = 0.35 \cdot 2\pi\sqrt{L_N C} \quad (2.52)$$

Stigetiden og endringen i transientstrømmen bestemmer hvilken ladning bulk-kondensatoren må levere. Dette blir illustrert i figur 2.20 under.



Figur 2.20: Illustrasjon over ladningen bulk-kondensatoren må kunne levere.

Formelen for ladningen bulk-kondensatoren må kunne levere blir oppgitt i ligning 2.53.

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \cdot \Delta I \cdot t_r \quad (2.53)$$

Setter inn ligning 2.52 for stigetiden inn i ligning 2.53 for ladningen bulk-kondensatoren må kunne levere, og får ligning 2.54.

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \cdot \Delta I \cdot 0.35 \cdot 2\pi \sqrt{L_N C} \quad (2.54)$$

Ladningen i en kondensator er gitt av ligning 2.55.

$$Q = C \cdot V \rightarrow \Delta Q = C \cdot \Delta V \quad (2.55)$$

Løser ligning 2.55 med hensyn på C , og setter inn ladningen fra ligning 2.54 for ΔQ . Kapasitansen blir gitt i ligning 2.56.

$$C = \frac{\Delta Q}{\Delta V} = \frac{\frac{1}{2} \cdot \Delta I \cdot 0.35 \cdot 2\pi \sqrt{L_N C}}{\Delta V} \quad (2.56)$$

Løser ligning 2.56 med hensyn på C , og får gitt ligning 2.57.

$$C^2 = \frac{\Delta I^2 \cdot (0.35\pi)^2 \cdot L_N C}{\Delta V^2} \quad (2.57)$$

Ved å ta kvadratrotten av alle leddene i ligning 2.57 får en ligningen for det minimale kapasitansbehovet i en bulk-kondensator, vist i ligning 2.58 [47].

$$C = \frac{1.21 \cdot \Delta I^2 \cdot L}{\Delta V^2} \quad (2.58)$$

C_B : Minimumskapasitans i bulk-kondensatoren, [μF]

ΔI : Transientstrøm på inngangen, [A]

L : Selvinduktansen i ledningene, [μH]

ΔV : Maksimalt tillatt spenningsfall, [V]

En behøver nå å finne transientstrømmen på inngangen, selvinduktansen i ledningene, og det maksimale tillatte spenningsfallet for å kunne finne det minimale kapasitansbehovet fra ligning 2.58.

Det maksimale strømtrekket på inngangen av ned-regulatorene:

Når en designer et system med flere ned-regulatorer som har en felles bulk-kondensatorbank er en nødt til å ta hensyn til hvor stor inngangsstrømmen på ned-regulatorene vil være. En finner denne ut fra ligningen for virkningsgraden i en ned-regulator, som er gitt i ligning 2.9.

$$\eta = \frac{P_{ut}}{P_{inn}} = \frac{V_{ut} \cdot I_{ut}}{V_{inn} \cdot I_{inn}} \quad (2.59)$$

Ved å løse ligning 2.59 med hensyn på transientstrømmen på inngangen ΔI_{inn} får en ligning 2.60 [47].

$$\Delta I_{inn} = \frac{V_{ut}}{V_{inn} \cdot \eta} \cdot \Delta I_{ut} \quad (2.60)$$

η : Virkningsgrad

ΔI_{ut} : Transientstrømmen på utgangen, [A]

ΔI_{inn} : Transientstrømmen på inngangen, [A]

V_{ut} : Nominell utgangsspenning, [V]

V_{inn} : Nominell inngangsspenning, [V]

Ut fra MATE-konkurransemanual [16] vil en ha et maksimalt strømtrekk på 30 A tilført ROV-en. For å finne det maksimale strømtrekket til systemet, må en først finne hvor stort strømtrekk hver av ned-regulatorene vil kunne ha.

Spenningsregulator 12 V, 800 W (fremdriftsmotorer for vertikal navigering):

Ved hurtig forflytting vertikalt i vannet vil en kunne kjøre motorene på full effekt, som vil gi en total effekt på 800 W i ned-regulatoren. Ved kjøring av ROV-en vil hver av fremdriftsmotorene kunne ha et strømtrekk på minimalt 0.2 A og maksimalt 16 A. En bruker ligning 2.60 for å finne transientstrømmen til regulatoren

ut fra den maksimale strømmen motorene trekker.

$$\Delta I_{ut} = \frac{P_{ut}}{V_{ut}} = \frac{800 \text{ W}}{12 \text{ V}} = 66.67 \text{ A} \quad (2.61)$$

$$\Delta I_{inn} = \frac{V_{ut}}{V_{inn} \cdot \eta} \cdot \Delta I_{ut} = \frac{12 \text{ V}}{48 \text{ V} \cdot 0.963} \cdot 66.67 \text{ A} = 17.43 \text{ A} \quad (2.62)$$

På ned-regulatoren som forsyner fremdriftsmotorene for vertikal navigering vil en i verste tilfelle ha en transientstrøm på inngangen på 17.43 A.

Spenningsregulator 12 V, 800 W (øvrige motorer):

De øvrige motorene som er fordelt på den andre ned-regulatoren på 800 W vil bare ha en maksimal effekt på 400 W, da en ikke vil kjøre alle fremdriftsmotorene for horisontal navigering på full effekt samtidig. Ved å bruke ligning 2.60 vil en finne transientstrømmen til regulatoren.

$$\Delta I_{ut} = \frac{P_{ut}}{V_{ut}} = \frac{400 \text{ W}}{12 \text{ V}} = 33.33 \text{ A} \quad (2.63)$$

$$\Delta I_{inn} = \frac{V_{ut}}{V_{inn} \cdot \eta} \cdot \Delta I_{ut} = \frac{12 \text{ V}}{48 \text{ V} \cdot 0.963} \cdot 33.33 \text{ A} = 8.65 \text{ A} \quad (2.64)$$

Ned-regulatoren som forsyner de øvrige motorene i ROV-en vil ha en mye lavere maksimal transientstrøm ved inngangen da den vil ha halvparten så stort totalt effektforbruk. Ned-regulatoren vil da ha en verst tenkelige transientstrøm på inngangen på 8.65 A.

Spenningsregulator 12 V, 204 W:

I effektberegningene til 204 W-regulatoren er det tatt hensyn til reserveutstyr. Dette vil en se bort fra i beregningen for transientstrømmen da det ikke vil belaste systemet med strømtrekk, før en legger til ekstra utstyr. En får dermed et totalt effektforbruk på 129 W på ned-regulatoren. Ved å bruke ligning 2.60 vil en finne transientstrømmen til spenningsregulatoren.

$$\Delta I_{ut} = \frac{P_{ut}}{V_{ut}} = \frac{129 \text{ W}}{12 \text{ V}} = 10.75 \text{ A} \quad (2.65)$$

$$\Delta I_{inn} = \frac{V_{ut}}{V_{inn} \cdot \eta} \cdot \Delta I_{ut} = \frac{12 \text{ V}}{48 \text{ V} \cdot 0.93} \cdot 10.75 \text{ A} = 2.89 \text{ A} \quad (2.66)$$

På ned-regulatoren som forsyner de øvrige komponentene i ROV-en med 12 V vil ha en maksimal transientstrøm på 2.89 A ved inngangen.

Spenningsregulator 5 V, 65 W:

Det ble også tatt hensyn til reserveutstyr på 65 W-regulatoren, slik at denne vil ha et totalt effektforbruk på 34.5 W. En bruker ligning 2.60 for å finne transientstrømmen til regulatoren.

$$\Delta I_{ut} = \frac{P_{ut}}{V_{ut}} = \frac{34.5 \text{ W}}{5 \text{ V}} = 6.9 \text{ A} \quad (2.67)$$

$$\Delta I_{inn} = \frac{V_{ut}}{V_{inn} \cdot \eta} \cdot \Delta I_{ut} = \frac{5 \text{ V}}{48 \text{ V} \cdot 0.91} \cdot 6.9 \text{ A} = 0.79 \text{ A} \quad (2.68)$$

Ned-regulatoren som forsyner komponentene i ROV-en med 5 V-spenning vil ha en maksimal transientstrøm på 0.79 A ved inngangen.

Tabell 2.17 viser en oversikt over den maksimale transientstrømmen til hver av regulatorene ved fullt strømtrekk.

Tabell 2.17: Transientstrøm

Regulatorer	ΔI_{ut}	Maksimal transientstrøm
12 V 800 W	66.67 A	17.43 A
12 V 800 W	33.33 A	8.65 A
12 V 204 W	11.58 A	2.89 A
5 V 65 W	6.75 A	0.79 A
Totalt		29.76 A

Beregningene for den maksimale transientstrømmen i systemet vil i verst tenkelige tilfelle være hvor alle ned-regulatorene har maksimal transientstrøm samtidig. Det er veldig lite sannsynlig at transientene til alle ned-regulatorene vil ha fullt utslag samtidig, men for å være sikker på at systemet vil takle de verste transientene velger en å gå ut fra verst tenkelige tilfelle i beregningene på bulk-kondensatoren.

Induktans i ledning:

En vil ha noe induktans i alle ledninger, hvor mye induktans som oppstår kommer an på størrelsen til ledningen, og hvilket materiale den er laget av. I navlestrengen til ROV-en vil det bli tatt i bruk kraftkabler på 21 m med et tverrsnitt på 4 mm² som er laget av kobber. En antar at avstanden mellom ledningene vil være tilnærmet 8 mm ut fra mål av isolasjon til kablene. For å finne selvinduktansen til to ledninger i parallell blir ligning 2.69 brukt [29].

$$L = \frac{\mu_o \cdot \mu_r}{\pi} \cdot \cosh^{-1} \left(\frac{s}{d} \right) \cdot l \quad (2.69)$$

For å finne diameteren til kabelen bruker en ligning 2.70.

$$d = \sqrt{\frac{4 \cdot A}{\pi}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 4 \text{ mm}^2}{\pi}} = 2.26 \text{ mm} \quad (2.70)$$

L : Selvinduktansen i ledningene, [μH]

μ_o : Magnetisk permeabilitet i vakuum, [H/m]

μ_r : Relativ permeabilitet

s : Avstand mellom ledningene, [mm]

d : Lederdiameter, [mm]

l : Lengden på ledningene, [m]

A : Ledertversnitt, [mm^2]

For å finne permeabiliteten til ulike stoff kan en bruke en tabell. Ved å bruke tabellen til «The Engineering Toolbok» [99] finner en at den magnetiske permeabiliteten i vakuum er $4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H}/\text{m}$, og den relative permeabiliteten til kobber er tilnærmet lik 1. For å finne selvinduktansen til kraftkablene setter en inn verdiene som er funnet lengre opp inn i ligning 2.69.

$$L = \frac{4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H}/\text{m} \cdot 1}{\pi} \cdot \cosh^{-1}\left(\frac{8 \text{ mm}}{2.26 \text{ mm}}\right) \cdot 21 \text{ m} = 16.27 \mu\text{H} \quad (2.71)$$

Ut fra beregningen i ligning 2.71 ser en at kraftkablene i navlestrengen til ROV-en vil ha en selvinduktans på $16.27 \mu\text{H}$

Valg av bulk-kondensator:

Da en ikke vil ha mulighet til å teste systemet før ferdigstilling av ROV-en ble utregningene til bulk-kondensatoren tatt med utgangspunkt i verst tenkelige tilfelle av systemet. Kraftkabler i kobber med et tverrsnitt på 4 mm^2 vil ha et maksimalt spenningsfall på 5.47 V , som blir beregnet i 3.3.1.

En har nå funnet den maksimale transientstrømmen til hele systemet, selvinduktansen i kraftkablene, og det maksimale spenningsfallet inn til ROV-en. De beregnede verdiene til utregningen for bulk-kondensatoren blir vist i tabell 2.18.

Tabell 2.18: Beregnede verdier til bulk-kondensatoren.

Maksimal transientstrøm	Selvinduktansen i ledningene	Maksimal spenningsfall
29.76 A	16.27 μH	5.47 V

Ved å sette verdiene i tabell 2.18 inn i ligning 2.58 vil en finne det minimale kapasitansbehovet i bulk-

kondensatoren.

$$C_B \geq \frac{1.21 \cdot (29.76 \text{ A})^2 \cdot 18.16 \mu\text{H}}{(5.47 \text{ V})^2} = 650.4 \mu\text{F} \quad (2.72)$$

En vil ha behov for en minimal kapasitans på 650.4 μF i bulk-kondensatoren. Før en kan velge kondensatorer må en se på hvor stor ripplestrømmen i bulk-kondensatoren vil bli.

En finner rippelsenningen i systemet ved å snu om på ligning 2.34.

$$V_{pp} = \frac{I_{ut} \cdot D_c \cdot (1 - D_c)}{f_{sw} \cdot C_{min}} \quad (2.73)$$

Ved å sette inn verdiene for 800 W-regulatoren i ligning 2.73 finner en den regulerte rippelsenningen fra 800 W-regulatoren.

$$V_{pp} = \frac{66.67 \text{ A} \cdot 0.26 \cdot (1 - 0.26)}{170 \text{ kHz} \cdot 287 \mu\text{F}} = 262.9 \text{ mV}_{pp} \quad (2.74)$$

Ved å bruke samme fremgangsmåte som 2.74 med verdier for de andre ned-regulatoren, finner en den regulerte rippelsenningen til alle ned-regulatoren. Rippelsenningen til alle ned-regulatoren, og totalt i systemet blir listet opp i tabell 2.19.

Tabell 2.19: Rippelsenning

Regulatorer	Utregnet inngangskapasitans	Rippelsenning	Valgt inngangskapasitans	Regulert rippelsenning
12 V 800 W	1006.1 μF	75 mV_{pp}	287 μF	262.9 mV_{pp}
12 V 800 W	1006.1 μF	75 mV_{pp}	287 μF	262.9 mV_{pp}
12 V 204 W	117.6 μF	75 mV_{pp}	141 μF	66.6 mV_{pp}
5 V 65 W	29.4 μF	75 mV_{pp}	66 μF	33.4 mV_{pp}
Totalt	2159.2 μF	300 mV_{pp}	781 μF	625.8 mV_{pp}

Ved å bruke superposisjonsprinsippet ved utregning av den totale rippelsenningen i systemet ser en at den maksimale rippelsenningen vil være på 625.8 mV_{pp} . I databladene til kondensatorer er det som oftest oppgitt den maksimale effektivverdien til strømmen I_{RMS} ¹⁰ som kondensatoren tåler. En må derfor bruke rippelsenningen fra tabell 2.19 til å finne effektivverdien til spenningen V_{RMS} i systemet. For å finne effektivverdien til spenningen bruker en formelen i ligning 2.75 som er hentet fra [47].

$$V_{RMS} = \frac{V_{pp}}{2\sqrt{3}} = \frac{625.8 \text{ mV}_{pp}}{2\sqrt{3}} = 180.7 \text{ mV}_{RMS} \quad (2.75)$$

¹⁰Eng. **Root Mean Square**

Ved å bruke Ohms lov vil en finne effektivverdien til strømmen I_{RMS} som vist i ligning 2.76.

$$I_{RMS} = \frac{V_{RMS}}{ESR} \quad (2.76)$$

Det ble valgt å se på to ulike typer kondensatorer med hensikt til å bruke som bulk-kondensator. Det ble valgt en aluminium elektrolytt-kondensator på $330 \mu\text{F}$ og en aluminium polymer-kondensator på $330 \mu\text{F}$, slik at en får en samlet kapasitans på $660 \mu\text{F}$. Det ble valgt å kombinere en kondensator med høy parasittisk resistans med en som har en noe lavere parasittisk resistans for å få redusert spenningsavviket mest mulig. Noen av spesifikasjonene til kondensatorene er listet opp i tabell 2.20.

Tabell 2.20: Bulk-kondensatorer.

Kondensator	Kapasitans	ESR	Strømmens effektivverdi I_{RMS}
Aluminium elektrolytt	$330 \mu\text{F}$	$380 \text{ m}\Omega$	2.68 A
Aluminium polymer	$330 \mu\text{F}$	$42 \text{ m}\Omega$	4.03 A
Total	$660 \mu\text{F}$	$37.82 \text{ m}\Omega$	6.71 A

Den totale parasittiske resistansen til kondensatorene regnes ut ved å bruke formelen for to parallellkoblede motstander, slik at den parasittiske resistansen vil minke ved å koble to kondensatorer i parallell. Strømmen som hver av kondensatorene klarer å håndtere summeres når de kobles i parallell, slik at bulk-kondensatoren vil takle en høyere rippelstrøm. For å se om en kan bruke kondensatorene fra tabell 2.20 må en regne ut hvor stor strøm det vil gå gjennom bulk-kondensatorene ved bruk av ligning 2.76.

$$I_{RMS} = \frac{V_{RMS}}{ESR} = \frac{180.7 \text{ mV}}{37.82 \text{ m}\Omega} = 4.78 \text{ A} \quad (2.77)$$

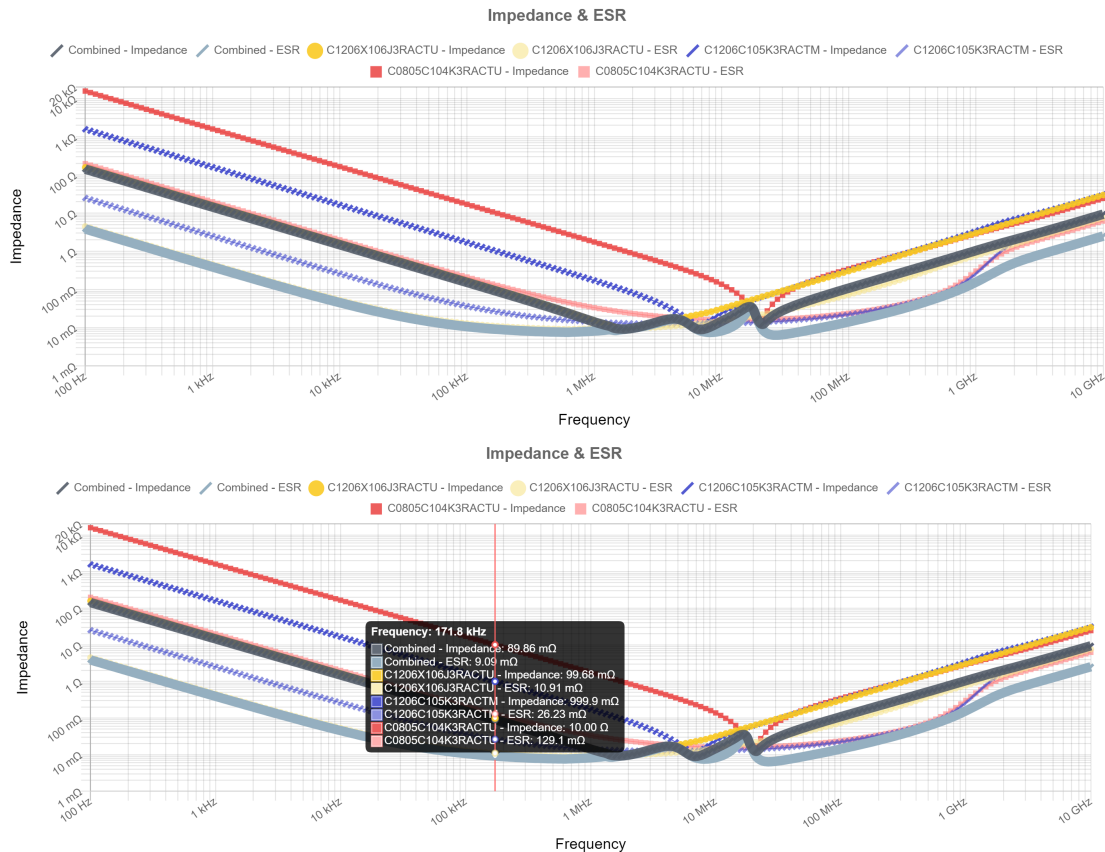
Det vil gå maksimalt 4.78 A gjennom bulk-kondensatorene, som er lavere enn strømverdien kondensatorene tåler. Kondensatorene vil fungere til formålet, da de har en total kapasitans som er høyere enn beregnet, og rippelstrømmen som vil gå gjennom dem er lavere enn hva de totalt vil kunne takle.

2.3.3 Utgangskondensatorer

Ved utgangen til ned-regulatoren vil det være behov for kondensatorer for fjerning av støy, samt til å takle et eventuelt spenningsfall. Dersom det blir en rask strømdring i systemet vil en risikere å få noe spenningsfall i regulatoren. For å unngå at dette skal påvirke komponentene vil det derfor være viktig å ha kondensatorer ved utgangen til ned-regulatoren. Et eventuelt spenningsfall vil bli mest kritisk på 800 W-regulatoren da det vil bli hyppige strømdringer ved kjøring av ROV-en. Det er to $390 \mu\text{F}$ kondensatorer i hver av motorkontrollene, og dersom det skulle vise seg at det blir for lite kapasitans vil reguleringsgruppen ordne en algoritme slik at en ikke får for raske strømdringer ut av regulatoren ved kjøring av motorene. Det vil derfor ikke bli plassert

noen ekstra kondensatorer for å kompensere for spenningsfall ut av ned-regulatorene, og det blir fokusert på støyreduksjon ut av regulatorene.

For å få fjernet støy over et bredere frekvensområde ble det valgt å bruke tre ulike keramiske kondensatorer i parallell ved utgangen til hver av ned-regulatorene. En velger å bruke kondensatorer på henholdsvis $10 \mu\text{F}$, $1 \mu\text{F}$ og $0.1 \mu\text{F}$. Impedansresponsen til de valgte kondensatorene, vist i figur 2.21, blir simulert ved hjelp av KEMET sin simuleringsmodell K-SIM 3.0.



Figur 2.21: Impedansresponsen til utgangskondensatorene ved hjelp av simuleringsprogrammet KEMET K-SIM 3.0 [48].

De valgte ned-regulatorene har ulike svitsjefrekvenser. Disse ble funnet ut fra databladene til spenningsregulatorene, og ligger mellom 170 kHz og 415 kHz. I simuleringsmodellen ble det valgt å sjekke hvordan kondensatorene vil fungere på 170 kHz da en ser det vil være den som får høyest impedans, dette ser en i den nederste simuleringsmodellen i figur 2.21. Ut fra simuleringsmodellen ser en at ved å parallellkoble flere kondensatorer med ulik kapasitans vil en få fjernet støy over et bredere frekvensområde.

2.3.4 Spenningsregulator 3.3 V

En lineær regulator har ikke rippelspenning på samme måte som de svitsjede regulatorene, og vil dermed ikke ha de samme beregningene for å finne den nødvendige kapasitansen. Utgangskondensatorene til den lineære regulatoren hjelper på stabiliteten og forbedrer transientresponsen til regulatoren, mens inngangskondensatorene reduserer kildeimpedansen. Det blir anbefalt å ha en minimumskapasitans på $1 \mu\text{F}$ med en maksimal parasittisk resistans på 1Ω ved både inngangen og utgangen til den lineære regulatoren [57].

Tabell 2.21: Inngangskondensatorer på den lineære regulatoren.

Kondensatorstype	Inngangskapasitans	Utgangskapasitans
Keramisk	$1 \mu\text{F}$	$1 \mu\text{F}$
Keramisk	$0.1 \mu\text{F}$	$0.1 \mu\text{F}$
Totalt	$1.1 \mu\text{F}$	$1.1 \mu\text{F}$

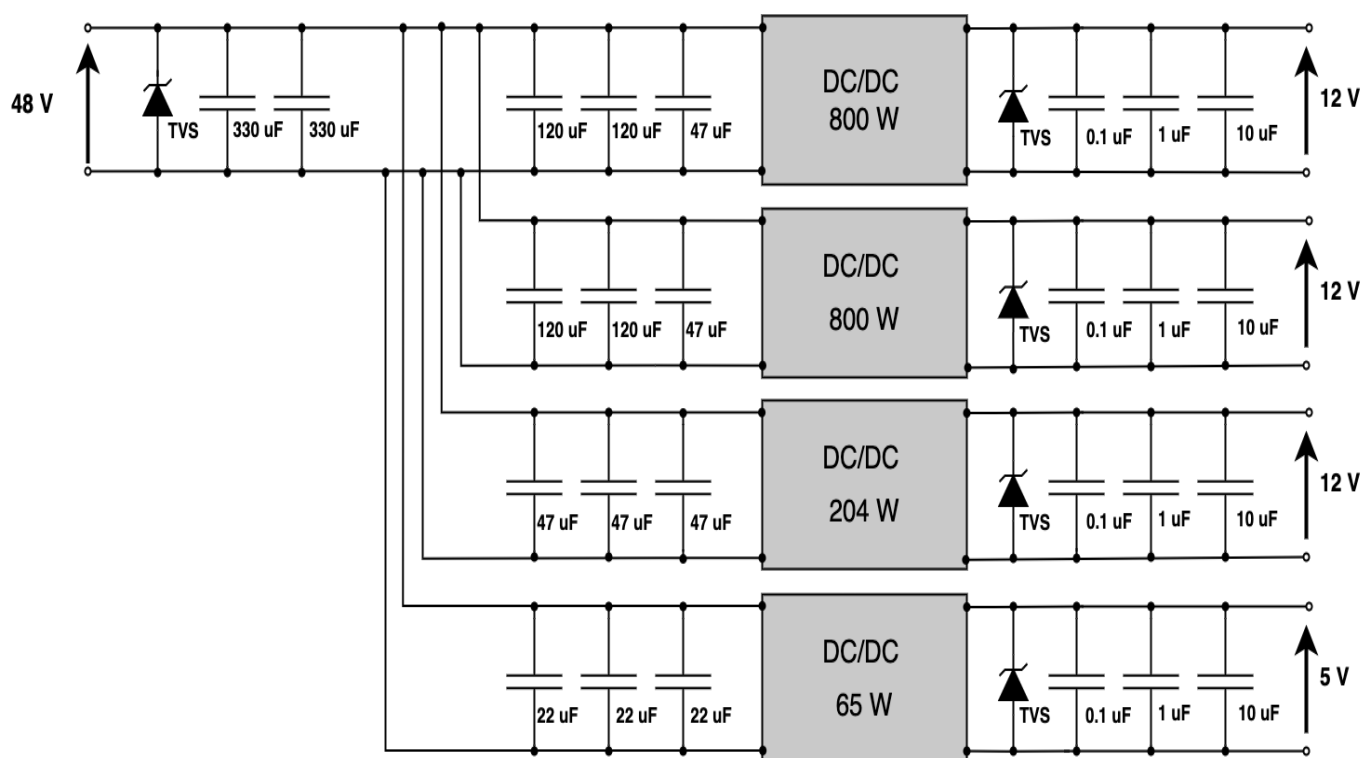
Det ble valgt å koble to keramiske kondensatorer på $1 \mu\text{F}$ og $0.1 \mu\text{F}$ i parallell både ved inngangen og utgangen til den lineære regulatoren, disse vil ha veldig lav parasittisk resistans slik at en kan se bort fra den. Ved å koble flere ulike kondensatorer i parallell vil en få redusert støyet over en bredere frekvensverdi.

2.4 Konklusjon

Valg av spenningsregulatorer ble hovedsakelig tatt på grunnlag av den fysiske størrelsen, total effekt, virkningsgrad, inngang- og utgangsspenning, samt kapasiteten i markedet. Under valget av spenningsregulatorene var ikke planleggingen av oppsettet i elektronikkhuset ferdigstilt slik at en måtte ta utgangspunkt i å finne komponenter med minst mulig fysisk størrelse. Det ble derfor brukt mye tid på å finne spenningsregulatorer og kondensatorer som ville ha liten fysisk størrelse og ville oppfylle kravene som var satt i planleggingsfasen av prosjektet.

En utfordring som oppstod under valget av spenningsregulatorer var å fastsette et ferdigstilt effektbudsjett i starten av prosjektperioden. En var avhengig av behov, informasjon og innspill fra de andre gruppene i UiS Subsea-prosjektet. Dette var en faktor som gjorde at en ikke fikk tid til å sette opp forskjellige spenningsregulatorer opp mot hverandre. Noen av de valgte spenningsregulatorene ble derfor litt overdimensjonerte. Dette var en fordel da en ved senere anledninger vil ha muligheten til å endre designet eller legge til ekstra utstyr på ROV-en.

For å sikre at en hadde en stabil forsyningsspenning ved høye strømtransienter, noe som kan oppstå ved endring i strømtrekket til de ulike elektriske komponentene, ble det derfor valgt å overdimensjonere kondensatoroppsettet til spenningsregulatorene. Det er valgt ulike typer kondensatorer ut fra hvilke egenskaper som er viktigst for de ulike delene av reguleringssystemet. Det fullstendige kondensatoroppsettet til ned-regulatorene blir vist i figur 2.22.



Figur 2.22: Oversikt over kondensatoroppsettet til ned-regulatorene.

Det ble plassert TVS-dioder ved inngangene og utgangene til hver av regulatorene for å beskytte spenningsregulatorene mot eventuell overspenning. En TVS-diode vil lede spenninger over den fastsatte verdien til TVS-dioden til jord. Det ble derfor valgt å bruke TVS-dioder med en reversspenning på 48 V, 12.8 V, 5.8 V og 3.3 V ved inngangene og utgangene til regulatorene.

Ved ferdigstilling av ROV-en vil det totale kondensatoroppsettet bli testet for å se om beregningene og antagelsene som er tatt i dette kapitlet er korrekt.

Kapittel 3

Navlestreng

I dette kapitlet skal en se på dimensjonering og konstrueringen av navlestrengen, som er forbindelsen mellom overflatesystemet og ROV-en. Funksjonen til navlestrengen er kommunikasjonsoverføring og tilføring av kraft ned til ROV-en. Navlestrengen gjør det mulig å kommunisere mellom overflatesystemet, og de ulike systemene inni ROV-en, samt manøvrere og styre ROV-en under vann.

3.1 Bakgrunn

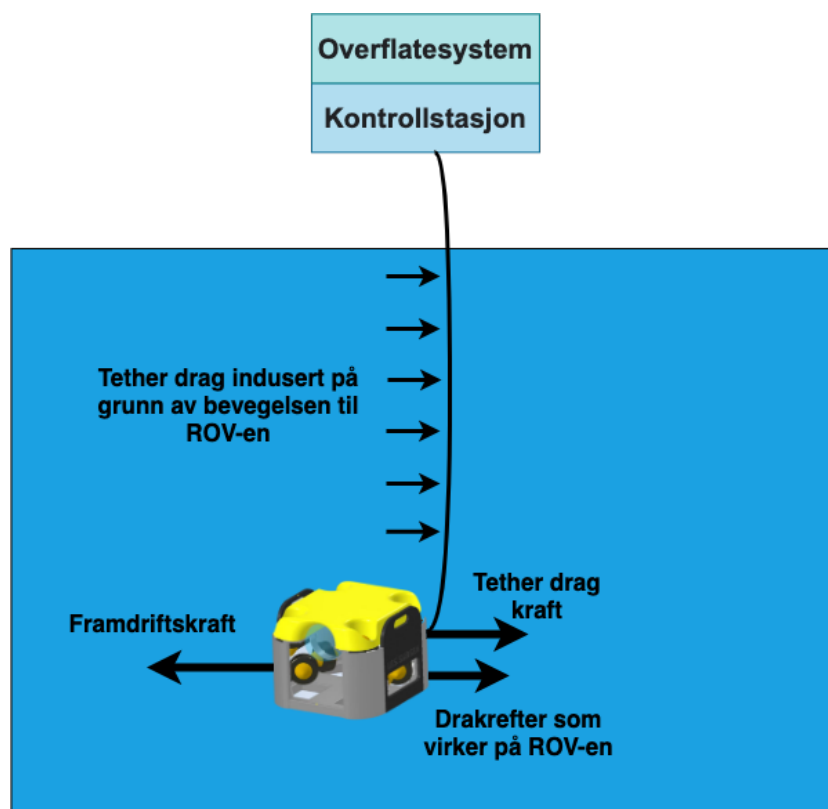
For at ROV-en skal fungere, og for at en skal kunne manøvrere den under vann må ROV-en få tilført kraft. Kraft- og kommunikasjonsoverføring blir gjort ved hjelp av en kablet forbindelse mellom overflatesystemet og ROV-en, som blir kalt navlestrengen. Det ble valgt å se på ferdigutviklede navlestrenger fra ulike leverandører på markedet, fordi fiberkonnektorer som er beregnet til bruk under vann har en relativt høy pris. Det var også satt et vektkrav ut fra MATE-konkurransemanual [16] som var at vekten for hele ROV-en medberegnet navlestrengen skulle være maksimalt 35 kg sammenlagt. En ferdigutviklet navlestreng vil være for tung til å oppfylle vektkravet fra MATE. Det ble derfor valgt å se på muligheten til å få sponset konnektorer eller kabler slik at en kunne utvikle og dimensjonere navlestrengen selv. En endte opp med å få en rabattert pris på konnektorer hos MacArtney [52], og en fikk sponset kabler av Bartec Technor AS [9]. Det ble derfor valgt å utvikle og dimensjonere navlestrengen selv. Som beskrevet i delkapittel 1.4.1 gis det poeng for størrelsen og vekten til ROV-en. Den høyeste poengsummen som er mulig å oppnå er ved en total vekt under 20 kg for ROV-en medregnet navlestrengen. Det ble derfor fokusert på at en skulle redusere vekten, og konstruere navlestrengen etter de satte kravene fra MATE. Kravene som ble satt til navlestrengen felles i UiS Subsea-prosjektet er listet opp i behovsspesifikasjonene under.

Behovsspesifikasjoner for utvikling av egen navlestreng:

- Kraftkabler for kraftoverføring fra overflatesystemet til ROV-en.
- Fiberkabel for kommunikasjon mellom overflatesystemet og de ulike systemene inni ROV-en.
- Ytterkappe som er solid og har liten vekt.

- Konnektorer som er tilpasset til kablene.

Med tanke på manøvreringsevnen til ROV-en i vannet er det behov for at den totale vekten til navlestrengen er liten og at den er nøytral i vannet, slik at en unngår drag på navlestrengen. Kraften som drar navlestrengen er definert som «Tether drag», og er en kraft som gjør det vanskelig å manøvrere og kontrollere ROV-en under vann. Dette er illustrert i figur 3.1.



Figur 3.1: Illustrasjon av «Tether drag» på navlestrengen til ROV-en [13].

For å begrense drakraften på navlestrengen som er illustrert i figur 3.1 kan en se på ulike faktorer. De viktigste faktorene for begrensning av drakraften er lengden, hastigheten på det fortrenge vannet, tverrsnittet på navlestrengen, at den er nøytral i vannet, og at den har en fleksibel og solid ytterkappe [13].

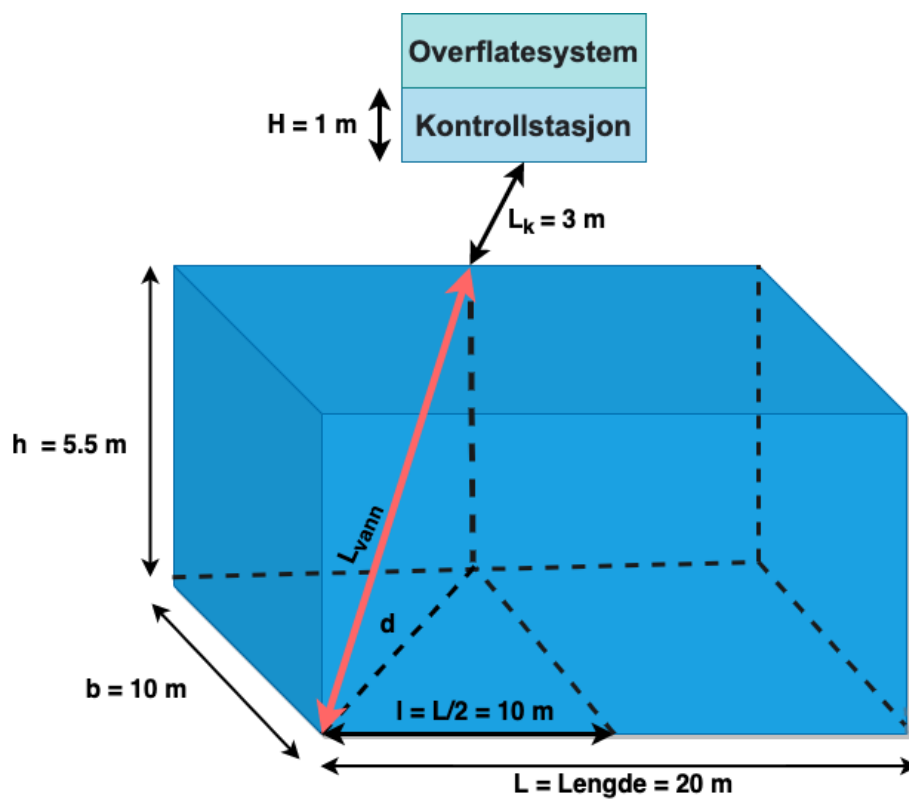
3.2 Lengdeberegning av navlestrengen

Ved beregning av lengden på navlestrengen ble det tatt i betraktning at det er definerte vektkrav å forholde seg til. Det ble derfor valgt å finne ut den minste lengden på navlestrengen en kan ha for å få utført alle oppgavene i MATE-konkurransen. Navlestrengen ble dermed dimensjonert ut fra de kravene og lengdene som er satt i MATE-konkurransemanual [16], disse er listet opp i spesifikasjonene under.

Spesifiserte lengder for lengdeberegning av navlestrengen:

- Dybde i bassenget på 5.5 m.
- Oppgavene under vann skal foregå innenfor 10 m fra bassengkanten.
- Kontrollstasjon står maksimalt 3 m fra bassengkanten.
- Avstanden mellom kontrollstasjonen og overflatesystemet er på 1 m.

Ut fra disse spesifikasjonene kan en beregne den totale lengden som er nødvendig for navlestrengen. Figur 3.2 viser en illustrasjon av bassenget med de fastsatte målene oppgitt i MATE-konkurransemanual [16].



Figur 3.2: Illustrasjon for å vise lengdeberegning av kraftkabler.

Benevningene på målene i bassenget fra figur 3.2 er beskrevet under:

h : Bassengets dybde, [m]

H : Avstanden mellom kontrollstasjonen og overflatesystemet, [m]

b : Bassengets bredde, [m]

L : Bassengets totale lengde, [m]

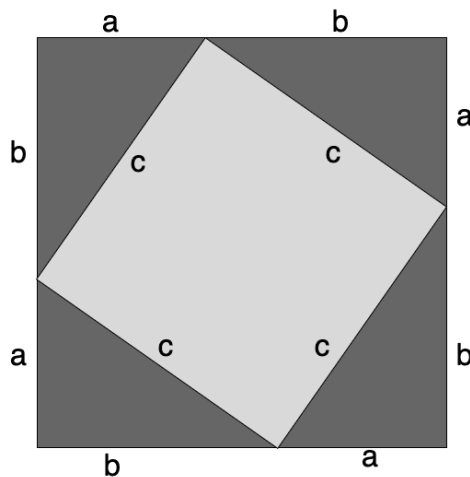
l : Den halve lengden av bassenget, [m]

L_k : Lengden fra bassengkanten til kontrollstasjonen, [m]

L_{vann} : Navlestrengens lengde i vannet, [m]

d : Diagonal hjelpetrekant, [m]

For å finne den optimale lengden til L_{vann} tar en utgangspunkt i diagonalen til en rektangulær prisme. For å finne lengden lager en først en hjelpetrekant med sidene b og l i figur 3.2, som gir diagonalen d .



Figur 3.3: Bevis for Pytagoras' læresetning.

For å finne diagonalen til en trekant kan en ta i bruk Pytagoras' læresetning. Pytagoras' læresetning tar utgangspunkt i et kvadrat med et mindre kvadrat inni, slik at hjørnene gir fire like trekantene, som vist i figur 3.3. Ved å ta arealet til det store kvadratet og substrahere arealet til det lille kvadratet finner en arealet til de fire trekantene, som vist i ligning 3.1.

$$A_{trekanter} = (a + b)^2 - c^2 = a^2 + 2ab + b^2 - c^2 \quad (3.1)$$

De fire trekantene er like, arealet til alle trekantene vil derfor også være likt $4 \cdot \text{arealet}$ til en av trekantene, som vist i ligning 3.2.

$$A_{trekanter} = 4 \cdot \frac{1}{2} \cdot ab = 2ab \quad (3.2)$$

Ved å sette formlene for arealet til alle trekanene gitt av ligning 3.1 og ligning 3.2 lik hverandre får en uttrykket i ligning 3.3. Ved å snu om på uttrykket vil en kunne finne katetene og hypotenusen til en rettvinklet trekant med sidene a , b og c .

$$a^2 + 2ab + b^2 - c^2 = 2ab \rightarrow a^2 + b^2 = c^2 \quad (3.3)$$

Dette er kjent som Pytagoras' læresetning, og en bruker den som utgangspunkt for å finne diagonalen L_{vann} i bassenget.

$$d^2 = b^2 + \left(\frac{L}{2}\right)^2 \rightarrow d = \sqrt{b^2 + l^2} \quad (3.4)$$

Diagonalen til bassenget blir tilsvarende ligning 3.4, men en legger også til høyden til prismet. Diagonalen til bassenget, L_{vann} er gitt av ligning 3.5.

$$L_{vann} = \sqrt{h^2 + b^2 + l^2} \quad (3.5)$$

h : Bassengets dybde, [m]

b : Bassengets bredde, [m]

l : Den halve lengden av bassenget, [m]

L_{vann} : Navlestrengens lengde i vannet, [m]

En kan også finne formelen for diagonalen til en prisme i Matematisk formelsamling av K. Rottmann [78, fig. 12], som vist i figur 3.4. Lengden L_{vann} er den lengden en behøver for å nå alle punktene i bassenget.

2) Kvader (Fig. 12)

(rektangulært parallellepiped)

$$V = abc$$

$$F = 2(ab + bc + ca)$$

$$d = \sqrt{a^2 + b^2 + c^2}$$

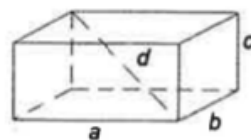


Fig. 12

Figur 3.4: Formler for en prisme gitt av Rottmann [78].

Ved å ta utgangspunkt i ligning 3.5 finner en lengden en trenger på navlestrengen i vannet. Diagonalen d i figur 3.4 er lengden til det ytterste punktet som ROV-en skal kunne nå under MATE-konkurransen. Overflatesystemet er plassert på midten av langsiden av bassenget, en behøver derfor bare å ta utgangspunkt i halve lengden av bassenget. Setter inn verdiene fra figur 3.2, og beregner ut lengden til navlestrengen i vannet.

$$L_{vann} = \sqrt{h^2 + b^2 + l^2} = \sqrt{(5.5 \text{ m})^2 + (10 \text{ m})^2 + (10 \text{ m})^2} = 15.2 \text{ m} \quad (3.6)$$

Den totale lengden til navlestrengen i vannet er beregnet til å være 15.2 m. Overflatesystemet vil være plassert på en kontrollstasjon maksimalt 3 m fra bassengkanten. Kontrollstasjonen er et 1 m bredt bord, slik at den maksimale lengden en har behov for på land vil være 4 m. Den totale lengden til navlestrengen blir dermed

gitt av ligning 3.7.

$$L_{navlestreng} = L_{vann} + L_{kontroll} + L_{overflatesystem} = 15.2 \text{ m} + 3 \text{ m} + 1 \text{ m} = 19.2 \text{ m} \quad (3.7)$$

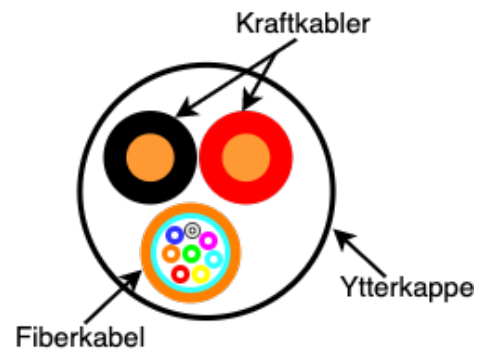
ROV-en skal utføre ulike oppgaver under vann, og det er ikke garantert at den vil gå i en rett linje til ytterkantene av måleområdet oppgitt i MATE-konkurransemanual. Det vil derfor være behov for å ta hensyn til at en trenger en margin i forhold til den minimale lengden til navlestrengen på 19.2 m. Marginen må være på 1.5 m til 2 m, så det ble valgt å ha en margin på 1.8 m. Den totale lengden på navlestrengen blir dermed gitt av ligning 3.8.

$$L_{navlestreng} = L_{vann} + L_{kontroll} + L_{overflatesystem} + L_{margin} = 15.2 \text{ m} + 3 \text{ m} + 1 \text{ m} + 1.8 \text{ m} = 21 \text{ m} \quad (3.8)$$

Beregningene for den nødvendige lengden på 21 m til navlestrengen blir sett på videre for å beregne ut tverrsnittet til kraftkablene som vil bli tatt i bruk i ROV-en for kraftoverføring fra overflatesystemet.

3.3 Valg av kabler og ytterkappe

Det vil bli sett på valg av kraftkabler for kraftoverføring fra overflatesystemet til ROV-en, og fiberkabel for kommunikasjon mellom overflatesystemet og de ulike systemene inni ROV-en. Det vil også bli sett på valg av ytterkappe til navlestrengen for å beskytte kablene, få en fleksibel navlestreng, og skape en glatt overflate slik at den vil bevege seg lett i vannet. Dette er illustrert i figur 3.5.



Figur 3.5: Illustrasjon av navlestrengen.

3.3.1 Kraftkabler for kraftoverføring

For å oppnå en driftssikker og stabil kraftoverføring fra overflatesystemet ned til ROV-en vil det bli sett på valg av kraftkabler. Faktorene som vil ligge til grunn for valget av kraftkabler er beregninger av tverrsnittet, strømføringsvevnen til kablene, temperaturutvikling i kablene, spenningsfallet i kablene, og valg av kabeltype, samt fordeler og ulemper med ulike tverrsnitt på kraftkablene.

Beregning av tverrsnitt på kraftledere:

For å få tilført den kraften som er nødvendig ut fra behovsspesifikasjonene som er satt i MATE-konkurransemanual [16] må en dimensjonere navlestrengen for den belastningen som ROV-en skal kunne yte. Det er flere faktorer som ligger til grunn for dimensjoneringen av et akseptabelt tverrsnitt for kraftkablene, som blant annet

strømføringssevne, temperaturutvikling, spenningsfall og vekt. Tverrsnittet til en enleder-kabel blir illustrert i figur 3.6.



Figur 3.6: Illustrasjon av en enleder.

For å beregne tverrsnittet på kablene ble det tatt utgangspunkt i metoden som baserer seg på spenningsfall ved bruk av strømtetthet. Metoden er hentet i Teknisk håndbok Kraftkabel fra Draka [24], og ble brukt i bacheloroppgaven til A. B Nesse og J. Bjelland i 2018 [65]. For å finne tverrsnittet tar en her utgangspunkt i hvilket spenningsfall regulatorene tåler. ROV-en er utstyrt med fire ned-regulatorer; to på 800 W, en på 204 W, og en på 65 W. Ut fra spesifikasjonene i databladene til ned-regulatorene [1], [30], [31] finner en den minimale spenningsverdien som hver enkelt regulator kan ha før den skrur seg av, og ikke vil fungere lengre. For å finne det maksimale tillatte spenningsfallet bruker en formelen gitt av ligning 3.9.

$$\text{Maksimalt tillatt spenningsfall} = \text{Inngangsspenning} - \text{Minste tillatte spenningsverdi} \quad (3.9)$$

Ut fra ligning 3.9 får en for 204 W-regulatoren at det maksimale tillatte spenningsfallet blir gitt av ligning 3.10.

$$48 \text{ V} - 32 \text{ V} = 16 \text{ V} \quad (3.10)$$

Det maksimale tillatte spenningsfallet og den minste tillatte spenningsverdien for ned-regulatorene er listet opp i tabell 3.1.

Tabell 3.1: Den minste spenningsverdien som kan være på inngangen før spenningsregulatoren slår seg av.

Regulatorer	Minste tillatte spenningsverdi	Maksimalt tillatt spenningsfall
QBVE067A0B41-HZ, 800 W (VM)	37.5 V	10.5 V
QBVE067A0B41-HZ, 800 W	37.5 V	10.5 V
Q36SR12017NRFA, 204 W	32 V	16 V
V48SR05013NRFA, 65 W	16 V	32 V

Ut fra tabell 3.1 ser en at det er 800 W-regulatorene som har det minste tillatte spenningsfallet på 10.5 V, dette betyr i teorien at disse regulatorene kan ha det minste spenningsfallet på inngangen av alle de valgte regulatorene. Det minste tverrsnittet på kraftkablene som vil være nødvendig er gitt av ligning 3.13.

$$\Delta V = v_s \cdot j \cdot l \rightarrow j = \frac{\Delta V}{v_s \cdot I} \quad (3.11)$$

$$j = \frac{I}{A} \rightarrow A = \frac{I}{j} \quad (3.12)$$

$$A = \frac{I \cdot v_s \cdot l}{\Delta V} \quad (3.13)$$

ΔV : Maksimalt tillatt spenningsfall, for den konkrete lengden, [V]

v_s : Spesifikt spenningsfall av kobber, [V pr. A/mm² og km]

l : Ledningslengde, [km]

j : Strømtetthet, [A/mm²]

A : Tverrsnitt, [mm²]

I : Strøm, [A]

Metoden en tar utgangspunkt i her baserer seg på strømtetthet. I Teknisk håndbok Kraftkabel fra Dra-ka [24] får en oppgitt det spesifikke spenningsfallet til en enfase-kabel for likestrøm, som vist i figur 3.7. Det maksimale strømtrekket til ROV-en er gitt i tabell 2.17 til å være 29.76 A. Verdiene for å beregne det minste tverrsnittet en kan ha på kraftkablene til ROV-en er listet opp under:

$$\Delta V = 10.5 \text{ V}$$

$$I_{maks} = 29.76 \text{ A}$$

$$L_{navlestreng} = 21 \text{ m} = 0.021 \text{ km}$$

$$v_s = 35 \text{ V pr. A/mm}^2 \text{ og km}$$

Spesifikt spenningsfall u_s [V pr. A/mm ² og km]		
	Enfase (AC og DC)	Trefase (AC)
Cu:	35	30
Al:	57	49

Figur 3.7: Spesifikt spenningsfall, tabell hentet i Teknisk håndbok Kraftkabel [24].

For en enfase-kabel for likestrøm vil det minste tverrsnittet som er nødvendig for å unngå et spenningsfall på $\Delta V = 10.5 \text{ V}$ bli gitt av ligning 3.14.

$$A = \frac{I \cdot v_s \cdot l}{\Delta V} = \frac{29.76 \text{ A} \cdot 35 \text{ V pr. A/mm}^2 \text{ og km} \cdot 0.021 \text{ km}}{\Delta 10.5 \text{ V}} = 2.1 \text{ mm}^2 \quad (3.14)$$

I ligning 3.14 ser en at det minste tverrsnittet kan ha på kraftkablene er 2.1 mm² med et spenningsfall $\Delta V = 10.5 \text{ V}$. Et tverrsnitt på 2.1 mm² er ikke en standardstørrelse på kabler, en runder derfor opp til nærmeste standardstørrelse som er 2.5 mm². Dette resulterer i et lavere spenningsfall i kraftkablene. For å oppnå mer

mekanisk styrke, og for å få mindre varmeutvikling i kraftkablene blir det her sett på flere ulike tverrsnitt for å avgjøre hvilken størrelse som vil bli tatt i bruk. For å finne hvilket spenningsfall en vil ha i hver av kraftkablene vil en snu om på formelen for tverrsnittet i ligning 3.14, dette gir ligning 3.15.

$$\Delta V = \frac{I \cdot v_s \cdot l}{A} \quad (3.15)$$

Det ble valgt å se på kraftkabler med tverrsnitt på 2.5 mm² og 4 mm². Spenningsfallet med de valgte tverrsnittene er gitt i ligning 3.16 og ligning 3.17.

$$\Delta V_{2.5mm^2} = \frac{29.76 \text{ A} \cdot 35 \text{ Vpr.} \cdot A/mm^2 \text{ og km} \cdot 0.021 \text{ km}}{2.5 \text{ mm}^2} = 8.75 \text{ V} \quad (3.16)$$

$$\Delta V_{4mm^2} = \frac{29.76 \text{ A} \cdot 35 \text{ Vpr.} \cdot A/mm^2 \text{ og km} \cdot 0.021 \text{ km}}{4 \text{ mm}^2} = 5.47 \text{ V} \quad (3.17)$$

Tverrsnittet på kraftkablene i navlestrengen vil bli valgt etter en vurdering av strømføringsevnene og temperatur, samt med hensyn på spenningsfallet.

Temperatur og strømføringsevne:

Ved valg av kraftkabler vil det være viktig å ta hensyn til at kablene tåler strømbelastningen som den vil bli belastet med. Ved å velge en kraftkabel som ikke er riktig dimensjonert i forhold til strømbelastningen vil lederen i kabelen kunne bli overopphetet. Dette er noe som kan føre til at isolasjonen på kablene smelter, noe som kan føre til at en får kortslutning i kablene. Det er oppgitt i MATE-konkurransemanual at temperaturen på vannet i bassenget vil være mellom 15 °C og 30 °C.

Når ROV-en skal utføre oppgaver i ytterpunktene av måleområdet i figur 3.2 vil 15.2 m av navlestrengen ligge under vann og ha en god kjøling. Vann har en høyere varmeledningsevne enn luft, slik at den delen av kabelen som ligger i vannet vil ha en lavere temperatur enn den delen av navlestrengen som blir liggende på land. Dette gjør at den delen av kraftkablene som er på land vil være den mest kritiske delen av kraftkablene i forhold til en eventuell temperaturøkning i kablene.

Tabell 3.2: Varmeledningsevne til luft og vann [100].

Materiale	Konduktivitet ved 25° C W/m · K
Luft	0.024
Vann	0.58

For å analysere strømledningsevnen og den høyeste tillatte ledertemperaturen til kraftkablene ble det tatt i bruk tabeller fra Teknisk håndbok Kraftkabel fra Draka [24]. Draka tar utgangspunkt i NEK400 som tar for seg elektriske lavspenningsinstallasjoner.

Strømføringsevne etter NEK 400. Belastningsforutsetninger

Følgende forutsetninger gjelder for tabellene
 Lufttemperatur: 30°C
 Jordtemperatur: 20°C
 Jordens termiske resistivitet: 2,5°C m/W

Høyeste tillatte ledertemperatur:
 PVC-isolasjon 70°C (brukes også for gummiisol.)
 PEX-isolasjon 90°C
 EPR-isolasjon 90°C

Forlegningsmåte (referansemåte for installasjon)

1	2
	Isolerte ledere i rør i en termisk isolert vegg A1
	Flerleder-kabel i rør i en termisk isolert vegg A2
	Isolerte ledere i rør på en trevegg B1
	Flerleder-kabel i rør på en trevegg B2
	En- eller flerleder-kabel montert på en trevegg C
	Flerleder-kabel i en kabelkanal i jord D
	Flerleder-kabel i luft E
	Enleder-kabler i luft som berører hverandre F
	Enleder-kabler i luft med avstand mellom kablene G

Figur 3.8: Forlegningsmåte av kablene og ledertemperatur ved isolasjonsmateriale [24].

Tabell 50

Strømføringsevne, NEK 400, forlegningsmåtene A, B, C, E og F.

TABELL A52-1
Strømføringsevner i ampere

Forlegningsmåte jfr. tabell 52-B1	Antall strømførende ledere/isolasjonsmateriale												
	Tre PVC	To PVC	Tre PEX	To PEX	Tre PVC	To PEX	Tre PEX	To PEX	Tre PVC	To PVC	Tre PEX	To PEX	To PEX
A1													
A2													
B1													
B2													
C													
E													
F													
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	
Tverrsnitt mm² Kobber													
1,5	13	13,5	14,5	15,5	17	18,5	19,5	22	23	24	26	-	
2,5	17,5	18	19,5	21	23	25	27	30	31	33	36	-	
4	23	24	26	28	31	34	36	40	42	45	49	-	
6	29	31	34	36	40	43	46	51	54	58	63	-	
10	39	42	46	50	54	60	63	70	75	80	86	-	
16	52	56	61	68	73	80	85	94	100	107	115	-	
25	68	73	80	89	95	101	110	119	127	135	149	161	
35	-	-	-	110	117	126	137	147	158	169	185	200	
50	-	-	-	134	141	153	167	179	192	207	225	242	
70	-	-	-	171	179	196	213	229	246	268	289	310	
95	-	-	-	207	216	238	258	278	298	328	352	377	
120	-	-	-	239	249	276	299	322	346	382	410	437	
150	-	-	-	-	285	318	344	371	395	441	473	504	
185	-	-	-	-	324	362	392	424	450	506	542	575	
240	-	-	-	-	380	424	461	500	538	599	641	679	
Aluminium													
16	41	43	48	53	58	61	66	73	77	84	91	-	
25	53	57	63	70	73	78	83	90	97	101	108	121	
35	-	-	-	86	90	96	103	112	120	126	135	150	
50	-	-	-	104	110	117	125	136	146	154	164	184	
70	-	-	-	133	140	150	160	174	187	198	211	237	
95	-	-	-	161	170	183	195	211	227	241	257	289	
120	-	-	-	186	197	212	226	245	263	280	300	337	
150	-	-	-	-	226	245	261	283	304	324	346	389	
185	-	-	-	-	256	280	298	323	347	371	397	447	
240	-	-	-	-	300	330	352	382	409	439	470	530	

Tabellene 52-C1 til 52-C12 må sjekkes for å finne hvilke ledertverrsnitt som kan anvendes innen de respektive forlegningsmåter.

Figur 3.9: Strømføringsevne i ampere fra tabell A52-1 i Teknisk håndbok Kraftkabel fra Draka [24].

Ut fra tabell A52-1 i figur 3.9 ser en at ved bruk av isolasjonsmaterialet PVC¹ kan en ha en maksimal tillatt ledertemperatur på 70 °C. Den kritiske delen av navlestrengen vil være den som ikke ligger i vannet, det vil derfor bli tatt utgangspunkt i kraftkabler som ligger i luft. Denne delen vil være tilsvarende som forlegningsmåten C i tabellen i figur 3.8 fra Teknisk håndbok Kraftkabel fra Draka. En ser ut fra figur 3.9 at to strømførende kabler med PVC som er montert på en trevegg vil ha en strømføringsevne som vist i listen under ved de to valgte tverrsnittene:

¹Eng. Polyvinyl Chloride

- 2.5 mm² har en strømføringsevne på 27 A
- 4 mm² har en strømføringsevne på 36 A

Valg av kabeltype:

Ut fra beregningene av tverrsnitt, spenningsfall og strømføringsevne gjort tidligere i kapitlet ble det valgt å se på kraftkabler med tverrsnitt på 2.5 mm² og på 4 mm². Fordelene og ulempene med de to tverrsnittene er vist i tabell 3.3.

Tabell 3.3: Fordeler og ulemper ved ulike tverrsnitt.

2.5 mm ²		4 mm ²	
Fordeler	Ulemper	Fordeler	Ulemper
- Mindre vekt på navlestrengen	- Høyere spenningsfall → 8.78 V	- Lavere spenningsfall → 5.48 V	- Høyere vekt på navlestrengen
- Mindre diameter på navlestrengen	- Høy ledertemperatur	- Høyere strømføringsevne	- Strørre diameter på navlestrengen

Det ble valgt å bruke kabler med tverrsnitt på 4 mm² av typen Radox 125 [2]. Dette er for å få mer mekanisk styrke i kraftkablene, få lavest mulig spenningsfall, og en lavere ledertemperatur. Ved å se på andre typer isolasjonsmateriale enn PVC til kraftkablene kan en oppnå en høyere maksimal tillatt ledertemperatur og strømføringsevne. Radox 125 er en kabel som har isolasjonsmateriale av typen Radox som tåler høye temperaturer, er fleksibel, og motstandsdyktig mot kjemikalier. For å se om det vil være en avgjørende høyere vekt ved å velge en kraftkabel som har et tverrsnitt på 4 mm² enn på 2.5 mm² blir det valgt å sammenligne vekten til disse. Det blir tatt utgangspunkt i kabler av typen Radox 125, ut fra databladet [2] får en vekten til de to tverrsnittene. Dette blir vist i tabell 3.4.

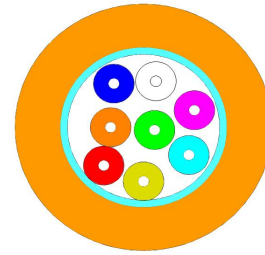
Tabell 3.4: Vektforskjell på kabler et tverrsnitt på 2.5 mm² og 4 mm².

	2.5 mm ²	4 mm ²
Vekt per meter [g]	30	46
Totalvekt, 21 m [g]	630	966

Ved et tverrsnitt på 4 mm² vil en ha en litt høyere vekt. Vektøkningen fra 2.5 mm² til 4 mm² vil ikke være stor nok til at dette er kritisk for den totale vekten til navlestrengen. Årets navlestreng inneholder færre kabler enn tidligere år så vekten vil fortsatt være noe lavere enn tidligere navlestrenger.

3.3.2 Fiberkabel for kommunikasjon

Det ble av kommunikasjonsgruppen bestående av O. L. Veland og M. V. Hausken [70] valgt å ta i bruk en multimodus fiberkabel fra Foss AS med partnummer G2-50/OM2 BB AXAI-I/O-W (oransje) [6] for kommunikasjon mellom ROV-en og overflatesystemet. Dette er en fleksibel fiberkabel som er godt egnet for dataoverføring på LAN². Fiberkabelen som ble valgt er vist i figur 3.10



Figur 3.10: Fiberkabelen G2-50/OM2 BB AXAI-I/O-W (oransje) [6].

Behovspesifikasjoner for fiberkabel bestemt i samarbeid med UiS Subsea-prosjektet:

- Overføre kamerainformasjon både for ROV og mikro-ROV.
- Overføre styringsdata til Xbox 360 kontroller.
- Overføre styringsdata fra mikro-ROV.
- Overføre reguleringsdata fra ROV til overflatesystemet.
- Overføre sensordata fra ROV og mikro-ROV til overflatesystemet.

Spesifikasjonene til fiberkabelen som ble valgt er listet opp i tabell 3.5.

Tabell 3.5: Spesifikasjoner for G2-50/OM2 BB AXAI-I/O-W [6].

G2-50/OM2 BB AXAI-I/O-W	
Fiberkategori:	EN 50173-1 OM-2
Antall fiber:	2
Fiber:	Multimodus 50/125 μm
Nominell diameter:	4.6 mm
Vekt per meter:	22 g
Temperaturområde:	-40 - 70 °C

²Eng. Local Area Network

3.3.3 Ytterkappe

Det ble valgt å ta i bruk en ytterkappe fra Heller-mannTyton [38] som er en flettet kabelstrømpe i solid polyester. Denne ble tatt i bruk siden den er solid og har god slitasjestyrke. Ytterkappen har en glatt overflate som gjør at den er fleksibel og vil ikke sette seg fast i objekter under konkurransen. Ytterkappen er vannavstøtende, men det vil kunne trenge vann inn. Ytterkappen er vist i figur 3.11.



Figur 3.11: HEGPV0X09-PBT-BK-CA - Flettet kabelstrømpe Polyester Svart/hvit [38].

Spesifikasjonene til ytterkappen som ble valgt er listet opp i tabell 3.6.

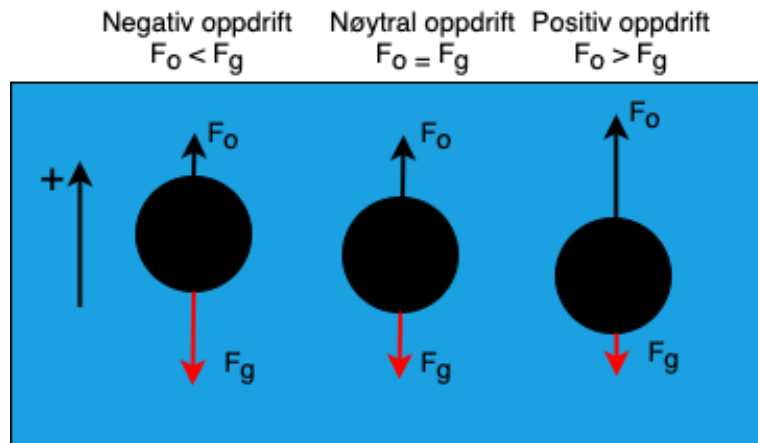
Tabell 3.6: Spesifikasjoner for HEGPV0X09-PBT-BK-CA [38].

HEGPV0X09-PBT-BK-CA	
Materiale:	Polyester (PBT)
Nominell diameter:	Fra 5 mm til 16 mm
Vekt per meter:	11.5 g
Temperaturområde:	-50 - 150 °C, kortvarig 200 °C
Smeltetemperatur:	225 °C

Tabellen over tar for seg spesifikasjonene som ytterkappen har. Det ble foretatt en veiing av ytterkappen, der vekten for 1 meter av ytterkappen ble 11.5 kg. Under veiing ble det tatt i bruk flere måleverktøyer for å verifisere at lengden og vekten var korrekt.

3.4 Oppdrift

For at navlestrengen ikke skal påvirke manøvreringsegenskapene til ROV-en er det som nevnt over viktig at den er tilnærmet nøytral i vann. En ønsker at navlestrengen skal være vektløs i vannet, slik at den verken synker eller flyter opp til overflaten under drift. Vektkravet til ROV-en er gitt av MATE-konkurransemanual til å være maksimalt 35 kg, det er derfor begrenset hvilke krefter som vil påvirke ROV-en sine manøvreringer i vannet. Ved en nøytral oppdrift i vannet vil en ha en oppdriftskraft \vec{F}_o og en gravitasjonskraft \vec{F}_g som virker med like stor kraft i hver sin retning av navlestrengen. Dette er illustrert i figur 3.12.



Figur 3.12: Oppdriftskreftene på et objekt.

Ut fra figur 3.12 er den positive retningen til kabelen definert oppover. En får dermed at oppdriftskraften \vec{F}_o som virker på legemet gis av ligning 3.18.

$$\vec{F}_o = \rho V (-\vec{g}) \quad (3.18)$$

\vec{F}_o : Oppdriftskraften, [N]

ρ : Massetetthet til vann, [g/cm^3]

V : Volumet av vannet som navlestrengen fortrenger, [cm^3]

\vec{g} : Tyngdeakselerasjon = 9.81 [m/s^2]

Gravitasjonskraften \vec{F}_g som virker på legemet gis av ligning 3.19.

$$\vec{F}_g = -m\vec{g} \quad (3.19)$$

\vec{F}_g : Tyngdekraften, [N]

m : Massen til legemet, [kg]

\vec{g} : Tyngdeakselerasjon = 9.81 [m/s^2]

Ut fra ligning 3.18 for oppdriftskraften \vec{F}_o og ligning 3.19 for gravitasjonskraften \vec{F}_g får en ligningen for den nøytrale oppdriften på navlestrengen. Denne blir gitt av ligning 3.20.

$$\vec{F}_o = \vec{F}_g \rightarrow -\rho V \vec{g} = -m \vec{g} \rightarrow \rho V \vec{g} = m \vec{g} \quad (3.20)$$

En ser ut fra ligning 3.20 at dersom gravitasjonskraften \vec{F}_g og oppdriftskraften \vec{F}_o er like store så vil en ha en nøytral oppdrift på navlestrengen, og den vil ikke påvirke ROV-en sin manøvreringsevne i vannet. Det er

derfor ønskelig å oppnå en nøytral oppdrift på navlestrengen. Den totale kraften til navlestrengen er \vec{F} , som gitt i ligning 3.21.

$$\Sigma \vec{F} = \vec{F}_o - \vec{F}_g \quad (3.21)$$

$$\Sigma \vec{F} = \rho V \vec{g} - m \vec{g} = (\rho V - m) \vec{g} \quad (3.22)$$

$\Sigma \vec{F}$: Summen av tyngdekraften og oppdriftkraften, [N]

ρ : Massetetthet, [g/cm^3]. Massetettheten ρ til vann er $1 g/cm^3$ [104]

V : Volumet av vannet som navlestrengen fortrenger, [cm^3]

\vec{g} : Tyngdeakselerasjon = $9.81 [m/s^2]$

m : Massen til navlestrengen, [g]

Ut fra ligning 3.22 ser en at en må finne massen og volumet til navlestrengen for å finne oppdriften til navlestrengen. Det vil derfor bli gjort beregner på totalvekten og volumet til navlestrengen med kraftkablene og fiberkabelen, samt ytterkappen.

3.4.1 Vektberegning av navlestreng

For å finne den totale kraften \vec{F} må en vite massen til navlestrengen. Dette blir gjort ved å ta utgangspunkt i 1 meter lengde av kraftkablene, fiberkabelen og ytterkappen. Vekten til kraftkablene ble funnet ut fra databladene [2], vekten til fiberkabelen er spesifisert i tabell 3.5 som er hentet fra databladet [6], og vekten til ytterkappen ble hentet fra tabell 3.6. I tabell 3.7 blir dimensjonene, vekt per meter, samt vekten for den totale lengden til navlestrengen på 21 m vist.

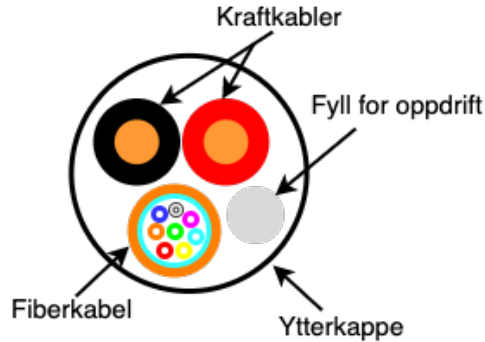
Tabell 3.7: Vektberegning for navlestrengen.

	Dimensjon	Vekt per meter [g]	Vekt beregnet lengde [g] 21 m
Kraftkabler	2 x 4 mm ²	2 x 46	2 x 966
Fiberkabel	4.6 mm ²	22	462
Ytterkappe		11.5	241.5
Totalt		125.5	2635.5

Ut fra tabell 3.7 ser en at den totale vekten til navlestrengen med kraftkabler, fiberkabel, samt ytterkappe som ble produsert er 2.6 kg. Dette er lettere enn ferdig produserte navlestrenger, og navlestrenger laget i tidligere prosjekter.

3.4.2 Volum til navlestreng

For å finne den totale kraften \vec{F} som virker på navlestrengen må en finne det totale volumet av vannet som navlestrengen fortrenger. Den komplette navlestrengen er vist i figur 3.13.



Figur 3.13: Innholdet i navlestrengen, inkludert oppdriftsmateriale.

Det vil først bli utført beregninger av volumet til kraftkablene, fiberkabelen og ytterkappen inni navlestrengen. En får typisk oppgitt vekten i g/m eller kg/km, slik at det blir valgt å ta utgangspunkt i én meter av kraftkablene, fiberkabelen og ytterkappen i volumberegningene. Volumberegningene blir gitt av ligning 3.23.

$$V = A \cdot l = \pi \left(\frac{d}{2}\right)^2 \cdot l \quad (3.23)$$

V : Volumet av vannet som navlestrengen fortrenger, [cm^3]

l : Lengde, [cm]

d : Diameter på navlestrengen, [cm]

Diameteren til kablene i navlestrengen er gitt av databladene [2] [6]. Ut fra diameteren og en lengde på 1 meter beregner en volumet til kablene, som vist i tabell 3.8.

Tabell 3.8: Volumberegning for navlestrengen.

Kabeltype	Antall	Diameter [cm]	Volum [cm^3]	
			1 m	21 m
Kraftkabler	2 x 4 mm ²	2 x 0.41	2 x 13.2	2 x 277.25
Fiberkabel	1	0.46	16.6	349
Totalt			43.0	903.5

En må finne volumet til ytterkappen for å beregne det totale volumet til navlestrengen, dette blir gjort ved

bruk av ligning 3.23. Ved å snu om på volumformelen i ligning 3.23 finner en diameteren til navlestrengen med kraftkablene og fiberkabelen inni. Dette er gitt av ligning 3.24.

$$d = 2 \cdot \sqrt{\frac{A}{\pi}} \quad (3.24)$$

d : Diameter på navlestrengen, [cm]

A : Arealet til kraft- og fiberkablene, [cm²]

For å finne omkretsen til ytterkappen bruker en uttrykket for diameteren til navlestrengen gitt av ligning 3.24. Omkretsen til ytterkappen blir gitt av ligning 3.25.

$$O = \pi \cdot d = \pi \cdot 2 \cdot \sqrt{\frac{A}{\pi}} \quad (3.25)$$

O : Omkrets på navlestrengen, [cm]

d : Diameter på navlestrengen, [cm]

A : Arealet til kraft- og fiberkablene, [cm²]

Arealet til kraftkablene og fiberkablene vil være likt volumet fra tabell 3.8, da det er beregnet med hensyn på en 1 meter lang kabel. Arealet til ytterkappen er tilsvarende et rektangel med lengden O og bredden b . Bredden på ytterkappen ble målt til 0.1 cm. Arealet til ytterkappen blir gitt av ligning 3.26.

$$A = O \cdot b = 2\pi \cdot \sqrt{\frac{A}{\pi}} \cdot b = 2\pi \cdot \sqrt{\frac{43.0 \text{ cm}^2}{\pi}} \cdot 0.1 \text{ cm} = 2.33 \text{ cm}^2 \quad (3.26)$$

A : Arealet til ytterkappen, [cm²]

O : Omkrets på navlestrengen, [cm]

b : Bredden på ytterkappen, [cm]

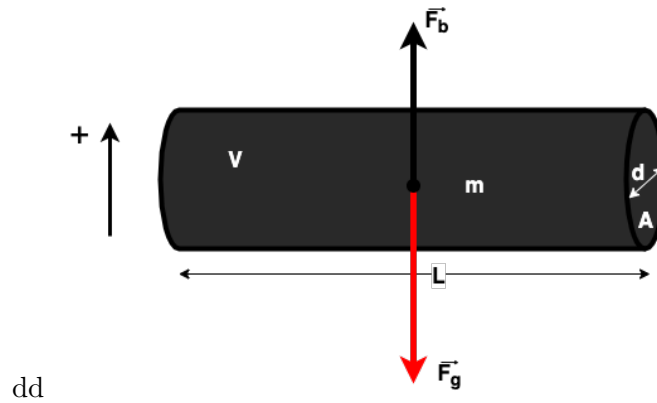
Volumet til kraftkablene og fiberkabelen ble beregnet med hensyn på en 1 meter lang kabel, det blir derfor tatt hensyn til 1 meter av ytterkappen også. Dette vil gi et volum på ytterkappen likt arealet beregnet i 3.26 på 2.33 cm³. Det totale volumet til 1 meter av navlestrengen blir da:

$$V_{navlestreng} = V_{kabler} + V_{ytterkappe} = 43.0 \text{ cm}^3 + 2.33 \text{ cm}^3 = 45.3 \text{ cm}^3 \quad (3.27)$$

I den totale volumberegningen er det ikke blitt tatt hensyn til luft mellom kablene, da ytterkappen ikke er vanntett og det vil sive inn noe vann.

3.4.3 Oppdriftsberegning

Etter en har funnet vekten og volumet til navlestrengen med kraftkabler, fiberkabel og ytterkappe kan en se på den totale kraften \vec{F} , gitt av ligning 3.22. Den totale kraften på navlestrengen blir gitt av oppdriftskraften \vec{F}_o og gravitasjonskraften \vec{F}_g , dette blir illustrert i figur 3.14.



Figur 3.14: Illustrasjon av kreftene som virker på navlestrengen.

En setter inn verdiene for massen og volumet til navlestrengen som beregnet tidligere i delkapittelet inn i formelen for den totale kraften på navlestrengen gitt av ligning 3.28.

$$\vec{F} = (\rho V - m) \vec{g} \quad (3.28)$$

$$\vec{F}_{navlestreng} = (1 \text{ g/cm}^3 \cdot 45.3 \text{ cm}^3 - 125.5 \text{ g}) \cdot 9.81 \text{ m/s}^2 \quad (3.29)$$

$$\vec{F}_{navlestreng} = \frac{-80.2 \text{ g}}{1000} \cdot 9.81 \text{ m/s}^2 = -0.79 \text{ N} \quad (3.30)$$

Ut fra beregningene for den totale kraften på navlestrengen med kraftkabler, fiberkabel og ytterkappe i ligning 3.30 vil navlestrengen ha en total oppdriftskraft på -0.79 N. Dette vil føre til at navlestrengen vil synke, og en vil ha behov for noe oppdriftsmateriale. En ønsker at navlestrengen skal være nøytral i vann, og ut fra beregningene over har en da behov for 0.79 N i oppdriftskraft. For å løse dette ble det tatt i bruk bunnfyllingslist fra Biltema, som vist i figur 3.15, da dette har vært tatt i bruk tidligere og har fungert bra.



Figur 3.15: Bunnfyllingslist fra Biltema [10].



Figur 3.16: Veing av bunnfyllingslisten fra Biltema.

Spesifikasjonene til bunnfyllingslisten fra Biltema:

- Fleksibel.
- Svært lav fuktabsorpsjon.
- Meget god aldringsbestandighet.
- Meget god motstandsdyktighet mot alkalier og andre kjemikalier.
- Tåler en temperatur mellom $-80\text{ }^{\circ}\text{C}$ og $+105\text{ }^{\circ}\text{C}$.
- Diameter på 1.3 cm.
- Ved veing fant en ut at 1 m av bunnfyllingslisten veier 3.81 g.
 - Under veing, som vist i figur 3.16, ble det tatt i bruk flere måleverktøyer for å verifisere at lengden og vekten var korrekt.

Det ble besluttet at bunnfyllingslisten skulle plasseres inni ytterkappen til navlestrengen. Dette gjorde at en fikk en fleksibel og håndterlig navlestreng som ikke ville sette seg fast i objekter under konkurransen. Ved nye beregninger av volumet til navlestrengen, tok en først utgangspunktet i volumet av 1 meter bunnfyllingslist. Dette for å se om oppdriftsmaterialet ville føre til en nøytral oppdrift på navlestrengen. Volumet til bunnfyllingslisten er gitt av ligningen 3.31.

$$V = \pi \left(\frac{d}{2}\right)^2 \cdot l = \pi \left(\frac{1.3\text{ cm}}{2}\right)^2 \cdot 100\text{ cm} \quad (3.31)$$

Noe som vil gi en total kraft \vec{F} , som gitt av ligning 3.32.

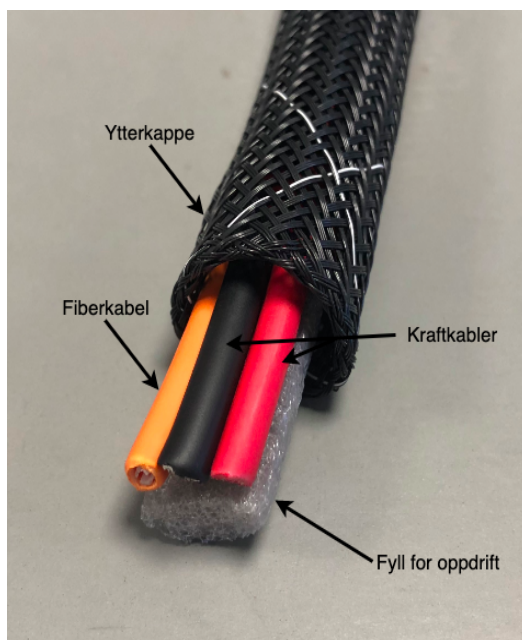
$$\vec{F}_{bunnfyll} = (1 \text{ g/cm}^3 \cdot 100 \text{ cm} \cdot \pi(\frac{1.3 \text{ cm}}{2})^2 - 3.81 \text{ g}) \cdot 9.81 \text{ m/s}^2 \quad (3.32)$$

$$\vec{F}_{bunnfyll} = \frac{128.9 \text{ g}}{1000} \cdot 9.81 \text{ m/s}^2 = 1.27 \text{ N} \quad (3.33)$$

Ut fra beregningene i ligning 3.33 vil oppdriften på 1 meter av bunnfyllingslisten være på 1.27 N. Ut fra ligning 3.30 har en at for å oppnå en nøytral oppdrift på navlestrengen har en et behov for 0.79 N i oppdriftskraft \vec{F}_o . For å finne ut hvor stor del av bunnfyllingslisten en må ta i bruk for å få en nøytral oppdrift bruker en ligning 3.34.

$$\vec{F}_{n\ddot{o}ytral} = \frac{\vec{F}_{navlestreng}}{\vec{F}_{bunnfyll}} = \frac{0.79 \text{ N}}{1.27 \text{ N}} = 0.622 \quad (3.34)$$

Ut fra ligning 3.34 ser en at det vil være behov for å bruke 62 % av bunnfyllingslisten for å få en nøytral oppdrift. Bunnfyllingslisten vil bli tilpasset for å oppnå en nøytral oppdrift. Den ferdigstilte navlestrengen med kraftkablene, fiberkabelen og bunnfyllingslisten inni ytterkappen blir vist i figur 3.17. En illustrasjon over hele navlestrengen uten påmonterte konnektorer er vist i figur 3.18.



Figur 3.17: Illustrasjon av innholdet i navlestrengen og ytterkappen.



Figur 3.18: Illustrasjon av den ferdigstilte navlestrengen uten påmonterte konnektorer.

3.5 Konklusjon

Vekten til navlestrengen vil være høyere enn den som ble beregnet i delkapittel 3.4.1 til å være 2.6 kg. Dette fordi en i den ferdigstilte navlestrengen vil ha strekkavlastere, konnektorer, krympestrømpe, bendsletråd, og klemhylser til skjøting av kabler. Ved å ta i bruk bendsletråd til å samle kablene i navlestrengen vil en spare vekt i forhold til hvis en hadde valgt å ta i bruk teip. Dette er en teknikk som blir tatt i bruk i blant annet flyindustrien og i båtindustrien. Knyteteknikker for kabelbunter er vist i figur 3.19



Figur 3.19: Illustrasjon av metoder å bruke bendsletråd på kabelbunter [35].

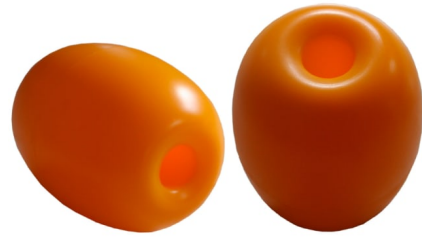
For å få en navlestreng som er nøytral i vann, slik at en ikke påvirker manøvreringsevnen til ROV-en, ble det sett på flere løsninger for bruk av oppdriftsmateriale.

Rørbeskyttelse i materialet polyetenskumplast fra Biltema var et alternativ som fantes i flere forskjellige størrelser. Det ble sett på muligheten til å ha den inni eller utenpå ytterkappen. Enten ved å kutte den i flere mindre deler eller bruke det i en hel lengde der en brukte teip til å lage en sammenføyning. Ved bruk av rørbeskyttelse ville en ha stivet mye av navlestrengen, og en ville ikke fått en så fleksibel navlestreng som en ønsker. Derfor ble det valgt at en ikke skulle ta i bruk rørbeskyttelse til oppdriftsmateriale i navlestrengen.



Figur 3.20: Rørbeskyttelse [11].

Det ble også sett på flere ulike flottører som kunne brukes utenpå navlestrengen. En så på skumfylte plastflottører fra Maritim båtutstyr, som vist i figur 3.21. Grunnen til at en ikke tok i bruk flottører var at disse ville være plassert utenpå navlestrengen, og gi et dårligere design enn med bunnfyllingslist fra Biltema. Disse ville gi en høyere vekt på navlestrengen, og en måtte ha tatt beregninger for hvilken avstand en måtte ha mellom flottørene for å oppnå en nøytral oppdrift. Det vil også kunne oppstå problemer ved at navlestrengen kan sette seg fast i objekter under konkurransen.



Figur 3.21: Flottør [53].

Navlestrengen er teoretisk beregnet, men ikke ferdig konstruert eller testet siden ROV-en ikke er ferdigstilt. Det vil derfor være nødvendig med en fullstendig test av navlestrengen når ROV-en er ferdig designet.

Kapittel 4

Mikrokontroller

Dette kapittelet tar for seg valg av mikrokontroller, samt oppsett av mikrokontrolleren ved hjelp av støtteverktøyet STM32CubeIDE. Mikrokontrolleren skal brukes til kommunikasjon ved bruk av SPI, PWM-signal for viftestyring, og måling av strømmen til motorene og mikro-ROV-en.

4.1 Valg av mikrokontroller

For å kunne kommunisere, styre, behandle data, sende og motta informasjon til de ulike systemene i ROV-en vil det bli tatt i bruk en mikrokontroller. En mikrokontroller er en liten datamaskin som er integrert i en IC-brikke¹. Hovedfunksjonene til mikrokontrolleren vil være å styre viftene, skru av og på motorkontrollene, måle strømtrekk til motorkontrollene, PWM-signal til alle motorkontrollene, styring av lys, og til kommunikasjon ved hjelp av SPI. Ved valg av mikrokontroller ble det sett på mikrokontrollere fra STMicroelectronics siden dette var en leverandør av mikrokontrollere som gruppen hadde kjennskap til fra tidligere. STMicroelectronics sine mikrokontrollere har sitt eget støtteverktøy STM32CubeIDE, som er en avansert C- eller C++-utviklingsplattform med periferkonfigurasjon, kodegenerering, kodekompilering og feilsøkingfunksjoner for STM32-mikrokontrollere [90]. Støtteverktøyet var mye til hjelp under valg av pinneoppsett som er oppsummert i signalbudsjettet i tabell 4.3. Støtteverktøyet STM32CubeIDE har også en HAL²-driver som ville gjøre programmeringen av mikrokontrolleren enklere.

¹Eng. **I**ntegrated **C**ircuit

²Eng. **H**ardware **A**bstraction **L**ayer

Kravene som ble satt for valg av mikrokontroller i delkapittel 1.6.2 blir listet opp under:

- Perifermoduler:
 - ADC-modul
 - * Til bruk for strømmåling
 - * Ha en tilfredsstillende oppløsning
 - * Inneholde minst 14 kanaler
 - TIM-modul
 - * For tidsbaserte avbrudd
 - * PWM-signalgenerering
 - * Inneholde minst 17 kanaler
 - SPI-modul
 - * Kommunikasjon til sensor kortet og Ethernet-modulen
 - * Måtte ha tilgjengelig to SPI-moduler
 - GPIO-modul
 - * Inneholde minst 16 pinner
- Være av typen STMicroelectronics
- Enkelt programmeringsspråk

Ut fra de overordnede kravene til mikrokontrolleren ble det valgt å se på to ulike måter å implementere mikrokontrolleren på kraftfordelingskortet. De to ulike typene som ble sett på var å ta i bruk et utviklingskort eller å implementere mikrokontrolleren direkte på kretskortet. Fordelene og ulempene med de ulike metodene er listet opp i tabell 4.1.

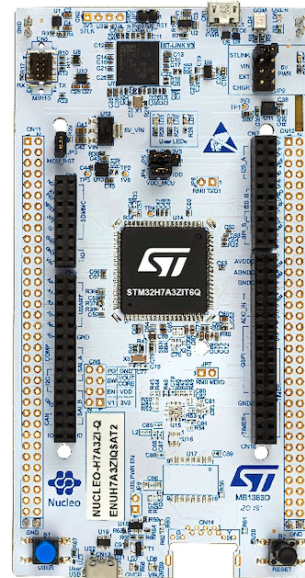
Tabell 4.1: Fordeler og ulemper å ta i bruk et utviklingskort, og ved å implementere mikrokontrolleren direkte på kretskortet.

Utviklingskort		Mikrokontroller direkte på kortet	
Fordeler	Ulemper	Fordeler	Ulemper
- Enkelt å implementere - Enkel å bytte - Kan programmeres ved hjelp av USB	- Tar større plass på kretskortet - Dyr - Har tilgjengelig tilleggselektronikk som ikke blir tatt i bruk	- Tar liten plass - Bredt utvalg - En kan ta i bruk alle innganger- og utganger	- Krever tilleggselektronikk - Tar lengere tid å bytte - Mye ekstra tid for å sette seg inn i oppsettet - Mye mer krevende utlegg

Siden det var krav til flere ulike perifermodule ble det å implementere en mikrokontroller direkte på kraftfordelingskortet komplisert og tidskrevende. Det ble derfor valgt å ta i bruk et utviklingskort som ikke hadde behov for tilleggslektronikk og oppfylte alle krav som var nødvendig for kommunikasjon, drift og styring. Det ble bestemt i UiS Subsea-prosjektet at en skulle se på utviklingskort av typen STM32 NUCLEO fra STMicroelectronics. Valget falt dermed på utviklingskortet NUCLEO-H7A3ZI-Q, produsert av STMicroelectronics [93], som er vist i figur 4.1. Mikrokontrolleren STM32H7A3ZIT6Q [92] var implementert på utviklingskortet NUCLEO-H7A3ZI-Q.

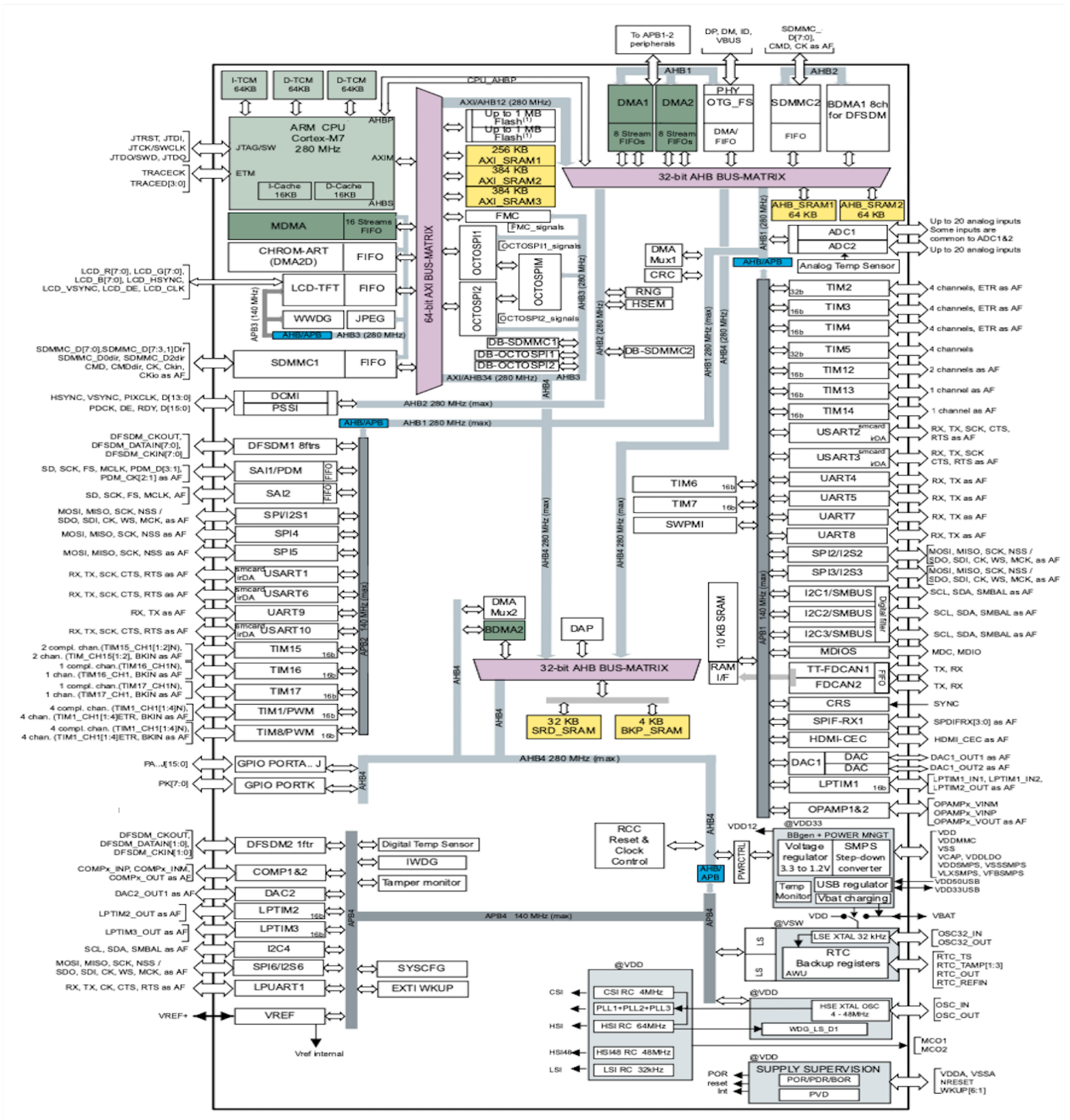
De viktigste spesifikasjonene til mikrokontrolleren STM32H7A3ZIT6Q:

- Mikroprosessor: ARM Cortex-M7
- Databredde: 32 bit
- Klokkefrekvens: 280 MHz
- Programminne (Flash-minne): 2 Mbyte
- Dataminne (SRAM-minne): 1.18 Mbyte + 4 kbyte
- 19 x TIM-moduler
- 2 x ADC-moduler
- 6 x SPI-moduler



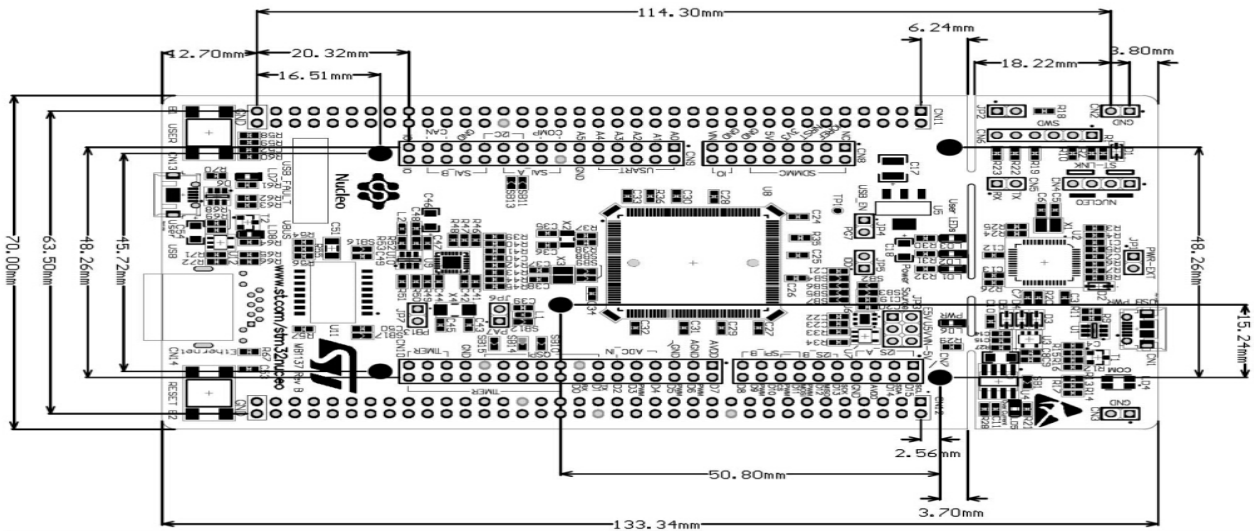
Figur 4.1: Utviklingskortet NUCLEO-H7A3ZI-Q [93].

I figur 4.2 blir et detaljert blokkskjema av STM32H7A3xI/G serien vist. Kjernen på mikrokontrolleren STM32H7A3ZIT6Q er av typen ARM Cortex-M7 og er vist i blokkskjema i figur 4.2. Blokkene som ligger utenfor kjernen og ikke er minnemoduler blir kalt for perifermodule.



Figur 4.2: Blokkdiagram av mikrokontrolleren hentet fra databladet [95].

Det var behov for å gå opp i størrelse på utviklingskortet for å få nok pinner og perifermodule til alle funksjonene mikrokontrolleren skulle styre og drifte. Størrelsen på utviklingskortet er vist i figur 4.3 under.



Figur 4.3: Målene til utviklingskortet NUCLEO-H7A3ZI-Q [94].

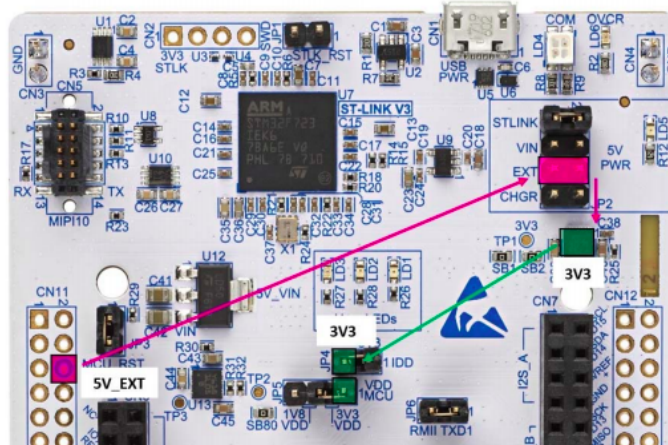
Ut fra figur 4.3 ser en at utviklingskortet NUCLEO-H7A3ZI-Q vil være den komponenten på kraftfordelingskortet som vil ta fysisk størst plass.

4.1.1 Valg av spenning til utviklingskortet

Utviklingskortet NUCLEO-H7A3ZI-Q har fem ulike muligheter for strømforsyning. De ulike mulighetene for å forsyne utviklingskortet er hentet fra databladet [94] og blir listet opp under:

- En datamaskin koblet til CN1 via en USB-kabel, dette er standardinnstillingen for utviklingskortet.
- En ekstern 7-11 V kraftforsyning koblet til CN8 pinne 15 eller CN11 pinne 24.
- En ekstern 5 V kraftforsyning koblet til CN11 pinne 6.
- En ekstern 5 V USB-strømforsyning (*5V_USB_CHGR*) koblet til CN1.
- En ekstern 3.3 V kraftforsyning (*3V3*) koblet til CN8 pinne 7 eller CN11 pinne 16.

Det ble valgt å bruke en ekstern 5 V kraftforsyning koblet til CN11 pinne 6. Ved å velge en ekstern 5 V kraftforsyning ville en kunne velge en mindre 3.3 V-regulator i delkapittel 2.2.4. En ekstern 3.3 V kraftforsyning ville ikke ha hatt en strømforsyning som forsyner ST-LINK, noe som gjør at programmerings- og feilsøkingfunksjonene på utviklingskortet ikke er tilgjengelig. Illustrasjon av strømforsyning via en ekstern 5 V *5V_EXT* er vist i figur 4.4.



Figur 4.4: Strømforsyning fra 5V_EXT på utviklingskortet [94].

Ut fra figur 4.4 ser en at utviklingskortet tar inn en 5 V-spenning på 5V_EXT, og har en intern 3.3 V-spenningsregulator. Dette er noe som gjør at en får en nøyaktig og stabil 3.3 V-spenning VDD på utviklingskortet.

4.1.2 Signalbudsjett

Det ble satt opp et pinneoppsett for mikrokontrolleren ved hjelp av støtteverktøyet STM32CubeIDE. Kravene en hadde til mikrokontrolleren kommer fram fra det overordnede blokkdiagrammet 1.23 til ROV-en og delkapittel 1.6.1 der en tar for seg oppbyggingen av kraftoverføring og fordelingsystemet i sin helhet:

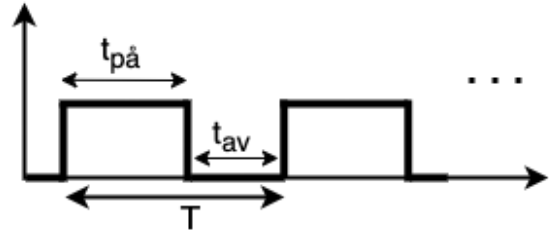
- 14 ADC-innganger for strømmåling til alle motorene og mikro-ROV-en.
- 13 PWM-signal til motorkontrollene.
- 1 PWM-signal til viftene brukt for kjøling av regulatoren på 800 W.
- 2 PWM-signal til viftene på øvre og nedre plan i elektronikkhuset.
- 1 PWM-signal til lysdriver.
- 14 GPIO-pinner til påslag av strømsikringer.
- 1 SPI-modul for kommunikasjon mellom sensorkortet og kraftfordelingskortet.
- 1 SPI-modul for kommunikasjon mellom Ethernet-modulen og kraftfordelingskortet.

For å skille mellom de ulike motorene som er tatt i bruk på ROV-en ble det brukt forkortelsen TV for thruster vertikal, TH for thruster horisontal, og M for manipulator. For motoren til kabeltrommelen til mikro-ROV-en ble forkortelsen MT brukt, og for mikro-ROV-en ble forkortelsen uROV brukt. Alle motorene har hvert sitt signal for påslag, PWM-signal og ADC-inngang, og mikro-ROV-en har et signal for påslag og en ADC-inngang.

Det ble tatt i bruk PWM-signal for å justere hastigheten til motorene og viftene. En tok også i bruk PWM-signal for lysdriveren for å kunne dimme de utvendige lysene. Dette førte til at en hadde behov for flere ulike TIM-moduler på mikrokontrolleren.

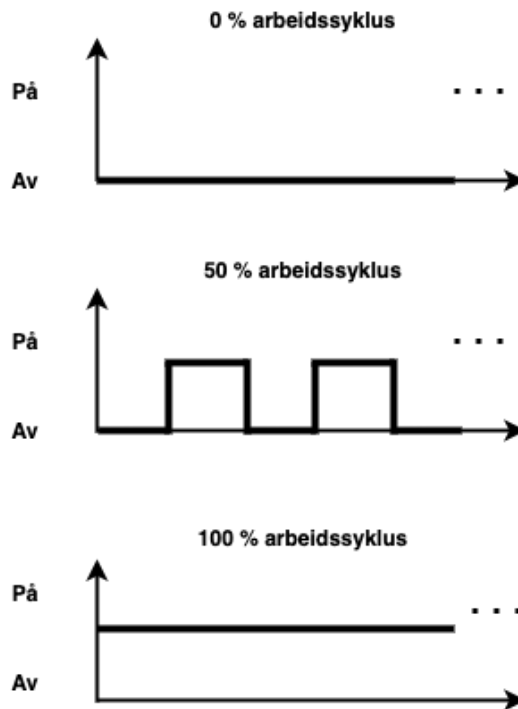
Et PWM-signal er et analogt signal som blir generert fra mikrokontrolleren som en firkantpuls med variabel bredde. Det vil bli sendt ut en firkantpuls for hver periode T , som vist i figur 4.5. Pulsbredden $t_{på}$ til firkantpulsene varierer ut fra arbeidssyklusen gitt av ligning 4.1.

$$\text{Arbeidssyklus} = D = \frac{t_{på}}{T} \cdot 100\% \quad (4.1)$$



Figur 4.5: Illustrasjon av firkantpuls.

Pulsbredden $t_{på}$ kan variere fra 0% til 100%, dette er vist i figur 4.6.



Figur 4.6: Illustrasjon av PWM-signal ved 0%, 50% og 100% arbeidssyklus.

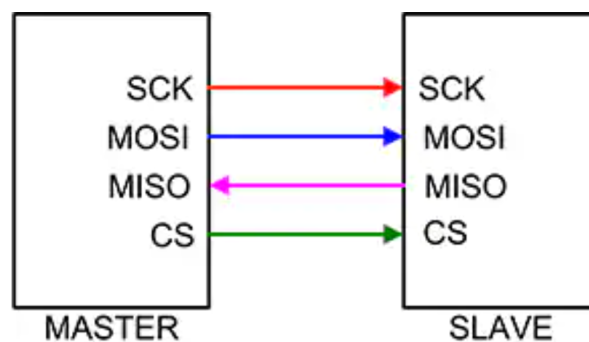
Det ble tatt i bruk SPI-kommunikasjon til sensorkortet og Ethernet-modulen. Det ble valgt å bruke SPI1-modulen for kommunikasjon til sensorkortet, og SPI3-modulen til Ethernet-modulen. SPI-modulene som er valgt å ta i bruk blir vist i blokkskjema i figur 4.2.

SPI er en synkron seriell kommunikasjonsmetode som brukes for intern kommunikasjon mellom elektronikk

på korte distanser. Det at det er en seriell kommunikasjonsmetode betyr at den sender dataene sekvensielt, altså bit for bit. Ved oppsett av en SPI-modul setter en opp følgende kanaler:

- **SCLK**³: Bitstrømmen som er synkronisert med klokkesignalet.
- **MOSI**⁴: Serielle data ut fra master.
- **MISO**⁵: Serielle data inn til master.
- **CS**⁶: Aktiveringssignal for en slave.

Ved bruk av SPI til kommunikasjon har en behov for et aktiveringssignal fra masteren. Dette aktiveringssignalet kommer fra en GPIO-pinne som settes lavt når masteren sender data til eller mottar data fra slaven. Oppsettet som ble valgt for kommunikasjon mellom sensorkortet og Ethernet-modulen til kraftfordelingskortet var en master og en slave. Oppsettet blir vist i figur 4.7.



Figur 4.7: Illustrasjon av oppsettet til SPI-kommunikasjon hentet fra [5].

For å enklest mulig skille mellom SPI-modulene til Ethernet-modulen og sensorkortet ble det valgt å bruke forkortelser. Til Ethernet-modulen ble det valgt å bruke forkortelsen ETH, og til SPI-kommunikasjon til sensorkortet ble det valgt å bruke forkortelsen SEN.

ADC-en ble tatt i bruk for strømmåling av motorene og mikro-ROV-en. Mikrokontrolleren STM32H7A3ZIT6Q inneholder to ADC-moduler, der hver modul inneholder opptil 20 eksterne kanaler. Noen av disse kanalene vil overlape hverandre, som vist i figur 4.2. En ADC gjør analoge signaler om til digitale signaler slik at mikrokontrolleren kan lese verdiene. ADC-en fungerer som et grensesnitt når en går fra et analogt signal med kontinuerlig verdiområde, til et digitalt signal med diskrete verdier. Det finnes flere ulike typer ADC, som har ulike egenskaper. Det blir valgt å se på noen av disse, hvor en tar for seg hastigheten, kostnaden og støyfølsomheten til de ulike typene. Disse blir listet opp i tabell 4.2.

³Eng. Serial Clock

⁴Eng. Master Out Slave In

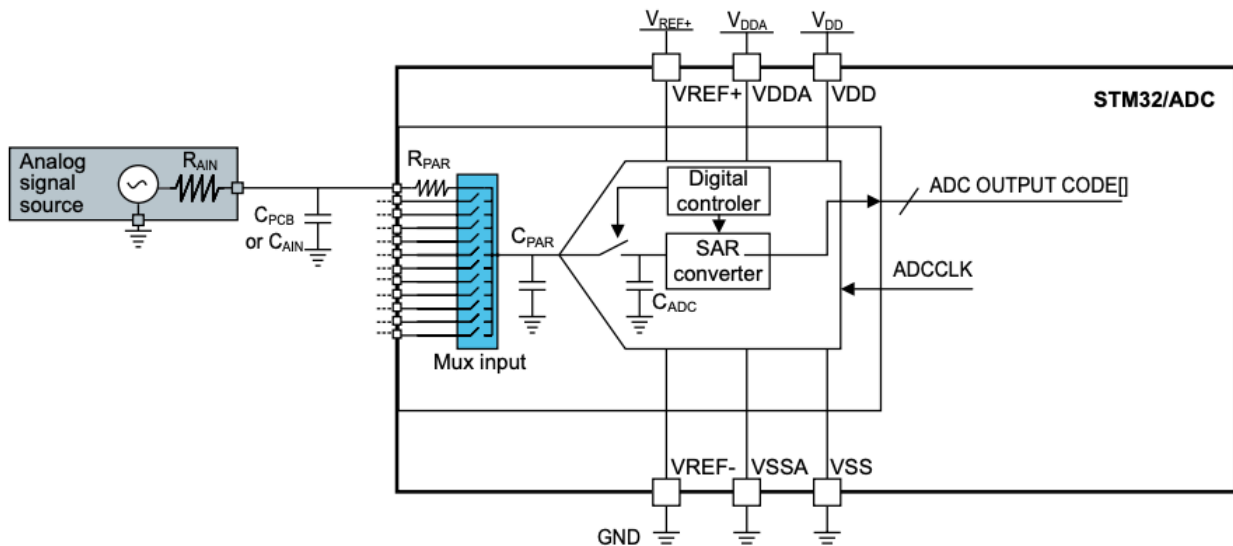
⁵Eng. Master In Slave Out

⁶Eng. Chip Select

Tabell 4.2: Ulike typer ADC [106].

Type	Hastighet	Kostnad	Støyfølsomhet
Dual Slope	Treg	Middels	Lav
Ramp	Treg	Middels	Lav
Successive Approximation	Middels-rask	Lav	Høy
Flash	Veldig rask	Høy	Høy

Ut fra tabell 4.2 ser en at en ADC av typen SAR⁷ vil være et foretrukket valg. ADC-en som er innebygd i mikrokontrolleren STM32H7A3ZIT6Q som ble valgt er av typen SAR. Et blokkdiagram av den overordnede oppbygningen av SAR-ADC-en som er implementert i mikrokontrolleren STM32H7A3ZIT6Q er vist i figur 4.8.

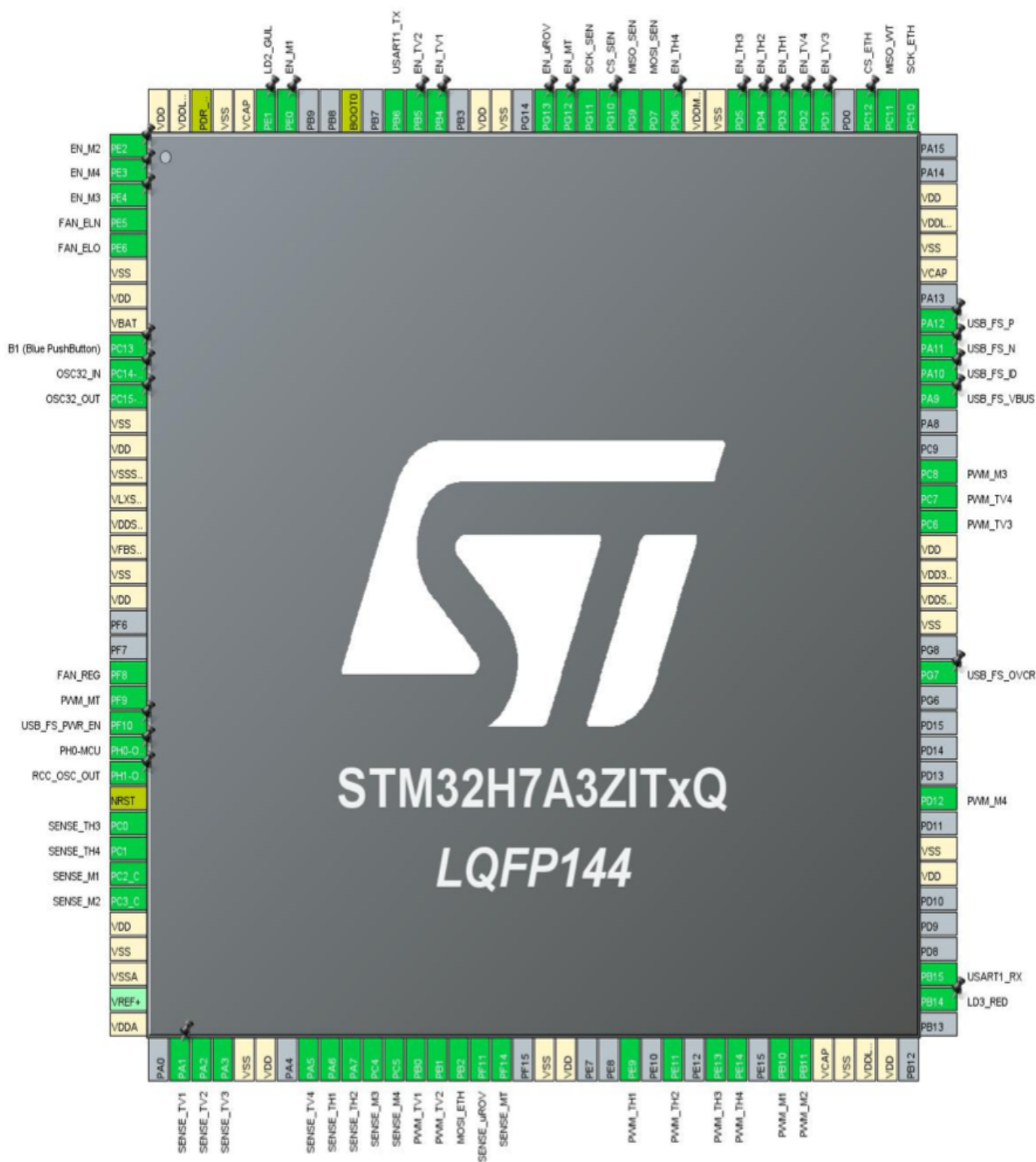


Figur 4.8: Illustrasjon av SAR-ADCen i mikrokontrolleren [89].

De 14 kanalene som ble tatt i bruk til ADC-måling ble fordelt ved å ha åtte kanaler på ADC1 og seks kanaler på ADC2. ADC-modulene settes opp med en klokkefrekvens på 25 MHz og en 12-bits oppløsning.

Ut fra behovsspesifikasjonene over ble det bestemt et pinneoppsett for mikrokontrolleren for å sikre seg at en hadde nok tilgjengelige pinner til å oppfylle kravene som var satt. Pinneoppsettet ble laget ved hjelp av støtteverktøyet STM32CubeIDE. Ut fra pinneoppsettet en satt opp grafisk i STM32CubeIDE ble signalbudsjettet i tabell 4.3 laget, og det ble generert et bilde av pinneoppsettet til mikrokontrolleren som vist i figur 4.9.

⁷Eng. Successive Approximation Register



Figur 4.9: Pinneoppsett for mikrokontrolleren STM32H7A3ZIT6Q.

Tabell 4.3: Signalbudsjett for pinnene i mikrokontrolleren STM32H7A3ZIT6.

Register	Pinne nr.	I/O	Perifermodul	Navn	Beskrivelse
PA1	38	I	<i>ADC1_INP17</i>	<i>SENSE_TV1</i>	Strømmåling vertikal thruster 1
PA2	39	I	<i>ADC1_INP14</i>	<i>SENSE_TV2</i>	Strømmåling vertikal thruster 2
PA3	40	I	<i>ADC1_INP15</i>	<i>SENSE_TV3</i>	Strømmåling vertikal thruster 3
PA5	44	I	<i>ADC1_INP19</i>	<i>SENSE_TV4</i>	Strømmåling vertikal thruster 4
PA6	45	I	<i>ADC2_INP3</i>	<i>SENSE_TH1</i>	Strømmåling horisontal thruster 1
PA7	46	I	<i>ADC1_INP7</i>	<i>SENSE_TH2</i>	Strømmåling horisontal thruster 2
PB0	49	O	<i>TIM3_CH3</i>	<i>PWM_TV1</i>	PWM signal til vertikal thruster 1
PB1	50	O	<i>TIM3_CH4</i>	<i>PWM_TV2</i>	PWM signal til vertikal thruster 2
PB2	51	O	<i>SPI3_MOSI</i>	<i>MOSI_ETH</i>	Serielle data ut fra master til Ethernet-modul
PB4	131	O	<i>GPIO_output</i>	<i>EN_TV1</i>	Påslag av vertikal thruster 1
PB5	132	O	<i>GPIO_output</i>	<i>EN_TV2</i>	Påslag av vertikal thruster 2
PB10	66	O	<i>TIM2_CH3</i>	<i>PWM_M1</i>	PWM signal til manipulator 1
PB11	67	O	<i>TIM2_CH4</i>	<i>PWM_M2</i>	PWM signal til manipulator 2
PB15	75	O	<i>TIM12_CH2</i>	<i>PWM_LT</i>	PWM signal lys
PC0	28	I	<i>ADC2_INP10</i>	<i>SENSE_TH3</i>	Strømmåling horisontal thruster 3
PC1	29	I	<i>ADC1_INP11</i>	<i>SENSE_TH4</i>	Strømmåling horisontal thruster 4
PC2_C	30	I	<i>ADC2_INP0</i>	<i>SENSE_M1</i>	Strømmåling manipulator 1
PC3_C	31	I	<i>ADC2_INP1</i>	<i>SENSE_M2</i>	Strømmåling manipulator 2
PC4	47	I	<i>ADC2_INP4</i>	<i>SENSE_M3</i>	Strømmåling manipulator 3
PC5	48	I	<i>ADC1_INP8</i>	<i>SENSE_M4</i>	Strømmåling manipulator 4
PC6	93	O	<i>TIM3_CH1</i>	<i>PWM_TV3</i>	PWM signal til vertikal thruster 3
PC7	94	O	<i>TIM3_CH2</i>	<i>PWM_TV4</i>	PWM signal til vertikal thruster 4
PC8	95	O	<i>TIM8_CH3</i>	<i>PWM_M3</i>	PWM signal til manipulator 3
PC10	109	O	<i>SPI3_SCK</i>	<i>SCK_ETH</i>	Bitstrømmen som er synkronisert med klokkesignalet
PC11	110	I	<i>SPI3_MISO</i>	<i>MISO_ETH</i>	Serielle data inn til master fra Ethernet-modul
PC12	111	O	<i>SPI3_CS</i>	<i>CS_ETH</i>	Aktiveringssignal til Ethernet-modul
PD1	113	O	<i>GPIO_output</i>	<i>EN_TV3</i>	Påslag av vertikal thruster 3
PD2	114	O	<i>GPIO_output</i>	<i>EN_TV4</i>	Påslag av vertikal thruster 4
PD3	115	O	<i>GPIO_output</i>	<i>EN_TH1</i>	Påslag av horisontal thruster 1
PD4	116	O	<i>GPIO_output</i>	<i>EN_TH2</i>	Påslag av horisontal thruster 2
PD5	117	O	<i>GPIO_output</i>	<i>EN_TH3</i>	Påslag av horisontal thruster 3
PD6	120	O	<i>GPIO_output</i>	<i>EN_TH4</i>	Påslag av horisontal thruster 4
PD7	121	O	<i>SPI1_MOSI</i>	<i>MOSI_SEN</i>	Serielle data ut fra master til sensorkortet
PD12	82	O	<i>TIM4_CH1</i>	<i>PWM_M4</i>	PWM signal til manipulator 4

Register	Pinne nr.	I/O	Perifermodul	Navn	Beskrivelse
PE0	138	O	<i>GPIO_output</i>	<i>EN_M1</i>	Påslag av manipulator 1
PE2	1	O	<i>GPIO_output</i>	<i>EN_M2</i>	Påslag av manipulator 2
PE3	2	O	<i>GPIO_output</i>	<i>EN_M3</i>	Påslag av manipulator 3
PE4	3	O	<i>GPIO_output</i>	<i>EN_M4</i>	Påslag av manipulator 4
PE5	4	O	<i>TIM15_CH1</i>	<i>FAN_ELN</i>	Viftestyring, nedre plan
PE6	5	O	<i>TIM15_CH2</i>	<i>FAN_ELO</i>	Viftestyring, øvre plan
PE9	59	O	<i>TIM1_CH1</i>	<i>PWM_TH1</i>	PWM signal til horisontale thruster 1
PE11	61	O	<i>TIM1_CH2</i>	<i>PWM_TH2</i>	PWM signal til horisontale thruster 2
PE13	63	O	<i>TIM1_CH3</i>	<i>PWM_TH3</i>	PWM signal til horisontale thruster 3
PE14	64	O	<i>TIM1_CH4</i>	<i>PWM_TH4</i>	PWM signal til horisontale thruster 4
PF8	22	O	<i>TIM13_CH1</i>	<i>FAN_REG</i>	Viftestyring for spenningsregulator 800 W
PF9	23	O	<i>TIM14_CH1</i>	<i>PWM_MT</i>	PWM signal til motor til Mikro-ROV trommel
PF11	52	I	<i>ADC1_INP2</i>	<i>SENSE_uROV</i>	Strømmåling Mikro-ROV
PF14	53	I	<i>ADC2_INP6</i>	<i>SENSE_MT</i>	Strømmåling Mikro-ROV motor trommel
PG9	122	I	<i>SPI1_MISO</i>	<i>MISO_SEN</i>	Serielle data inn til master fra sensorkortet
PG10	123	O	<i>SPI1_CS</i>	<i>CS_SEN</i>	Aktiveringssignal til sensorkortet
PG11	124	O	<i>SPI1_SCK</i>	<i>SCK_SEN</i>	Bitstrømmen som er synkronisert med klokkesignalet
PG12	125	O	<i>GPIO_output</i>	<i>EN_MT</i>	Påslag av motor til trommel for mikro-ROV
PG13	126	O	<i>GPIO_output</i>	<i>EN_uROV</i>	Påslag av mikro-ROV

4.2 Konklusjon

Ved valg av mikrokontroller var det viktig med godt samarbeid og kommunikasjon mellom gruppene i prosjektet som hadde ansvar for å lage programkode til mikrokontrolleren. Det ble valgt å se på utviklingskort av typen STM32 Nucleo fra STMicroelectronics på bakgrunn av behovene og spesifikasjonene som ble satt av gruppene i UiS Subsea-prosjektet. Utviklingskortet NUCLEO-H7A3ZI-Q som ble valgt oppfylte alle krav til funksjonalitet og spesifikasjoner fra UiS Subsea-prosjektet. Dette ville ta stor plass på kraftfordelingskortet, noe som kunne bli en utfordring når en skulle lage utlegget.

Ut fra kravene som ble satt ser en at det var behov for mange ADC-innganger, TIM-moduler for generering av PWM-signal, og to SPI-moduler, samt flere GPIO-pinner. Det ble laget et signalbudsjett for pinneoppsettet i mikrokontrolleren ut fra kravene som var satt.

Kapittel 5

Strømmåling

Dette kapittelet omhandler valg av strømsikringer, som vil bli tatt i bruk for strømmålinger og ved store strømtrekk på motorene og mikro-ROV-en. Det vil også ta for seg konstruksjon og analyse av strømkrets, og første ordens lavpassfilter som skal fungere som et anti-nedfoldingsfilter.

5.1 Valg av Strømsikringer

Under planleggingen av ROV-en ble det bestemt at den skulle bli utstyrt med åtte fremdriftsmotorer for navigering, fire motorer til å styre manipulatorarmen, og en motor for å styre kabeltrommelen til mikro-ROV-en. Den viktigste faktoren for å ta i bruk strømmåling på motorene er for å kunne overvåke at motorene til enhver tid er innenfor det totale effektforbruket gitt i delkapittel 2.2, samt sørge for at hver motor ikke går over det maksimale strømtrekket. Kraftfordelingskortet er utstyrt med to spenningsregulatorer som kan gi ut 800 W hver. Motorgruppen [62] lager en reguleringsalgoritme for å begrense at det maksimale effektforbruket blir totalt 1200 W samlet på de to spenningsregulatorene som skal forsyne motorene. Det ble valgt å dele motorene mellom de to 800 W-regulatorene, som beskrevet i delkapittel 2.2. Dette blir listet opp under, der en også ser det totale effektforbruket på hver av spenningsregulatorene:

- **800 W-regulator (VM):**

- 4x vertikale fremdriftsmotorer på 200 W hver, det ble derfor valgt en brytningsverdi på strømsikringene til hver motor på 16 A.

- * Gir et totalt effektforbruk på $4 \cdot 200 \text{ W} = 800 \text{ W}$

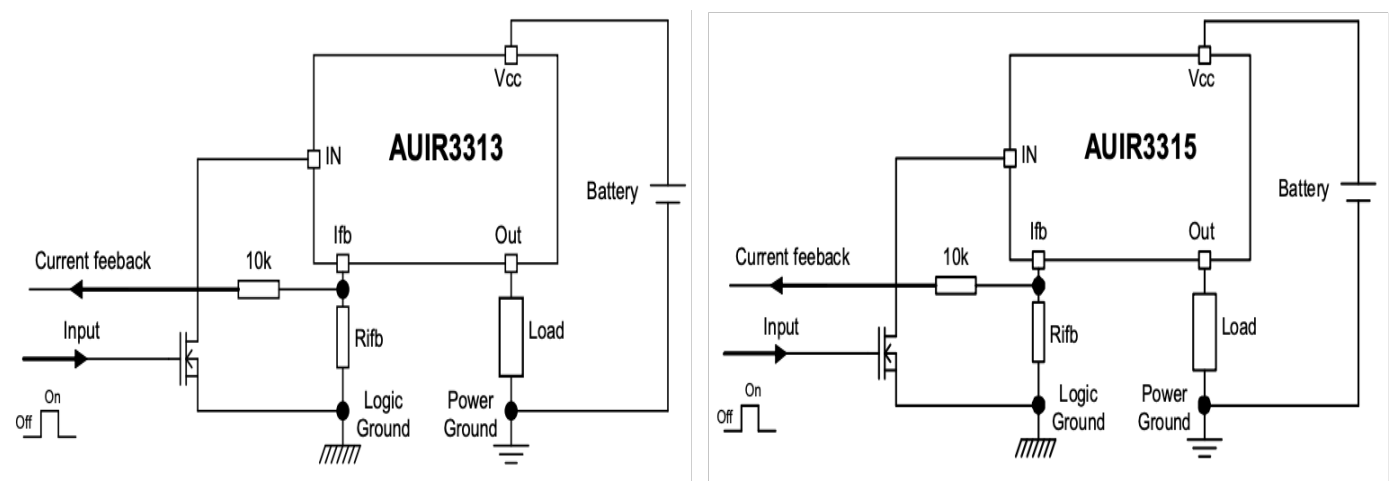
- **800 W-regulator:**

- 4x horisontale fremdriftsmotorer på 200 W hver, det ble derfor valgt en brytningsverdi på strømsikringene til hver motor 16 A.
- 4x motorer til manipulatorarmen på 135 W hver, det ble derfor valgt en brytningsverdi på strømsikringene til hver motor 12 A.

- 1x motor for å styre kabeltrommelen til mikro-ROV-en på 135 W, det ble derfor valgt en brytningsverdi på strømsikringen på 12 A.

$$* \text{ Gir et totalt effektforbruk på } 4 \cdot 200 \text{ W} + 5 \cdot 135 \text{ W} = 1475 \text{ W}$$

Totalt vil motorene kunne yte mer effekt enn 1200 W, som var satt som grensen for de to spenningsregulatorene til sammen. Det er derfor viktig å begrense effekten til enhver tid. Det ble diskutert ulike metoder for å begrense det totale effektforbruket til spenningsregulatorene. Det ble konkludert med at ved å kunne styre hver enkelt motor separat ville føre til en sikrere og en mer stabil drift av ROV-en. I tillegg til å ha strømmåling på alle motorene ble det valgt å ha strømmåling for mikro-ROV-en. Dette fordi det i MATE-konkurransemanual [16] er satt en begrensning av strømtilførselen tilført mikro-ROV-en på 7.5 A. Sikringsverdiene ble satt til 16 A på motorene som kan yte en maksimal effekt på 200 W, 12 A for motorene som kan yte en maksimal effekt på 135 W, mens til mikro-ROV-en ble sikringsverdien satt til 7.5 A. For å realisere strømmålingene ble det sett på flere ulike komponenter og måter å realisere dette på. Valget falt tilslutt på AUIR3313(S) og AUIR3315(S) som tilhører *Automotive Smart High-side Switch, PROFET™* serien. Disse strømsikringene ble brukt i 2019 [68], og fungerte bra til formålet. Det ble derfor konkludert med at de ville fungere bra i år også. AUIR3313(S) og AUIR3315(S) er smarte strømbrytere som blir benyttet i bilindustrien. Disse er designet til å bryte kretsen ved høye strømtrekk, samt at de har innebygde funksjoner som strømmåling og statusovervåking. Den typiske oppkoblingen til strømsikringene AUIR3313(S) og AUIR3315(S) er vist i figur 5.1.



Figur 5.1: Typisk oppkobling av AUIR3313(S) og AUIR3315(S) fra databladene [76] og [77].

Den typiske oppkoblingen fra figur 5.1 for AUIR3313(S) og AUIR3315(S) er hentet fra databladene [76] og [77]. En ser ut fra databladene til strømsikringene at disse oppkoblingene er lik for begge typene. Strømsikringenes Ifb¹-pinner er brukt for strømmåling, samt for å sette strømsikringsverdien. Strømmen ut på Ifb-pinnen for AUIR3313(S) er omtrent 8800² ganger mindre enn strømmen som faktisk blir målt, mens for AUIR3315(S) er strømmen omtrent 2800 ganger mindre enn den faktiske strømmen som måles. Ut fra den typiske oppkoblingen

¹Eng. Maximum Feedback Current

²Strømforhold = Eng. Current Ratio

i figur 5.1 til strømsikringene har den faste motstanden R_1 en verdi på $10\text{ k}\Omega$. Strømsikringene blir aktivert når IN-pinnen på strømsikringene blir satt aktivt lavt av transistoren. Dette vil si at IN-pinnen blir koblet mot jord. Det står i databladene til strømsikringene [76] og [77] at strømmen på sikringene brytes hvis $V_{ifb} - V_{IN} \geq 4.7\text{ V}$. Dette vil si at strømsikringene bryter kretsen ved en verdi på $V_{ifb} \geq 4.7\text{ V}$, da V_{IN} vil være koblet til jord når sikringen er aktivert. IN-pinnen har en intern opptrekksmotstand³ på $80\ \Omega$ opp mot V_{CC} som skal nullstille strømsikringene hvis sikringen ryker ved høye strømmer, som vist i det funksjonelle blokkdiagrammet til strømsikringene fra databladene [76] og [77].

For å se hvilken strømsikring som er best egnet til bruk for motorene og mikro-ROV-en blir spesifikasjonene til de valgte strømsikringene AUIR3313(S) og AUIR3315(S) belyst under.

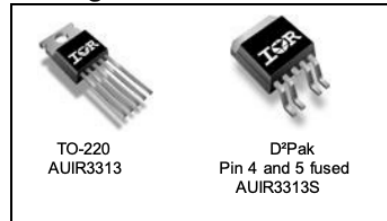
AUIR3313(S)

AUIR3313(S) kan bryte strømmer i området 10-90 A, og fungerer ved spenninger fra 6 til 32 V. Den har en relativt lav ledemotstand $R_{ds(on)}$ som er maksimalt på $7\text{ m}\Omega$. $R_{ds(on)}$ blir målt mellom V_{CC} og Out-pinnen på strømsikringen. Motorene blir forsynt med 12 V, og vil ha sikringsverdier på 12 A og 16 A, det ble derfor valgt å ta i bruk strømsikringen AUIR3313(S). For at strømsikringene skulle opp-ta minst mulig plass på kraftfordelingskortet ble det valgt å ta i bruk pakningstypen D2Pak-5-Leads som er overflatemontert. Spesifikasjonene som lå til grunn for at denne ble valgt å ta i bruk for motorene blir vist i figur 5.2.

Product Summary

Rds(on)	7 mΩ max.
Vcc op.	6 to 32V
Current Ratio	8800
Prog. Ishutdown	10 to 90A
Vclamp	40V

Packages



Figur 5.2: Spesifikasjoner for AUIR3313(S) [76].

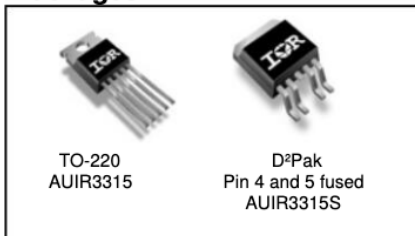
AUIR3315(S)

AUIR3315(S) kan bryte strømmer i området 3-30 A, og fungerer ved spenninger fra 6 til 32 V. Den har en litt høyere ledemotstand enn AUIR3313(S) på $20\text{ m}\Omega$ og ble dermed ikke tatt i bruk på motorene. Mikro-ROV-en blir forsynt med 12 V, og skal trekke maksimalt 6 A, det passer derfor godt å bruke denne til dette formålet. Ut fra spesifikasjoner gitt av mikro-ROV-gruppen bestående av G. A. S. Kindingstad og M. R. Helgesen [69] ble det valgt å ta i bruk en sikringsverdi til mikro-ROV-en på 7.5 A. Det ble også her valgt å ta i bruk pakningstypen D2Pak-5-Leads. Spesifikasjonene som lå til grunn for at denne ble valgt å ta i bruk for mikro-ROV-en blir vist i figur 5.3.

Product Summary

Rds(on)	20 mΩ max.
Vcc op.	6 to 32V
Current Ratio	2800
Prog. Ishutdown	3 to 30A
Vclamp	40V

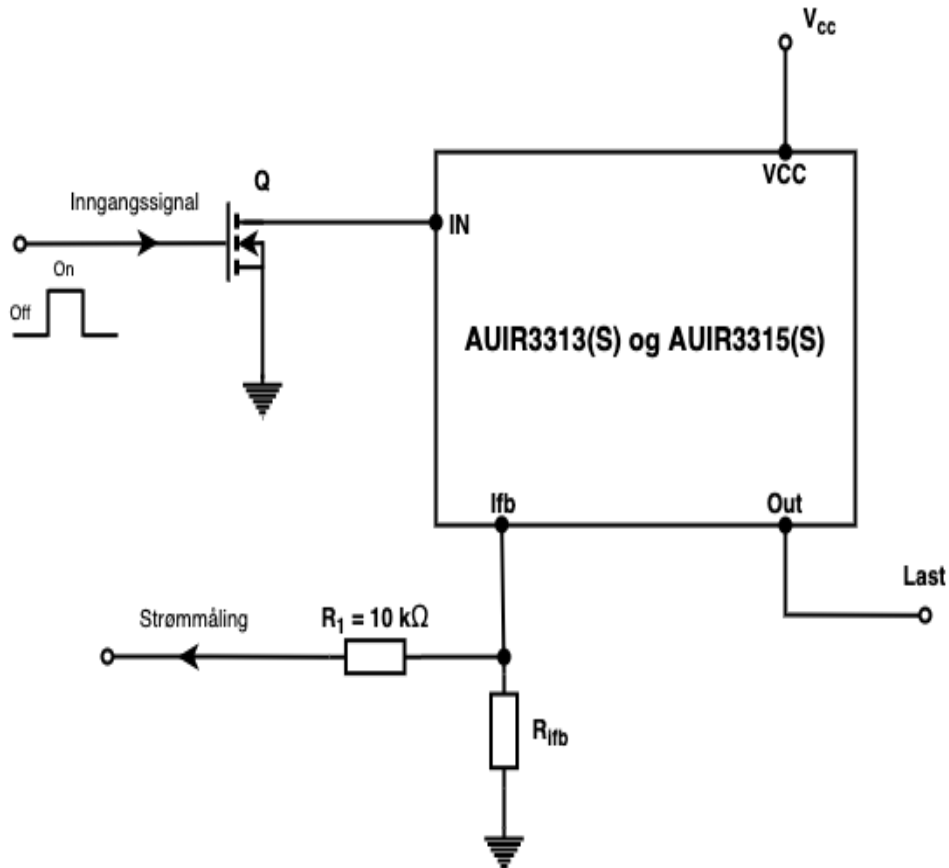
Packages



Figur 5.3: Spesifikasjoner for AUIR3315(S) [77].

³Eng. Pull-Up resistor

Strømsikringene bryter strømmen når spenningen inn på Ifb-pinnen er $V_{ifb} = 4.7$ V. For at strømsikringene skal bryte strømmen ved de valgte sikringsverdiene på 7.5 A, 12 A og 16 A, måtte en sette brytningsverdien ved hjelp av motstandsverdien til R_{ifb} som vist i figur 5.4.



Figur 5.4: Modifisert krets av AUIR3313(S) og AUIR3315(S) tilpasset strømkretsen [76] og [77].

Figur 5.4 viser den modifiserte kretsen av strømsikringene. Det vil bli tatt utgangspunkt i denne for videre beregninger i kapitlet.

Beregning av R_{ifb} for alle sikringsverdiene:

Strømmen ut av Ifb-pinnen I_{ifb} på strømsikringene er gitt av ligning 5.1.

$$I_{ifb} = \frac{I_{last}}{\text{Strømforhold}} \quad (5.1)$$

Motstandsverdien R_{ifb} for å bryte strømmen til sikringen blir gitt av ligning 5.2. Bruker I_{ifb} fra ligning 5.1

til å regne ut R_{ifb} .

$$R_{ifb} = \frac{V_{ifb}}{I_{ifb}} \quad (5.2)$$

For å finne beregnede verdiene for I_{ifb} og R_{ifb} for strømsikringen med en brytningsverdi på 16 A tar en i bruk ligning 5.1 og ligning 5.2.

$$I_{ifb} = \frac{16 \text{ A}}{8800} = 1.82 \text{ mA} \quad (5.3)$$

$$R_{ifb} = \frac{4.7 \text{ V}}{1.82 \text{ mA}} = 2585 \Omega \quad (5.4)$$

De samme beregningene blir utført for 7.5 A og 12 A. I_{ifb} og R_{ifb} for hver av sikringsverdiene 7.5 A, 12 A og 16 A er listet opp i tabell 5.1.

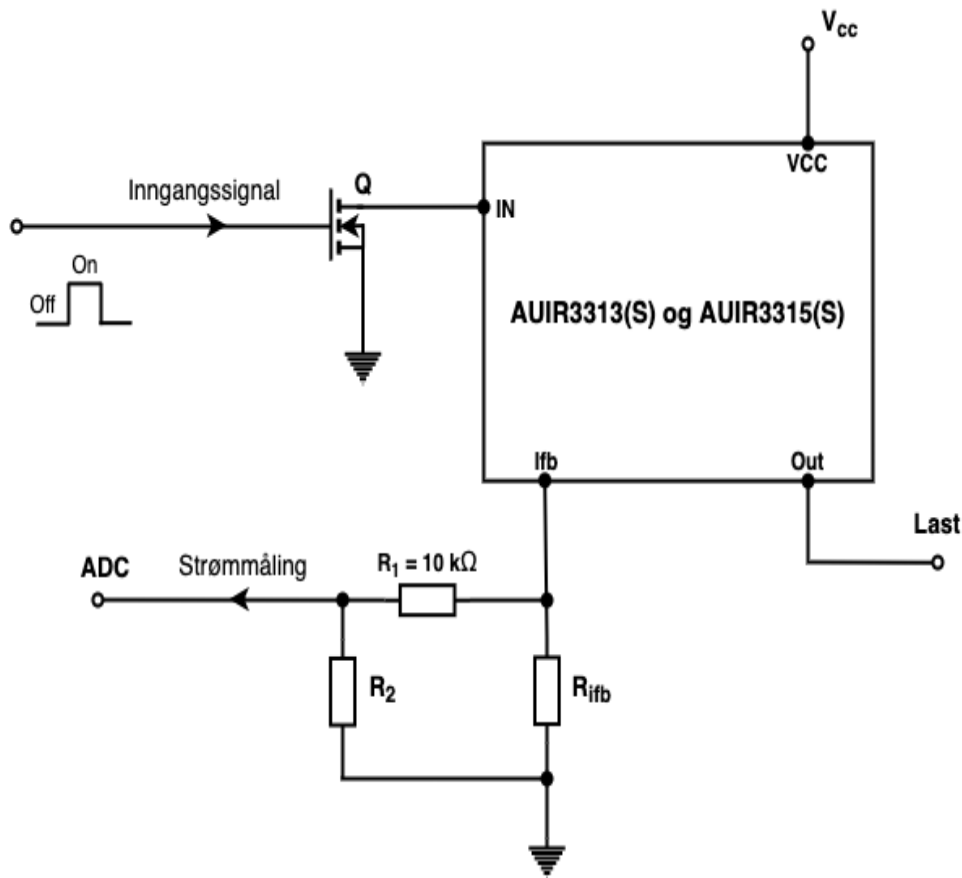
Tabell 5.1: Beregnet verdi for I_{ifb} og R_{ifb} ved sikringsverdiene 7.5 A, 12 A og 16 A.

Sikringsverdi	Strømfaktor	I_{ifb}	R_{ifb}
7.5 A	2800	2.68 mA	1755 Ω
12 A	8800	1.36 mA	3447 Ω
16 A	8800	1.82 mA	2585 Ω

Ut fra tabell 5.1 får en motstandsverdiene på R_{ifb} som gir brytningsverdiene til strømsikringene, ut fra den modifiserte kretsen i figur 5.4. Det er ved en spenningsverdi ut på Ifb-pinnen på 4.7 V, at en avleser strømmålingen til strømsikringene. En har ut fra databladene [76] og [77] at denne spenningen kan variere mellom 3.8 V og 5.9 V, men er typisk 4.7 V.

5.2 Spenningsstilpassing inn på ADC

Det ble valgt å ta i bruk ADC på mikrokontrolleren for avlesning av strømmålingene fra strømsikringene. En vil her tilpasse spenningen inn på ADC-en ved hjelp av en spenningsdeler, dette er vist i figur 5.5. Dette vil bli gjort ved å plassere motstanden R_2 i serie med den faste motstanden $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ fra den typiske oppkoblingen til strømsikringene, som vist i figur 5.1. Denne løsningen ble også brukt i 2018 [65] for å regulere ned spenningen inn på mikrokontrolleren. Ut fra databladet til mikrokontrolleren har en at ADC-inngangen måler ved en spenning på 3.3 V [92]. For å sikre at en ikke har for høy spenning inn på ADC-inngangen ble det laget en spenningsdeler for å holde spenningen innenfor spenningsområdet som ADC-inngangen kan måle på.



Figur 5.5: Modifisert krets av strømsikringene med spenningsdeler [76] og [77].

Ved hjelp av kretsanalyse av den modifiserte kretsen av strømsikringene med spenningsdeler som vist i figur 5.5 ble det utledet ligninger for å regne ut nye motstandsverdier. Dette slik at en oppnår en spenning på 3.3 V inn på ADC-inngangen på mikrokontrolleren som ble valgt i delkapittel 4.1. Spenningen inn på ADC-en vil være lik spenningen over motstanden R_2 , og vil bli betegnet som V_{R2} . Formelen for spenningsverdien over V_{R2} blir vist i ligning 5.5, hvor en har tatt utgangspunkt i at strømsikringene er et stabilt system.

$$V_{R2} = \frac{R_2}{R_2 + R_1} \cdot V_{ifb} \rightarrow R_2 = \frac{-R_1}{1 - \frac{V_{ifb}}{V_{R2}}} \quad (5.5)$$

V_{ifb} kan variere fra 3.8 V til 5.9 V, slik at en i verst tenkelige tilfelle vil ha en spenning ut på Ifb-pinnen på 5.9 V. Det vil dermed være ønskelig å holde måleområdet til ADC-inngangen bredest mulig. Den største mulige verdien for inngangsspenning på ADC-en står spesifisert i databladet [92] til 3.6 V. Det blir tatt utgangspunkt i at $V_{ifb} = 5.9 V$ og at $V_{R2} = 3.6 V$ for å finne R_2 , samt at motstandsverdien R_1 er 10 kΩ som vist i den

typiske oppkoblingen av strømsikringen. Verdien for R_2 kan beregnes ut med å ta i bruk ligning 5.5.

$$R_2 = \frac{-10 \text{ k}\Omega}{1 - \frac{5.9 \text{ V}}{3.6 \text{ V}}} = 15652.17 \text{ }\Omega \approx 15.7 \text{ k}\Omega \quad (5.6)$$

Det ble valgt å ta i bruk standardverdien $15.8 \text{ k}\Omega$ for motstanden R_2 . Beregner spenningen på V_{R2} ved den valgte motstandsverdien på $15.8 \text{ k}\Omega$, dette blir gitt av ligning 5.7.

$$V_{R2} = \frac{15.8 \text{ k}\Omega}{15.8 \text{ k}\Omega + 10 \text{ k}\Omega} \cdot 5.9 \text{ V} = 3.61 \text{ V} \quad (5.7)$$

Ved å velge en motstand på $15.8 \text{ k}\Omega$ ender en opp med en spenning inn på ADC-en på mikrokontrolleren på 3.61 V . Spenningen V_{ifb} kan som sagt variere mellom 3.8 V og 5.9 V , det blir derfor sett på spenningene inn på ADC-en ved den minimale, typiske og maksimale V_{ifb} -verdien i tabell 5.2.

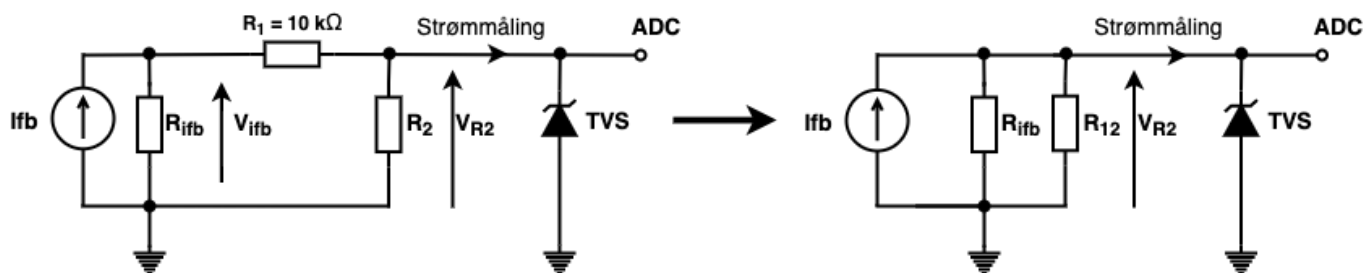
Tabell 5.2: Spenningen inn på ADC-en ved motstandsverdiene $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ og $R_2 = 15.8 \text{ k}\Omega$.

	Minimum	Typisk	Maksimum
V_{ifb}	3.8 V	4.7 V	5.9 V
V_{R2}	2.33 V	2.88 V	3.61 V

Den maksimale spenningen gitt ved de valgte motstandsverdiene gir at V_{R2} kan være så høy som 3.61 V ved den maksimale verdien for V_{ifb} på 5.9 V , noe som er høyere enn den maksimale inngangsspenningen til ADC-en. For å beskytte ADC-inngangen mot overspenning ble det tatt i bruk en TVS-diode⁴ som har en arbeidsspenning på 3.3 V . Denne skal avlede overspenning fra kretsen, og lede overspenningen gjennom TVS-dioden til jord, som illustrert i figur 5.6.

Beregning av strømkrets:

Strømkretsen ble forenklet slik som i figur 5.6, en har her definert strømmen ut av Ifb-pinnen på strømsikringen som strømkilden Ifb.



Figur 5.6: Forenklet strømkrets.

⁴Eng. Transient Voltage Suppressor

Motstandene R_1 og R_2 er koblet i serie, slik at R_{12} fra figur 5.6 blir lik $R_1 + R_2$. Ved å ta i bruk en spenningsdeler i strømkretsen oppnår en at $R_{ifb} || R_{12}$. Den totale parallellmotstanden R_p i den modifiserte kretsen vil dermed tilsvare R_{ifb} i den typiske oppkoblingen fra databladet, gitt av figur 5.1 og ligning 5.10. Den totale parallellmotstanden R_p blir gitt av ligning 5.9.

Videre ble det tatt beregninger for en sikringsverdi på 16 A, samt en oppsummering for de andre verdiene på 7.5 A og 12 A til slutt i dette delkapittelet. Motstandsverdien for R_p ved en sikringsverdi på 16 A er gitt av ligning 5.8.

$$R_p = \frac{V_{ifb}}{I_{last}} = \frac{4.7 \text{ V}}{1.82 \text{ mA}} = 2585 \Omega \quad (5.8)$$

Ved kretsanalyse av den forenklede strømkretsen finner en ligningen for R_{ifb} ved å snu om på ligningen for parallellmotstanden R_p . Dette blir gitt av ligning 5.9.

$$R_p = \frac{(R_1 + R_2) \cdot R_{ifb}}{R_1 + R_2 + R_{ifb}} \rightarrow R_{ifb} = \frac{-R_p \cdot (R_1 + R_2)}{R_p - R_1 - R_2} \quad (5.9)$$

Ved å sette inn verdiene $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 15.8 \text{ k}\Omega$ og $R_p = 2585 \text{ k}\Omega$ finner en verdien for R_{ifb} i kretsen, som vist i ligning 5.10.

$$R_{ifb} = \frac{-2585 \Omega \cdot (10 \text{ k}\Omega + 15.8 \text{ k}\Omega)}{2585 \Omega - 10 \text{ k}\Omega - 15.8 \text{ k}\Omega} = 2873 \Omega \quad (5.10)$$

Det ble valgt å ta i bruk en standardverdi for R_{ifb} på 2.84 k Ω , dette ga en verdi for R_p som er gitt av ligning 5.11.

$$R_p = \frac{(10 \text{ k}\Omega + 15.8 \text{ k}\Omega) \cdot 2.84 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega + 15.8 \text{ k}\Omega + 2.84 \text{ k}\Omega} = 2558 \Omega \quad (5.11)$$

For å finne laststrømmen til strømsikringen tar en utgangspunkt i ligning 5.1 for strømmen ut av Ifb-pinnen. Ved å sette inn ligning 5.8 for parallellmotstanden i ligning 5.1, får en formelen for laststrømmen, som er gitt av ligning 5.12.

$$I_{last} = I_{ifb} \cdot \text{Strømforhold} = \frac{V_{ifb}}{R_p} \cdot \text{Strømforhold} \quad (5.12)$$

For en sikringsverdi på 16 A ble strømsikringen AUIR3313(S) tatt i bruk, denne har et strømforhold på 8800. Med en parallellmotstandsverdi $R_p = 2558 \Omega$ førte dette til at den maksimale strømmen gitt av lasten i strømsikringen ble gitt av ligning 5.13. Strømforholdet vil kunne variere, men en tar her utgangspunkt i den typiske verdien. Det vil bli tatt hensyn til minimums- og maksimumsverdiene til strømforholdet og V_{ifb} ved kalibrering av strømkretsen.

$$I_{last} = \frac{4.7 \text{ V}}{2558 \Omega} \cdot 8800 = 16.17 \text{ A} \quad (5.13)$$

For sikringsverdiene 7.5 A, 12 A og 16 A blir de beregnede verdiene for strømkretsen oppsummert under. Det vil bli tatt i bruk standardverdier for motstandene R_2 og R_{ifb} for alle sikringsverdiene.

7.5 A sikringsverdi:

Fremgangsmåten for ADC-tilpassingen, og beregningen av parallellmotstanden i strømkretsen ble tatt i bruk som beskrevet ovenfor for strømsikringen AUIR3313(S). For en sikringsverdi på 7.5 A vil strømsikringen av typen AUIR3315(S) bli tatt i bruk. Det typiske strømforholdet for strømsikringen AUIR3315(S) er gitt i databladet til å være 2800. De bestemte og beregnede verdiene for strømkretsen er beskrevet under:

$R_1 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 15.8 \text{ k}\Omega$, $R_{ifb} = 1.87 \text{ k}\Omega$ som gir en parallellmotstandsverdi $R_p = 1744 \text{ }\Omega$.

En tar i bruk den typiske brytningsverdien på $V_{ifb} = 4.7 \text{ V}$, samt de utregnede motstandsverdiene for å se hvilken strøm en får inn på ADC-en og hvilken laststrøm som vil bryte sikringen ved en sikringsverdi på 7.5 A. Dette blir vist under:

- $I_{last} = 7.55 \text{ A}$
- $I_{ifb} = 2.70 \text{ mA}$
- $V_{R2} = 2.88 \text{ V}$

12 A sikringsverdi:

Fremgangsmåten for ADC-tilpassingen, og beregningen av parallellmotstanden i strømkretsen ble tatt i bruk som beskrevet ovenfor. For en sikringsverdi på 12 A vil strømsikringen av typen AUIR3313(S) bli tatt i bruk. Det typiske strømforholdet for strømsikringen AUIR3313(S) er gitt i databladet til å være 8800. De bestemte og beregnede verdiene for strømkretsen er beskrevet under:

$R_1 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 15.8 \text{ k}\Omega$, $R_{ifb} = 3.92 \text{ k}\Omega$ som gir en parallellmotstandsverdi $R_p = 3403 \text{ }\Omega$.

En tar i bruk den typiske brytningsverdien på $V_{ifb} = 4.7 \text{ V}$, samt de utregnede motstandsverdiene for å se hvilken strøm en får inn på ADC-en og hvilken laststrøm som vil bryte sikringen ved en sikringsverdi på 12 A. Dette blir vist under:

- $I_{last} = 12.15 \text{ A}$
- $I_{ifb} = 1.38 \text{ mA}$
- $V_{R2} = 2.88 \text{ V}$

16 A sikringsverdi:

De bestemte og beregnede verdiene for strømkretsen til en sikringsverdi på 16 A er beskrevet under:

$R_1 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 15.8 \text{ k}\Omega$, $R_{ifb} = 2.84 \text{ k}\Omega$ som gir en parallellmotstandsverdi $R_p = 2558 \text{ }\Omega$.

En tar i bruk den typiske brytningsverdien på $V_{ifb} = 4.7 \text{ V}$, samt de utregnede motstandsverdiene for å se hvilken strøm en får inn på ADC-en og hvilken laststrøm som vil bryte sikringen ved en sikringsverdi på 16 A. Dette blir vist under:

- $I_{last} = 16.17 \text{ A}$
- $I_{ifb} = 1.84 \text{ mA}$
- $V_{R2} = 2.88 \text{ V}$

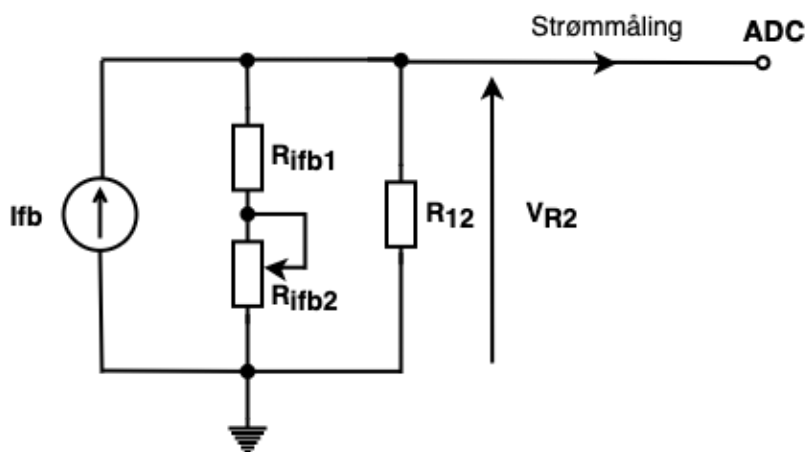
5.3 Kalibrering av strømkretsene

Ut fra databladene til strømsikringene er det oppgitt at spenningen V_{ifb} kan variere fra den minimale spenningsverdien på 3.8 V opp til den maksimale spenningsverdien 5.9 V. Ut fra databladet til AUIR3313(S) [76] kan strømforholdet variere mellom 8200 til 9950, mens ut fra databladet til AUIR3315(S) [77] har en at strømforholdet kan variere mellom 2400 til 3200. Hvis en tar utgangspunkt i verdiene for parallellmotstanden R_p i strømkretsen, samt variasjonen i strømforholdet og V_{ifb} får en at sikringsverdiene vil kunne variere. Dette blir oppsummert i tabell 5.3.

Tabell 5.3: Sikringsverdier ved de minimale og maksimale verdiene for strømsikringene.

Strømsikring	Valgt sikringsverdi	R_p	Strømfaktor	V_{ifb}	I_{last} ligning 5.12
AUIR3315(S)	7.5 A	1744 Ω	2400	3.8 V	5.23 A
			3200	5.9 V	10.83 A
AUIR3313(S)	12 A	3403 Ω	8200	3.8 V	9.16 A
			9950	5.9 V	17.25 A
AUIR3313(S)	16 A	2558 Ω	8200	3.8 V	12.18 A
			9950	5.9 V	22.95 A

Det er ikke ønskelig å ha en så stor variasjon i laststrømmen til strømsikringene, det ble derfor sett på ulike måter å løse dette på. I bacheloroppgaven fra 2019 [68] ble dette løst ved å dele opp R_{ifb} til to motstander i serie. Det ble tatt i bruk en motstand med fast motstandsverdi og et potensiometer, som vist i figur 5.7. Det ble også valgt å ta i bruk denne løsningen i årets oppbygning av strømkretsen. Dette for å få en mer tilpasningsdyktig strømkrets, samt ha muligheten til å justere motstandsverdiene på R_{ifb} hvis en får et avvik i strømkretsene. En ville også ha muligheten til å kunne justere motstanden slik at strømkretsen kan brukes ved flere sikringsverdier, eller ved justering av strømbehovet til motorene og mikro-ROV-en. Dette gir også mer fleksibilitet med tanke på testing og feilsøking av motorene ved ferdigstilling av ROV-en.



Figur 5.7: Strømkretsen til strømsikringene ved justerbar R_{ifb} .

Den totale motstandsverdien for R_{ifb} fra figur 5.7 blir etter endring av strømkretsen gitt av ligning 5.14.

$$R_{ifb} = R_{ifb1} + R_{ifb2} \quad (5.14)$$

Dette endrer ligningen for parallellmotstanden R_p i strømkretsen til ligning 5.15.

$$R_p = \frac{R_{12} \cdot (R_{ifb1} + R_{ifb2})}{R_{12} + R_{ifb1} + R_{ifb2}} \quad (5.15)$$

For å kompensere for avviket som kan oppstå ved bruk av strømsikringene AUIR3313(S) og AUIR3315(S), som vist i tabell 5.3, ble det sett nærmere på komponentvalg til bruk for den justerbare R_{ifb} .

AUIR3315(S):

Det ble her sett på minimums- og maksimumsverdiene for strømsikringen AUIR3315(S) der spenningen inn på Ifb-pinnen vil variere fra 3.8 V til 5.9 V, samt at strømforholdet til sikringen kan variere fra 2400 til 3200. Motstandsverdiene R_p og R_{ifb} for de minimale og maksimale strømsikringsverdiene blir gitt av tabell 5.4.

Tabell 5.4: Verdier for R_p og R_{ifb} ved ytterpunktene til strømsikringen.

Laststrøm	Strømfaktor	V_{ifb}	R_p ligning 5.15	R_{ifb} ligning 5.10
7.5 A	2400	3.8 V	1216 Ω	1276 Ω
	3200	5.9 V	2517 Ω	2790 Ω

For å finne ut hvilke motstandsverdier en skulle velge for den justerbare R_{ifb} ved en strømsikringsverdi på 7.5 A ble det tatt utgangspunkt i verdiene fra tabell 5.4. Ut fra minimumsverdien til R_{ifb} ble det valgt å ta i bruk

en motstand med fast motstandsverdi $R_{ifb_1} = 1.2 \text{ k}\Omega$. For å finne ut hvor høy motstandsverdi en vil ha behov for på potensiometeret R_{ifb_2} , tok en utgangspunkt i differansen mellom minimums- og maksimumsverdien til R_{ifb} . Det ble dermed valgt å ta i bruk et potensiometer $R_{ifb_2} = 2 \text{ k}\Omega$. Dette gjorde at en får muligheten til å justere R_{ifb} fra $1.2 \text{ k}\Omega \rightarrow 3.2 \text{ k}\Omega$. For R_p får en dermed at motstandsverdien kan variere mellom $1147 \Omega \rightarrow 2847 \Omega$. Dette fører til at en har mulighet til å justere strømsikringen ved behov ut fra feilsøking eller ved ønske om å endre sikringsverdi.

AUIR3313(S):

Det ble her sett på minimums- og maksimumsverdiene for strømsikringen AUIR3313(S) der spenningen inn på Ifb-pinnen kan variere fra 3.8 V til 5.9 V, og strømforholdet til sikringen som kan variere fra 8200 og 9950. Motstandsverdiene R_p og R_{ifb} for de minimale og maksimale strømsikringsverdiene blir gitt av tabell 5.4.

Tabell 5.5: Verdier for R_p og R_{ifb} ved ytterpunktene til strømsikringen.

Laststrøm	Strømfaktor	V_{ifb}	R_p	R_{ifb}
			ligning 5.15	ligning 5.10
12 A	8200	3.8 V	1948 Ω	2887 Ω
	9950	5.9 V	4892 Ω	6037 Ω
16 A	8200	3.8 V	2597 Ω	2107 Ω
	9950	5.9 V	3669 Ω	4277 Ω

De samme antagelsene som for AUIR3315(S) ble også tatt for strømsikringen AUIR3313(S). For strømsikringene med en sikringsverdi på 12 A og 16 A gir dette verdiene listet opp under:

- **12 A sikringsverdi:**

- Fast motstandsverdi: $R_{ifb_1} = 2.8 \text{ k}\Omega$
- Potensiometerverdi: $R_{ifb_2} = 5 \text{ k}\Omega$
- Justeringsmuligheter R_{ifb} : $2.8 \text{ k}\Omega \rightarrow 5.8 \text{ k}\Omega$
- Justeringsmuligheter R_p : $2526 \Omega \rightarrow 4735 \Omega$

- **16 A sikringsverdi:**

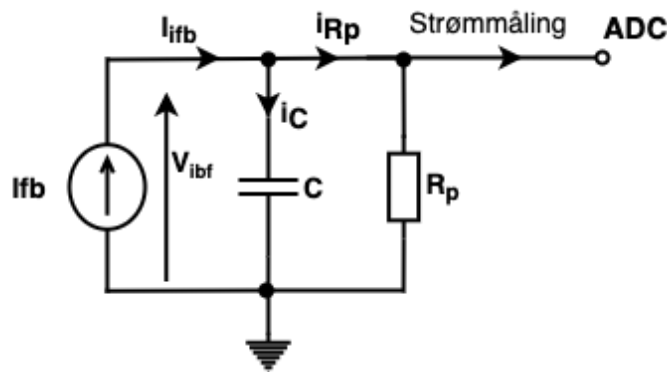
- Fast motstandsverdi: $R_{ifb_1} = 2.1 \text{ k}\Omega$
- Potensiometerverdi: $R_{ifb_2} = 2 \text{ k}\Omega$
- Justeringsmuligheter R_{ifb} : $2.1 \text{ k}\Omega \rightarrow 4.1 \text{ k}\Omega$
- Justeringsmuligheter R_p : $1942 \Omega \rightarrow 3538 \Omega$

Det ble valgt motstandsverdier på potensiometrene slik at en har mulighet til å justere innenfor hele området til R_{ifb} . Dette gir mulighet for at å justere motstandsverdien til R_p ved behov. R_{ifb} fra databladet til

strømsikringene tilsvarer R_p , som forklart i beregningen av strømkretsen i delkapittel 5.2. Ut fra databladet til strømsikringen AUIR3313(S) [76] kan motstandsverdien for R_{ifb} variere mellom $0.3\text{ k}\Omega$ til $3.5\text{ k}\Omega$, og for AUIR3315(S) [77] kan motstandsverdien for R_{ifb} variere mellom $0.5\text{ k}\Omega$ til $3.5\text{ k}\Omega$. Videre i dette avsnittet vil R_{ifb} fra databladene bli beskrevet som R_p , som forklart over. Hvis R_p er under den minimale motstandsverdien kan strømsikringene bli ødelagt, mens hvis den er over den maksimale motstandsverdien kan en risikere at strømsikringen ikke starter. Dette setter et krav om at $R_p > 0.3\text{ k}\Omega$ for AUIR3315(S), $R_p > 0.5\text{ k}\Omega$ for AUIR3313(S), og for begge strømsikringene at $R_p < 3.5\text{ k}\Omega$. En vil kunne justere R_p høyere enn hva som er anbefalt ut fra databladet til sikringene, men ved en justerbar R_{ifb2} vil en kunne variere motstandsverdien for R_{ifb} slik at en alltid vil kunne være innenfor det anbefalte området for motstandsverdien R_p ut fra databladene.

5.4 Utkoblingsforsinkelse i sikringen

Ved oppstart av motorene, samt ved raske endringer i pådraget vil det ut fra tidligere erfaringer kunne oppstå raske strømtransienter. Dette kan føre til at sikringene til motorene bryter kretsen, og en ender opp med å måtte nullstille sikringene for å få aktivert strømsikringene igjen. For at strømsikringene ikke skal bryte kretsen ved raske strømtransienter ble det valgt å endre karakteristikken på strømkretsen slik at spenningsnivået for V_{ifb} vil øke saktere. En løste dette ved å sette inn en kondensator i parallell med parallellmotstanden R_p i strømkretsen, som vist i figur 5.8. Dette fører til at det oppstår en forsinkelse i strømsikringene, slik at de ikke bryter kretsen ved raske strømtransienter. Løsningen med å sette inn en kondensator i parallell med motstandene i strømkretsen for å endre karakteristikken er en løsning som ble tatt i bruk i 2018 [65].



Figur 5.8: Revidert strømkrets med kondensator.

Motstanden R_p fra figur 5.8 er parallellmotstanden i spenningsdeleren $(R_{ifb1} + R_{ifb2}) || (R_1 + R_2)$, denne ble definert i delkapittel 5.2. Parallellmotstanden blir gitt av ligning 5.16.

$$R_p = \frac{(R_1 + R_2) \cdot (R_{ifb1} + R_{ifb2})}{R_1 + R_2 + R_{ifb1} + R_{ifb2}} \quad (5.16)$$

Ved bruk av kretsanalyse og Kirchhoffs lover på den reviderte strømkretsen med kondensator, som er vist i

figur 5.8, ser en at spenningen V_{ifb} er avhengig av strømmen I_{ifb} . Ved å ta i bruk Kirchhoffs strømlov finner en strømmen I_{ifb} , som blir gitt av ligning 5.17.

$$I_{ifb} = i_{R_p} + i_C \quad (5.17)$$

Formelen for strømmen gjennom parallellmotstanden er gitt av $i_{R_p} = \frac{V_{ifb}(t)}{R_p}$, og formelen for strømmen gjennom kondensatoren er gitt av $i_C = C \cdot \frac{dV_{ifb}(t)}{dt}$. Strømmen I_{ifb} fra ligning 5.17 blir dermed gitt av ligning 5.18.

$$I_{ifb} = \frac{V_{ifb}(t)}{R_p} + C \cdot \frac{dV_{ifb}(t)}{dt} \quad (5.18)$$

En ser her at dette er et første ordens system, og velger derfor å sette ligning 5.18 på standardform. Formelen for standardformen til et første ordens system er gitt av ligning 5.19.

$$f(t) = x(t) + \tau \frac{dx(t)}{dt} \quad (5.19)$$

$f(t)$: Drivefunksjonen til systemet.

$x(t)$: Tilstandsvariabel for systemet.

τ : Tidskonstanten til systemet.

For å finne de ulike leddene, $f(t)$, $x(t)$ og τ , i formelen for standardformen til et første ordens system multipliserer en med R_p på begge side av ligning 5.18. Ved å sette leddene fra standardformen i ligning 5.19 lik formelen for strømmen I_{ifb} i ligning 5.17 får en ligning 5.20.

$$\underbrace{f(t)}_{I_{ifb} \cdot R_p} = \underbrace{x(t)}_{V_{ifb}(t)} + \underbrace{\tau}_{C \cdot R_p} \quad (5.20)$$

Setter leddene i standardformen gitt av ligning 5.20 for et første ordens system inn i formelen for strømmen I_{ifb} i ligning 5.18. En får da den totale strømkretsen på standardform, som gitt i ligning 5.21.

$$I_{ifb} \cdot R_p = V_{ifb}(t) + C \cdot R_p \cdot \frac{dV_{ifb}(t)}{dt} \quad (5.21)$$

Løsningen til en første ordens differensialligning er gitt av $x(t) = V_{ifb}(t) = K_1 + K_2 \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}$. En finner K_1 og K_2 ved å se på systemets stasjonære forhold.

Når $t \rightarrow \infty$ er kondensatoren fullt oppladet, og en får $V_{ifb} = I_{ifb} \cdot R_p$. $V_{ifb}(\infty)$ er gitt av ligning 5.22, som

gir uttrykket for K_1 .

$$\begin{aligned} V_{ifb}(\infty) &= K_1 + K_2 \cdot e^{\frac{-\infty}{\tau}} = I_{ifb} \cdot R_p \\ &\rightarrow K_1 = I_{ifb} \cdot R_p \end{aligned} \quad (5.22)$$

Når $t = 0$ har en at $V_{ifb} = 0$. $V_{ifb}(0)$ er gitt av ligningen 5.23, som gir uttrykket for K_2 .

$$\begin{aligned} V_{ifb}(0) &= K_1 + K_2 \cdot e^{\frac{0}{\tau}} = 0 \\ &\rightarrow K_2 = -K_1 = -(I_{ifb} \cdot R_p) \end{aligned} \quad (5.23)$$

En får dermed at den generelle løsningen for det første ordens systemet til strømkretsen, i figur 5.8, er gitt av ligning 5.24.

$$V_{ifb}(t) = I_{ifb} \cdot R_p \cdot (1 - e^{\frac{-t}{C \cdot R_p}}) \quad (5.24)$$

Ved å finne tidskonstanten kan en plote karakteristikken til I_{ifb} fra ligning 5.24. Tidskonstanten til dette første ordens systemet blir gitt av ligning 5.25.

$$\tau = C \cdot R_p \quad (5.25)$$

Ut fra bacheloroppgaven i 2019 [68] var det tilstrekkelig med en tidskonstant på 3.4 ms til strømkretsen. Det ble derfor valgt å beregne hvilke kondensatorverdier en ville behøve for strømkretsene til de ulike sikringsverdiene med utgangspunkt i en tidskonstant på 3.4 ms. Ved å snu om på ligning 5.25 får en kondensatorverdiene til de ulike sikringsverdiene gitt i tabell 5.6.

Tabell 5.6: Valg av kondensatorverdi til strømkretsene.

Sikringsverdi	R_p	Ønsket τ	Beregnet C	Valgt C
7.5 A	1744 Ω	3.4 ms	1.95 μF	1.8 μF
12 A	3403 Ω	3.4 ms	1.00 μF	1.0 μF
16 A	2558 Ω	3.4 ms	1.33 μF	1.2 μF

Ut fra den ønskede tidskonstanten har en beregnet hvilke kondensatorverdier en vil behøve i de ulike strømkretsene, og deretter valgt kondensatorer ut fra standardverdier, som vist i tabell 5.6. Dette for å få en tilnærmet lik tidskonstant på alle strømkretsene ved de ulike sikringsverdiene. En beregner deretter hva den faktiske tidskonstanten vil bli til hvert av systemene for å se hvordan karakteristikken til strømkretsene blir.

7.5 A sikringsverdi:

Ved å ta i bruk en motstandsverdi R_{ifb} lik $1.87 \text{ k}\Omega$ fra delkapittel 5.2, får en tidskonstanten til strømkretsen med en sikringsverdi på 7.5 A . Dette blir gitt av ligning 5.26.

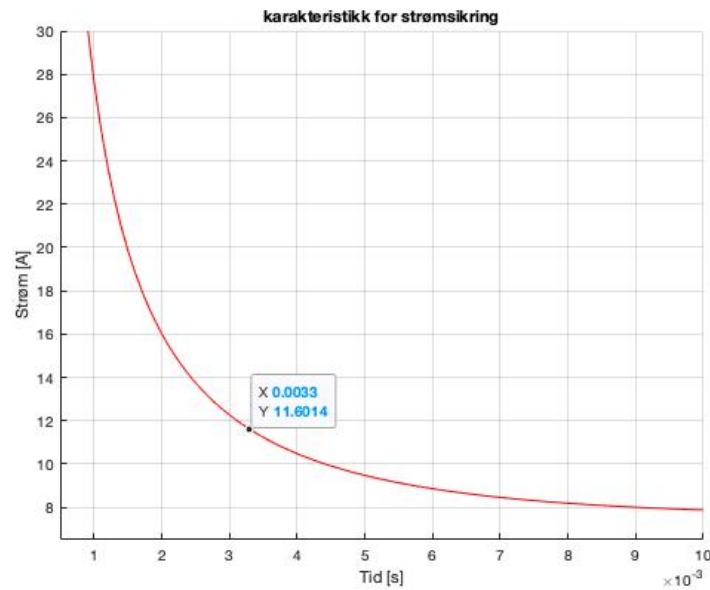
$$\tau = 1.8 \mu F \cdot \frac{(10 \text{ k}\Omega + 15.8 \text{ k}\Omega) \cdot 1.87 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega + 15.8 \text{ k}\Omega + 1.87 \text{ k}\Omega} = 3.1 \text{ ms} \quad (5.26)$$

Ligning 5.24 ble løst med hensyn på I_{ifb} . Ved å multiplisere med strømfaktoren på 2800, samt ved å sette inn $V_{ifb} = 4.7 \text{ V}$ vil en kunne se på karakteristikken til strømkretsen. Dette ble generert i MATLAB, som vist i kodeutsnittet under.

```

1 | % Karakteristikk for strÅ_msikring ved 7.5 A sikringsverdi
2 |
3 | R1 = 15800;
4 | R2 = 10000;
5 | R3 = 1870;
6 | R = (R3*(R2+R1))/(R1+R2+R3);
7 | C = 1.8e-6;
8 | t=0:0.0001:0.010;
9 |
10 | I_ifb = 4.7 ./ (R*(1-exp(-t/(R*C))));
11 |
12 | hold on
13 | loglog(t, I_ifb*2800, 'r')
14 |
15 | axis([0.0005 0.01 6.5 30])
16 | grid
17 | xlabel('Tid [s]')
18 | ylabel('StrÅ_m [A]')
19 | title('karakteristikk for strÅ_msikring')
```

Kodeutsnittet ble tatt i bruk for sikringsverdiene 12 A og 16 A med de gitte verdiene som er beregnet i de tidligere delkapitlene. MATLAB koden til en sikringsverdi på 7.5 A resulterte i figur 5.9.



Figur 5.9: Stømsikringskarakteristikk for AUIR3315(S) ved 7.5 A.

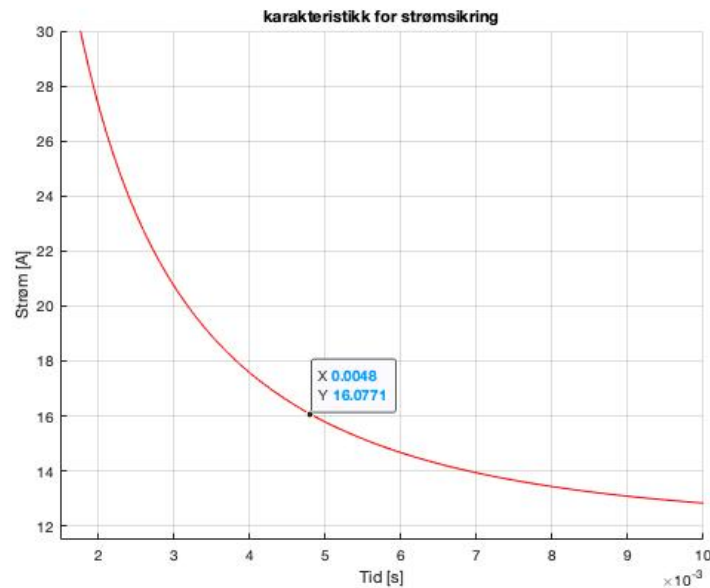
I figur 5.9 blir det illustrert hvor raskt strømmen brytes ved en gitt strømtransient. Ut fra figuren kan en se at ved en strømtransient på for eksempel 11.6 A vil kondensatoren ha en oppladningstid på 3.3 ms før den når spenningsverdien på 4.7 V som ble satt i MATLAB-koden. Ved strømtransienter på 11.6 A som er raskere enn 3.3 ms vil ikke sikringen registrere disse.

12 A sikringsverdi:

Ved å ta i bruk en motstandsverdi R_{ifb} på 3.92 k Ω , får en tidskonstanten til strømkretsen med en sikringsverdi på 12 A. Dette blir gitt av ligning 5.27.

$$\tau = 1.0\mu F \cdot \frac{(10\text{ k}\Omega + 15.8\text{ k}\Omega) \cdot 3.92\text{ k}\Omega}{10\text{ k}\Omega + 15.8\text{ k}\Omega + 3.92\text{ k}\Omega} = 3.4\text{ ms} \quad (5.27)$$

Ligning 5.24 ble løst med hensyn på I_{ifb} . Ved å multiplisere med strømfaktoren på 8800, samt å sette inn en spenningsverdi $V_{ifb} = 4.7\text{ V}$ vil en kunne se på karakteristikken til strømkretsen. Ved en sikringsverdi på 12 A er karakteristikken illustrert i figur 5.10.



Figur 5.10: Stømsikringskarakteristikk for AUIR3313(S) ved 12 A.

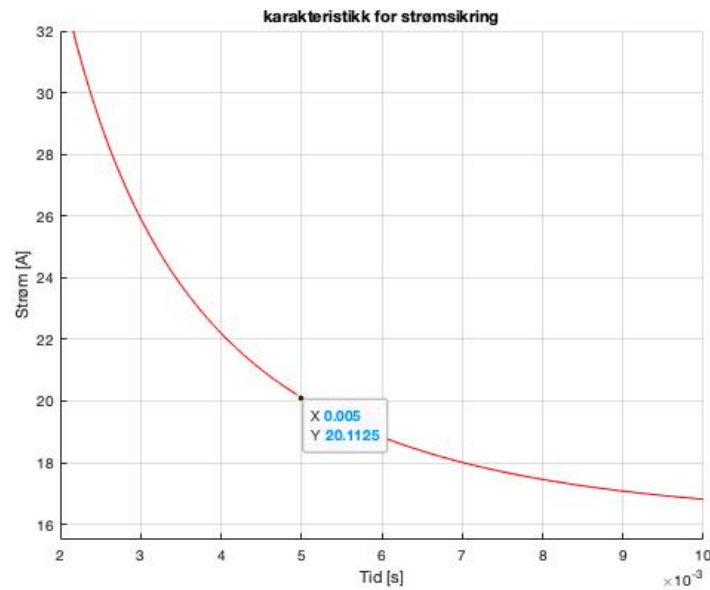
I figur 5.10 blir det illustrert hvor raskt strømmen brytes ved en gitt strømtransient. Ut fra figuren kan en se at ved en strømtransient på for eksempel 16 A vil kondensatoren ha en oppladningstid på 4.8 ms før den når spenningsverdien på 4.7 V. Ved strømtransienter på 16 A som er raskere enn 4.8 ms vil ikke sikringen registrere disse.

16 A sikringsverdi:

Ved å ta i bruk en motstandsverdi R_{ifb} på 2.84 k Ω , får en tidskonstanten til strømkretsen med en sikringsverdi på 16 A. Dette blir gitt av ligning 5.28.

$$\tau = 1.2\mu F \cdot \frac{(10\text{ k}\Omega + 15.8\text{ k}\Omega) \cdot (2.84\text{ k}\Omega)}{10\text{ k}\Omega + 15.8\text{ k}\Omega + 2.84\text{ k}\Omega} = 3.1\text{ ms} \quad (5.28)$$

Ligning 5.24 ble løst med hensyn på I_{ifb} . Ved å multiplisere med strømfaktoren på 8800, samt å sette inn en spenningsverdi $V_{ifb} = 4.7\text{ V}$ vil en kunne se på karakteristikken til strømkretsen. Ved en sikringsverdi på 16 A er karakteristikken illustrert i figur 5.11.



Figur 5.11: Stømsikringskarakteristikk for AUIR3313(S) ved 16 A.

I figur 5.11 blir det illustrert hvor raskt strømmen brytes ved en gitt strømtransient. Ut fra figuren kan en se at ved en strømtransient på for eksempel 20 A vil kondensatoren ha en oppladningstid på 5.0 ms før den når spenningsverdien på 4.7 V. Ved strømtransienter på 20 A som er raskere enn 5.0 ms vil ikke sikringen registrere disse.

Ved å sette inn en kondensator i strømkretsen vil dette fungere som et første ordens filter. Dette vil føre til at strømkretsen vil få en knekkfrekvens gitt av tidskonstanten til de ulike systemene. Knekkfrekvensen er gitt av ligning 5.29.

$$f_b = \frac{1}{2\pi \cdot R_p \cdot C} = \frac{1}{2\pi \cdot \tau} \quad (5.29)$$

Ved å sette inn tidskonstanten for strømkretsen til de valgte sikringsverdiene får en knekkfrekvensene gitt i tabell 5.7.

Tabell 5.7: Knekkfrekvensen til strømkretsene ved de ulike sikringsverdiene.

Sikringsverdi	Tidskonstant τ	Knekkfrekvens f_b
7.5 A	3.4 ms	51.34 Hz
12 A	3.1 ms	46.81 Hz
16 A	3.4 ms	51.34 Hz

Knekkfrekvensen vist i tabell 5.7 til strømkretsene vil bli tatt med videre i beregninger av den komplette strømkretsen med filterkonstruksjon, som vil bli forklart i neste delkapittel.

5.5 Filterkonstruksjon

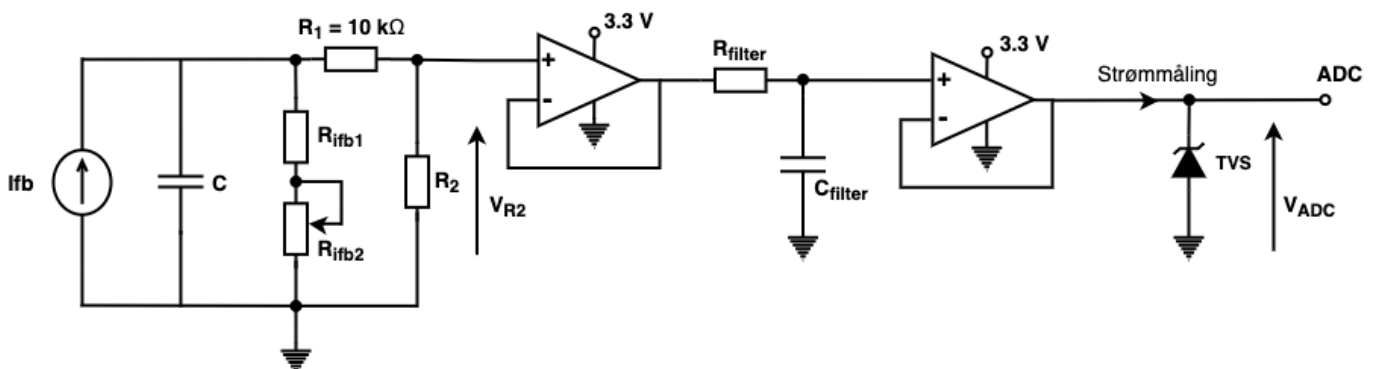
For å oppnå en nøyaktig og presis strømmåling på ADC-en på mikrokontrolleren blir strømkretsen utvidet med et enkelt anti-nedfoldingsfilter⁵. Når en i ADC-en gjør om et analogt signal til et digitalt signal vil en sample det avleste signalet periodisk, samplene blir deretter konvertert til digitale verdier i ADC-en. For å sørge for at en får lest av det riktige signalet på ADC-en har en ut fra Nyquist-teorem at samplefrekvensen f_s til ADC-en må være mer enn dobbelt så høy som den maksimale frekvensen på det analoge signalet f_{max} , slik at en unngår nedfoldingsfeil [72]. Formelen for Nyquist-teoremet er gitt i ligning 5.30.

$$f_s \geq 2 \cdot f_{max} \rightarrow \frac{f_s}{2} = f_{max} \quad (5.30)$$

Det blir valgt å ta i bruk et første ordens lavpass anti-nedfoldingsfilter for å unngå nedfoldingsfeil på det analoge signalet. Knekkfrekvensen til filteret vil utgjøre hvor nøyaktig dempingen av signalene over Nyquist-frekvensen $f_s/2$ vil være. Ved realisering av filteret vil det være ønskelig å ha et brattest mulig transmisjonsområde, slik at filteret vil ha en så nøyaktig demping som mulig uten å ha behov for en veldig høy samplerate.

Oppsett av filterkretsen:

Det ble bestemt at en skal konstruere et første ordens lavpassfilter som skal redusere den totale knekkfrekvensen i strøm- og filterkretsen slik at den vil ligge mellom 15 Hz og 20 Hz. Dette var en avgjørelse som ble tatt sammen med motorgruppen [62] ut fra behovet for hvor ofte en ønsker å avlese strømmålingene på overflatesystemet. Strømkretsen i figur 5.8 vil utgjøre et første ordens filter, slik at det er ønskelig med en buffer mellom strømkretsen og filterkretsen. Det er også ønskelig å ha en buffer etter filterkretsen slik at en får isolert filterkretsen fra ADC-en. Det ble derfor valgt å ta i bruk to operasjonsforsterkere som vil ha bruksområde som to bufferkretser. Den totale strøm- og filterkretsen er vist i figur 5.12.



Figur 5.12: Illustrasjon av den komplette strøm- og filterkretsen.

⁵Eng. Anti-aliasing filter

Ut fra figur 5.12 ser en at filteret som er tatt i bruk er et passivt første ordens lavpassfilter, noe som betyr at det ikke har en ekstern spenningsforsyning. Ved å koble to første ordens filter i en kaskadekobling, slik som i figur 5.12 ender en opp med at knekkfrekvensen blir noe lavere enn utregnet verdi for anti-nedfoldingsfilteret. Dette fordi den totale systemresponsen til den komplette strøm- og filterkretsen er lik produktet av de to individuelle systemene. Knekkfrekvensene til filteret i strømkretsen blir gitt av tabell 5.7. En vil nå ta for seg valg av operasjonsforsterker i bufferkretsene, samt valg av komponentene i filterkretsen slik at en oppnår en total knekkfrekvens mellom 15-20 Hz i strøm- og filterkretsen.

Valg av operasjonsforsterker:

Det ble valgt å bruke en dobbel operasjonsforsterker av typen S-89430BCFM-H4CTFU til bufferkretsene i strøm- og filterkretsene. Dette på grunnlag av at den har en liten fysisk størrelse, er beregnet for lave spenninger, og har evnen til å holde en tilnærmet konstant utgangsspenning ved en varierende forsyningsspenning⁶. Operasjonsforsterkeren er beregnet for lave spenninger, og er «Rail-to-Rail» både på inngangen og utgangen. «Rail-to-Rail» er anbefalt å ta i bruk der forsyningsspenningen er lav, og hvor hele spenningsnivået er nødvendig på utgangen av operasjonsforsterkeren. De viktigste parameterne til den valgte operasjonsforsterkeren er listet opp i tabell 5.8.

Tabell 5.8: Spesifikasjoner for valgt operasjonsforsterker S-89430BCFM-H4CTFU, tar utgangspunkt i typiske verdier fra databladet [41].

Operasjonsforsterker	S-89430BCFM-H4CTFU
Forsyningsspenning	0.9 - 5.5 V
Commen-mode spenning (A_{VOL})	80 dB
Åpen sløyfe forsterkning	0 - 3 V
CMRR	65 dB
PSRR	80 dB
Slew rate	5 V/ms
Båndbredde	4.8 kHz
Temperaturområde	-40 - 80 °C

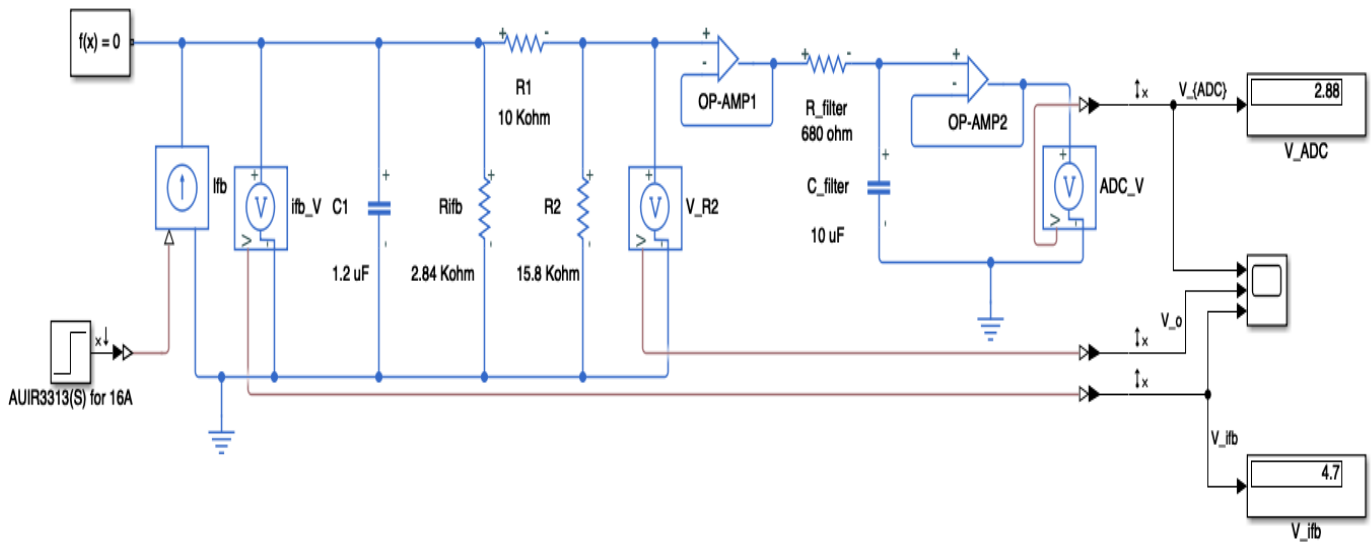
En ser ut fra spesifikasjonene i tabell 5.8 at den valgte operasjonsforsterkeren vil fungere bra til formålet i strøm- og filterkretsene. Ved å ta i bruk en dobbel operasjonsforsterker vil en få halvert antallet fysiske operasjonsforsterkere på kraftfordelingskortet.

Valg av komponenter i filterkretsen:

Det er ønskelig å ha en knekkfrekvens på 15-20 Hz i den totale systemresponsen, komponentene i filterkretsen ble valgt ut fra den ønskede totale knekkfrekvensen. Det ble valgt å simulere det totale systemet med flere ulike verdier for kondensatoren og motstanden i filterkretsen. En får dermed sett hvordan den totale systemresponsen til de to filtrene blir ved ulike kondensator- og motstandsverdier. Det ble implementert en simuleringsmodell ved hjelp av Simulink for å illustrere den komplette strøm- og filterkretsen. Figur 5.13

⁶Høy PSRR

viser kretsen ved en sikringsverdi på 16 A.



Figur 5.13: Simuleringsmodell laget i Simulink.

Ved konstruering av filterkretsen tok en utgangspunkt i den ønskede knekkfrekvensen på 15-20 Hz. Ut fra simuleringene ble det valgt å ta i bruk en kondensator med verdien $C_{filter} = 10 \mu F$, og en motstandsverdi R_{filter} på 680 Ω . Knekkfrekvensen til filterkretsen blir gitt av ligning 5.31.

$$f = \frac{1}{2\pi \cdot RC} = \frac{1}{2\pi \cdot 680 \Omega \cdot 10 \mu F} = 23.41 \text{ Hz} \quad (5.31)$$

Ved å ta i bruk en motstand R_{filter} på 680 Ω og kondensator C_{filter} på 10 μF vil en få en utgangsfrekvens på den isolerte filterkretsen på 23.41 Hz, som regnet i ligning 5.31.

Beregning av den totale overføringsfunksjonen til strøm- og filterkretsen:

En vil her ta for seg det komplette systemet med strøm- og filterkretsen, som vist i figur 5.12. Den totale knekkfrekvensen til de to filtrene i kaskadekoblingen vil bli litt lavere enn frekvensen ut av filterkretsen, da det totale systemet vil fungere som et andre ordens lavpassfilter. Overføringsfunksjonen til den komplette strøm- og filterkretsen blir gitt av ligning 5.32.

$$H(j\omega) = \frac{V_{ADC}}{I_{ifb}} = \frac{V_{R2}}{I_{ifb}} \cdot \frac{V_{ADC}}{V_{R2}} = H_1(j\omega) + H_2(j\omega) \quad (5.32)$$

$H_1(j\omega)$: Overføringsfunksjon for strømkretsen.

$H_2(j\omega)$: Overføringsfunksjon for filterkretsen.

Lavpassfilteret som ble tatt i bruk som anti-nedfoldingsfilter forsterker ikke signalet, derfor blir leddet $H_2(j\omega)$ i overføringsfunksjonen lik 1, som gir at $V_{R2} = V_{ADC}$. Strømkretsen har som forklart i delkapittel 5.2 en

spenningsdeler som regulerer ned spenningen fra I_{fb}-pinnen, slik at en vil ha noe forsterking av signalet ut av strømkretsen. Den totale forsterkingen i systemet fra I_{fb} til V_{ADC} blir dermed gitt av ligning 5.33.

$$K = \frac{V_{ADC}}{I_{fb}} \quad (5.33)$$

Ut fra verdiene en fant for strømkretsen vil en for sikringsverdien på 16 A ha at $I_{last} = 16.17 \text{ A}$, og at strømmen $I_{fb} = 1.84 \text{ mA}$, som beskrevet i delkapittel 5.2. Dette ga en spenningsverdi ut på $V_{R2} = V_{ADC} = 2.88 \text{ V}$.

$$I_{fb} : 0 \rightarrow 1.84 \text{ mA}$$

$$V_{ADC} : 0 \rightarrow 2.88 \text{ V}$$

Den totale forsterkningen til systemet for en sikringsverdi på 16 A er da gitt av ligning 5.34. En vil her forsterke fra mA til V, forsterkningen K vil derfor være relativt høy.

$$K = \frac{2.88 \text{ V}}{1.84 \text{ mA}} = 1567 \quad (5.34)$$

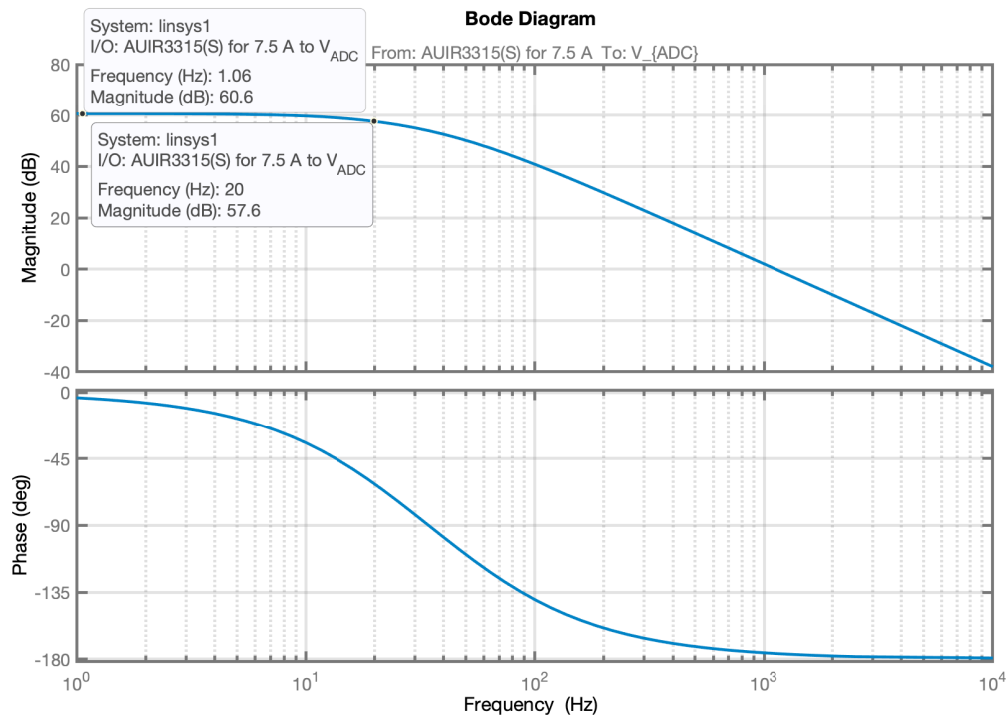
En ser ut fra ligning 5.34 at det vil være en forsterkning på 1567 i strøm- og filterkretsen ved en sikringsverdi på 16 A. Den samme utregningen vil bli utført for de andre sikringsverdiene, samt en vil belyse hvilken knekkfrekvens og forsterking de ulike overføringsfunksjonene vil gi ut. En vil ta i bruk simuleringsmodellen fra figur 5.13 til generering av bodeplottene under.

7.5 A sikringsverdi:

Den totale forsterkningen $K = 1068$ ved en sikringsverdi på 7.5 A for overføringsfunksjonen $H(jw)$ blir omgjort til dB ved bruk av ligning 5.35.

$$\text{Amplitudeforsterkning}_{dB} = 20\log(K) = 20\log(1068) = 60.6 \text{ dB} \quad (5.35)$$

Knekkfrekvensen til overføringsfunksjonen $H(jw)$ vil en finne ved -3 dB av den totale forsterkningen på 60.6 dB. Knekkfrekvensen til det komplette systemet blir dermed funnet ved $60.6 \text{ dB} - 3 \text{ dB} = 57.6 \text{ dB}$. Dette blir illustrert av bodeplottet i figur 5.14.



Figur 5.14: Bodeplott for den komplette sikringskretsen ved en sikringsverdi på 7.5 A.

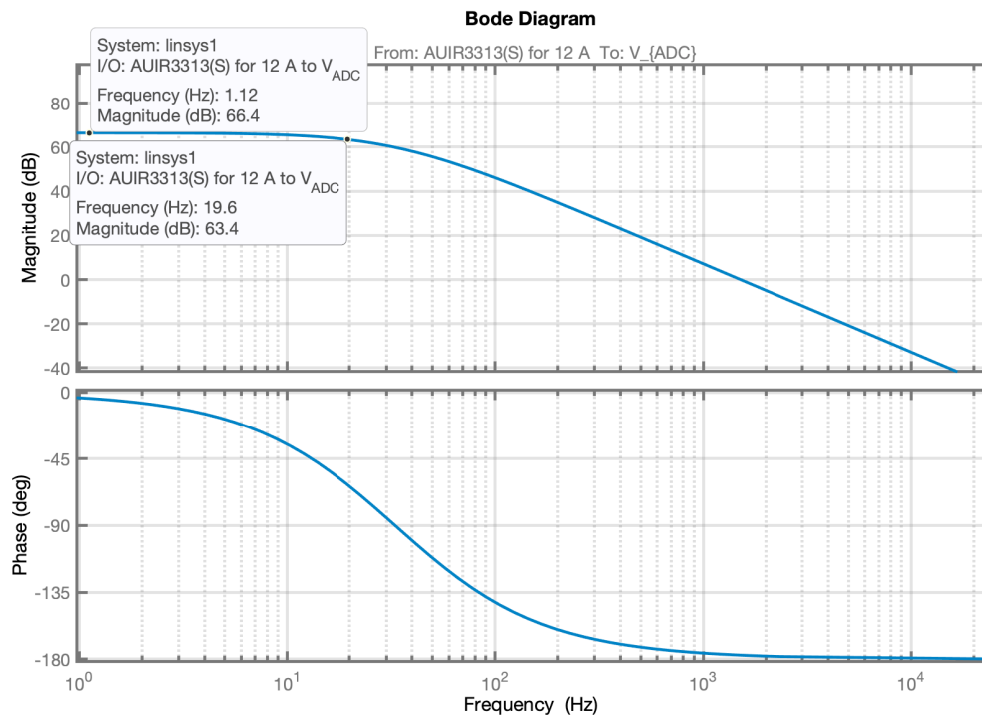
En ser ut fra bodeplottet at knekkfrekvensen for systemet er innenfor det ønskede området på 15-20 Hz. Ut fra figur 5.14 ser en at knekkfrekvensen er på 20 Hz i den totale systemresponsen ved en sikringsverdi på 7.5 A.

12 A sikringsverdi:

Den totale forsterkningen $K = 2084$ ved en sikringsverdi på 12 A for overføringsfunksjonen $H(j\omega)$ blir omgjort til dB ved bruk av ligning 5.36.

$$\text{Amplitudforsterkning}_{dB} = 20\log(K) = 20\log(2084) = 66.4 \text{ dB} \quad (5.36)$$

Knekkfrekvensen til overføringsfunksjonen $H(j\omega)$ vil en finne ved -3 dB av den totale forsterkningen på 66.4 dB. Knekkfrekvensen til det komplette systemet blir dermed funnet ved $66.4 \text{ dB} - 3 \text{ dB} = 63.4 \text{ dB}$. Dette blir illustrert ved hjelp av bodeplottet i figur 5.15.



Figur 5.15: Bodeplott for den komplette sikringskretsen ved en sikringsverdi på 12 A.

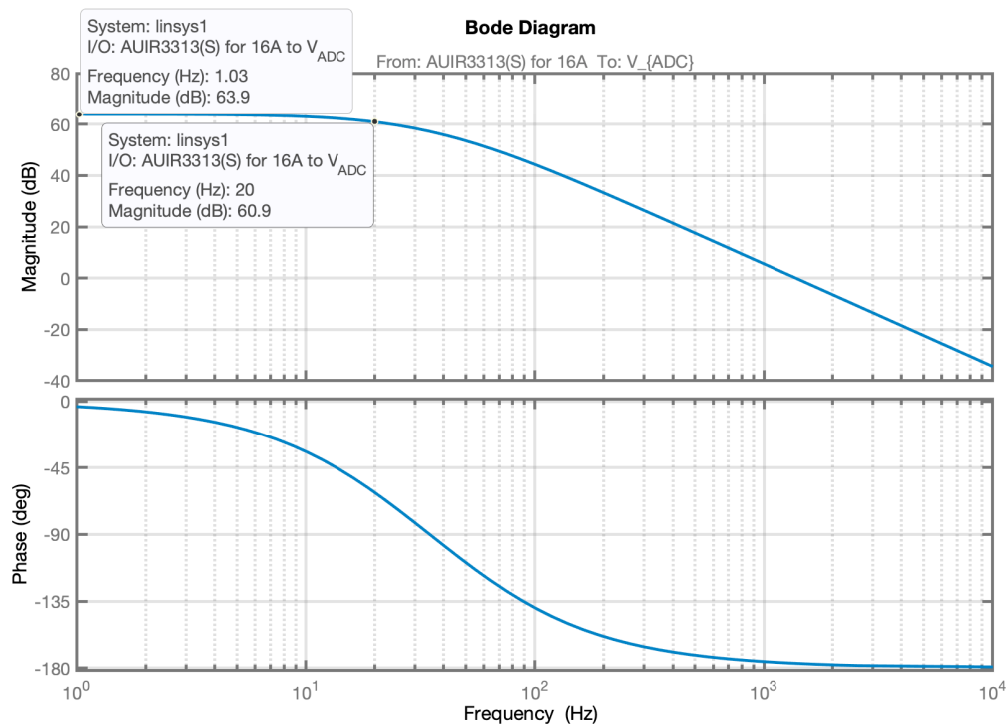
En ser ut fra bodeplottet at knekkfrekvensen for systemet er innenfor det ønskede området på 15-20 Hz. Ut fra figur 5.15 ser en at knekkfrekvensen er på 19.6 Hz i den totale systemresponsen ved en sikringsverdi på 12 A.

16 A sikringsverdi:

Den totale forsterkningen $K = 1567$ ved en sikringsverdi på 16 A for overføringsfunksjonen $H(j\omega)$ blir omgjort til dB ved bruk av ligning 5.37.

$$\text{Amplitudforsterkning}_{dB} = 20\log(K) = 20\log(1567) = 63.9 \text{ dB} \quad (5.37)$$

Knekkfrekvensen til overføringsfunksjonen $H(j\omega)$ vil en finne ved -3 dB av den totale forsterkningen på 63.9 dB. Knekkfrekvensen til det komplette systemet blir dermed funnet ved $63.9 \text{ dB} - 3 \text{ dB} = 60.9 \text{ dB}$. Dette blir illustrert ved hjelp av bodeplottet i figur 5.16.

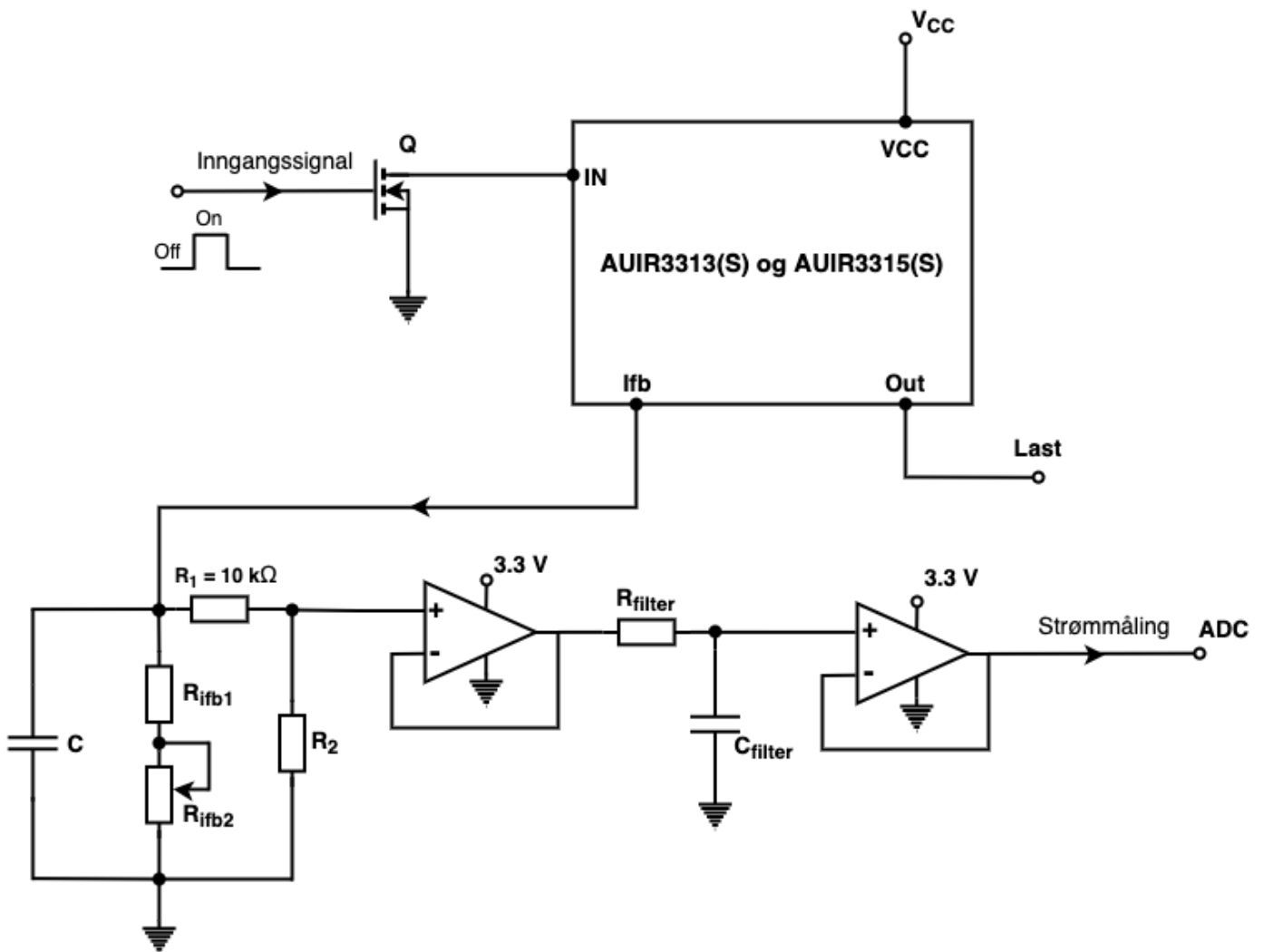


Figur 5.16: Bodeplott for den komplette sikringskretsen ved en sikringsverdi på 16 A.

En ser ut fra bodeplottet at knekkfrekvensen for systemet er innenfor det ønskede området på 15-20 Hz. Ut fra figur 5.16 ser en at knekkfrekvensen er på 20 Hz i den totale systemresponsen ved en sikringsverdi på 16 A.

Knekkfrekvensen til den totale systemresponsen er avhengig av knekkfrekvensen til de to individuelle filtrene i strøm- og filterkretsen. De to individuelle filtrene er av første orden, mens den totale systemresponsen er tilsvarende et andre ordens filter. Dette vil altså gi at den totale systemresponsen til strøm- og filterkretsene har en lavere knekkfrekvens, som forklart tidligere i delkapittelet. Ut fra tabell 5.7 så en at strømkretsen for sikringsverdiene på 7.5 A og 16 A har lik tidsrespons, mens tidsresponsen til strømkretsen for sikringsverdien på 12 A er noe høyere. En vil dermed ha en noe lavere knekkfrekvens for systemet til en 12 A-sikring.

Simuleringen av sikringskretsen stemmer med de teoretiske beregningene og kravene som ble satt for strømsikringene. Den totale sikringskretsen inkludert strøm- og filterkretsen blir vist i figur 5.17. Det vil være tretten kretser av typen AUIR3313(S), og en krets av typen AUIR3315(S) som vil bli tatt i bruk på kraftfordelingskortet.

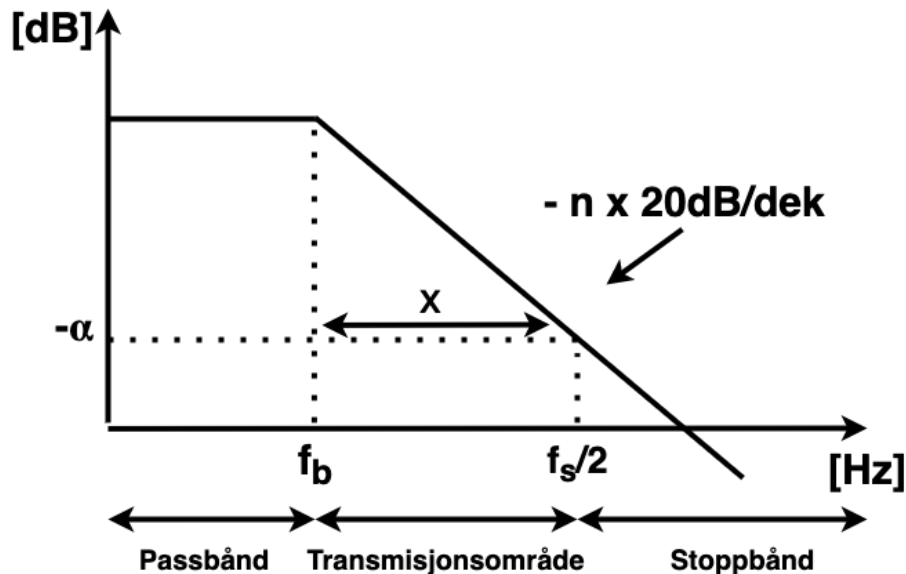


Figur 5.17: Den totale sikringskretsen inkludert strøm- og filterkretsen.

Simuleringsmodellen for strøm- og filterkretsen vil bare gi en indikasjon på virkemåten til kretsen, men det er flere faktorer som vil spille inn og påvirke hvordan den faktiske kretsen vil fungere i ROV-en. En vil ha påvirkninger som blant annet parasittisk kapasitans, parasittisk impedans, motstand i banene på kretskortet, temperaturforskjeller, og toleranser på elektronikken. Det vil derfor bli utført en test av sikringskretsene inkludert strøm- og filterkretsene på kraftfordelingskortet ved ferdigstilling av ROV-en.

5.6 Samplingstid og konverteringstid til ADC-en

Den totale sikringskretsen inkludert strøm- og filterkretsen vil ha en oppførsel som et andre ordens lavpassfilter, dette ser en ut fra bodeplottene over. En har en fase på 180° og en demping på signalet på -40 dB/dekader. For å unngå nedfolding av det analoge signalet må samplefrekvensen til ADC-en være slik at Nyquist samplingsteorem er oppfylt. Sampleraten må være minst to ganger høyere enn den maksimale frekvensen på det analoge signalet som skal konverteres. Det er ønskelig å dempe høyfrekvente komponenter, og en vil derfor se på dempingen til signalet ved $f_s/2$. Dette blir illustrert i figur 5.18.



Figur 5.18: Illustrasjon av et lavpassfilter.

n : Orden på filteret
 f_b : Knekkfrekvens, [Hz]
 f_s : Samplefrekvens, [Hz]
 x : Antall dekader
 α : Dempning ved $f_s/2$, [dB]

Sampletid:

Ved å velge en samplefrekvens på $f_s = 1$ kHz vil en få en sampletid $t_s = 1$ ms, som vil si at en har tusen målinger per sekund. Dette vil gi en Nyquist-frekvens $f_s/2$ på 500 Hz.

Ut fra figur 5.18 finner en Nyquist-frekvensen $f_s/2$, som blir gitt av ligning 5.38.

$$\frac{f_s}{2} = f_b \cdot 10^x \quad (5.38)$$

Ved å snu om på ligningen for Nyquist-frekvensen i ligning 5.38, får en gitt antall dekader x av ligning 5.39.

$$x = \log\left(\frac{f_s/2}{f_b}\right) \quad (5.39)$$

I delkapittel 5.5 fant en ut at knekkfrekvensen til sikringskretsene med strøm- og filterkrets var på 20 Hz for sikringsverdi på 7.5 A og 16 A, og på 19.6 Hz for sikringsverdi på 12 A. Ved å sette inn knekkfrekvensen og Nyquist-frekvensen inn i ligning 5.39 får en antall dekader for de ulike systemene, gitt av ligning 5.40.

$$\begin{aligned} x &= \log\left(\frac{500 \text{ Hz}}{19.6 \text{ Hz}}\right) = 1.4 \text{ dekader} \\ x &= \log\left(\frac{500 \text{ Hz}}{20.0 \text{ Hz}}\right) = 1.4 \text{ dekader} \end{aligned} \quad (5.40)$$

Ut fra ligning 5.39 får en at antall dekader $x = 1.4$ dekader. Den komplette strøm- og filterkretsen som vist i figur 5.12 utgjør et andre ordens lavpassfilter, slik at en har en orden $n = 2$. En får dermed en demping gitt av ligning 5.41.

$$-n \cdot 20 \text{ dB/dek} \cdot x \text{ dekade} < -\alpha \quad (5.41)$$

$$-2 \cdot 20 \text{ dB/dek} \cdot 1.4 \text{ dekade} = -56.2 \text{ dB} \quad (5.42)$$

Ut fra ligning 5.42 ser et at dempningen α må være -56.2 dB eller høyere. Det er normalt ønskelig å ha en demping på 60-80 dB ved $f_s/2$, ut fra dette ser en at en samplefrekvens på 1 kHz vil være et tilfredsstillende valg.

Kvantiseringstrinn og kvantiseringsfeil:

Sampleverdien til det analoge signalet inn på ADC-en blir konvertert til en binær kode. Oppløsningen til ADC-en er en definisjon på hvor mye inngangsverdien kan variere med uten å påvirke verdien på utgangen. Figur 5.19 viser en illustrasjon av en ideell ADC-konverterings karakteristikk.

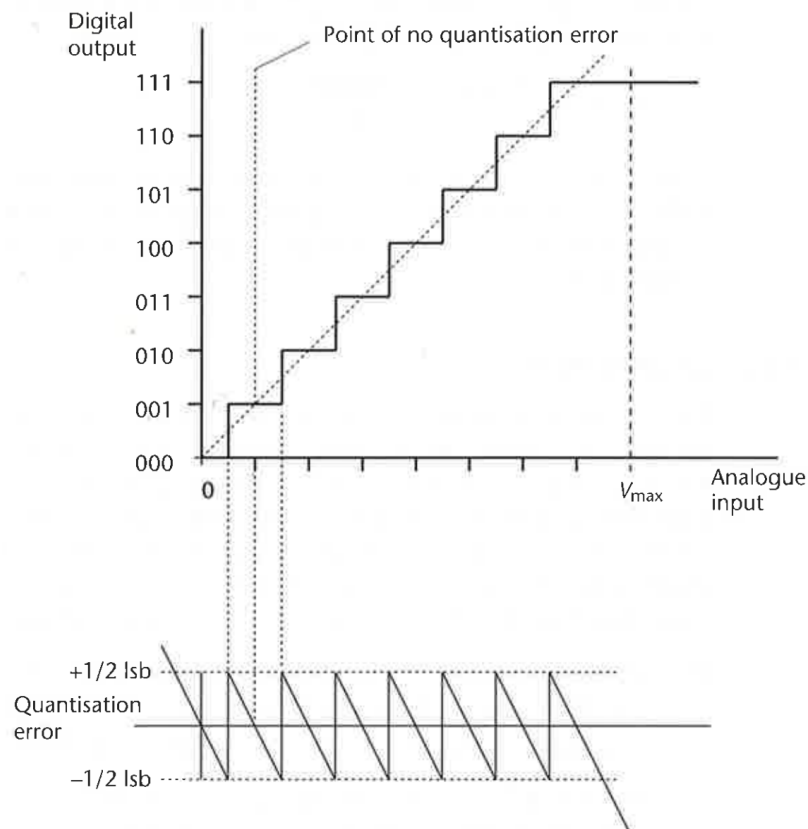


Figure 5.15 Ideal ADC conversion characteristic.

Figur 5.19: Illustrasjon av sampling og kvantiseringsfeil på ADC-en [105].

Ideelt sett vil utgangskoden representere én inngangsverdi, dette blir vist i figur 5.19. En eventuell kvantiseringsfeil må være innenfor et område på $1/2$ LSB fra den gitte måleverdien på inngangssignalet for at en ikke skal få en merkbar endring på utgangen. Kvantiseringsstrinnet er hele måleområdet gitt av LSB⁷.

Ved å ta i bruk et 12 bits-signal vil en ha at kvantiseringsstrinnet er gitt av $LSB = \frac{V_{ref}}{2^n}$. En har at referansespenningen inn på ADC-en er $V_{ref} = 3.3 V$. En har dermed et kvantiseringsstrinn ved en 12 bits-oppløsning gitt av ligning 5.43.

$$LSB = \frac{V_{ref}}{2^n} = \frac{3.3V}{2^{12}} = 806 \mu V. \quad (5.43)$$

LSB : Minst signifikante bit

V_{ref} : Spenningen inn på ADC-en, [V]

n : Oppløsning i antall bit

⁷Eng. Least Significant Bit

For at et støysignal skal føre til målefeil på ADC-en må amplituden inn være mer enn 1/2 LSB. 1/2 LSB blir gitt av ligning 5.44.

$$\frac{1}{2}LSB \rightarrow \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{ref}}{2^n} \rightarrow \frac{1}{2} \cdot \frac{3.3 V}{2^{12}} = 403 \mu V \quad (5.44)$$

Dersom det skulle være ønskelig å forbedre oppløsningen eller å redusere kvantiseringsfeil, vil en måtte velge en høyere bit-verdi på utgangen da referansespenningen inn på ADC-en er 3.3 V.

Konverteringstid:

Ut fra databladet til mikrokontrolleren har en at den typiske klokkefrekvensen til ADC-en er 25 MHz ved bruk av et 12 bits-signal [92]. ADC-en til mikrokontrolleren STM32H7A3ZIT6Q bruker 7.5 klokkesykluser på å omforme et 12 bits-signal. Ut fra referansemanualen til mikrokontrolleren STM32H7A3ZIT6Q [91] har en at den totale konverteringstiden for signalet er gitt av formel 5.45.

$$T_{CONV} = T_{hold} + 7.5 \text{ klokkesykluser} \quad (5.45)$$

Holdetidene en kan velge å ta i bruk blir gitt av de satte klokkesykluserne til den valgte mikrokontrolleren STM32H7A3ZIT6Q. Klokkesykluserne blir gitt i tabell 5.9, sammen med den beregnede holdetiden for de ulike klokkesykluserne.

Tabell 5.9: Holdetider beregnet ut fra klokkesykluserne med en frekvens på 25 MHz.

Sykluser	1.5	2.5	8.5	16.5	32.5	64.5	387.5	810.5
Holdetid [ns]	60	100	340	660	1300	2580	15500	16210

For å finne holdetiden som kretsen vil ha behov for bruker en formelen hentet i «How to get the best ADC accuracy in STM32 microcontrollers - Application note» [89]. Denne blir gitt av ligning 5.46.

$$T_{hold} \geq f_{ADC} \cdot (C_{ADC} \cdot R_{AIN}) \cdot \ln(2^{n+1}) \quad (5.46)$$

n : Oppløsningen til ADC-en i antall bit

R_{AIN} : Inngangsmotstand, $[\Omega]$

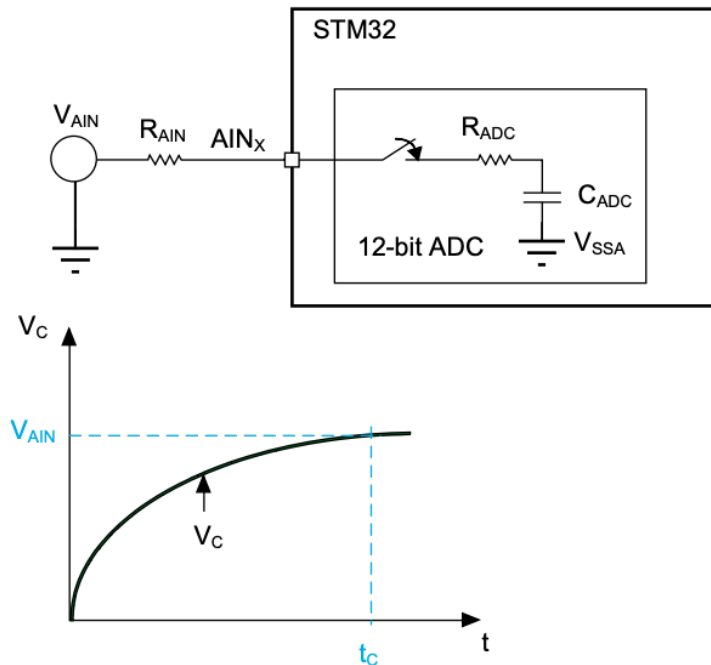
C_{ADC} : Kapasitansen til holdekondensatoren, $[F]$

f_{ADC} : Klokkefrekvensen til ADC-en, $[Hz]$

T_{hold} : Holdetiden i antall klokkesykluser, $[s]$

Ut fra databladet [92] til mikrokontrolleren har en oppgitt at $C_{ADC} = 4 pF$. R_{AIN} er motstanden gitt av signalkilden, dersom denne er veldig høy vil en kunne ende i en situasjon der holdekondensatoren C_{ADC} ikke greier å lade seg opp i tide før en leser av verdien. En ender da opp med å få et avvik i den avleste verdien i forhold til den faktiske verdien som det måles på. Det ble derfor valgt å ta i bruk en operasjonsforsterker som

buffer foran ADC-en slik at motstanden R_{AIN} til signalkilden blir redusert. Dette fordi en ideell operasjonsforsterker kjennetegnes med uendelig høy inngangsimpedans og tilnærmet null utgangsimpedans. Prinsippet bak holdekondensatoren C_{ADC} og inngangsmotstanden R_{AIN} er vist i figur 5.20.



Figur 5.20: Illustrasjon av analog signalkildemotstand [89].

Det er ofte litt forskyvningsfeil og forsterkningsfeil i operasjonsforsterkere, så en må ta hensyn til disse som en ekstern feil inn på ADC-en. Dette må en måle på operasjonsforsterkerkretsene, og eventuelt justere inn på ADC-en for å sikre at den måler riktig dersom forskyvningsfeilen er for stor. I tillegg til forskyvningsfeil er det viktig å se på stighastigheten⁸ og båndbredden til operasjonsforsterkeren for å se at den reagerer raskt nok [89], dette blir vist i tabell 5.8.

Ved bruk av buffer etter filterkretsen, som beskrevet i delkapittel 5.5, vil en ha tilnærmet null utgangsimpedans inn på ADC-en. En vil dermed se på de maksimale verdiene til operasjonsforsterkeren der spenningen ut på operasjonsforsterkeren er på 3.3 V, og ut fra databladet [41] til operasjonsforsterkeren har en at $I_{SOURCE} = 7 \text{ mA}$. Dette gir at en har en maksimal motstandsverdi ut av operasjonsforsterkeren gitt av ligning 5.47.

$$R_{ut} = \frac{V_{ut}}{I_{SOURCE}} = \frac{3.3 \text{ V}}{7 \text{ mA}} = 471.43 \Omega \quad (5.47)$$

Den maksimale motstandsverdien på utgangen av operasjonsforsterkeren er på 471.43 Ω , dette er lavere enn den maksimale motstandsverdien for $R_{AIN} = 1150 \Omega$ oppgitt i databladet [92] til mikrokontrolleren ved en

⁸Eng. Slew Rate

opløsning på 12 bit. Beregningene av holdetiden ved bruk av maksimal motstandsverdi på operasjonsforsterkeren vil bare være et estimat, da det vil være tilnærmet null utgangsimpedans fra operasjonsforsterkeren, og noe motstand i banene på kretskortet. Finner holdetiden en har behov for ved den gitte motstandsverdien for $R_{ut} = 471.43 \Omega$. Holdetiden blir beregnet i ligning 5.48.

$$T_{hold} \geq 25 \text{ MHz} \cdot (4 \text{ pF} \cdot 471.43 \Omega) \cdot \ln(2^{12+1}) \rightarrow T_{hold} \geq 0.42 \text{ klokkesykluser} \quad (5.48)$$

Den nærmeste klokkesyklusen for holdetiden utregnet i ligning 5.48 er på 1.5, som vist i tabell 5.9. Dette gir en konverteringstid i antall klokkesykluser gitt av ligning 5.49.

$$T_{CONV} = 1.5 \text{ klokkesykluser} + 7.5 \text{ klokkesykluser} = 9 \text{ klokkesykluser} \quad (5.49)$$

Dette gir en konverteringstid på $\frac{9 \text{ klokkesykluser}}{25 \text{ MHz}} = 360 \text{ ns}$. En kan dermed konkludere at med den maksimale motstandsverdien på operasjonsforsterkeren har en lav nok konverteringstid i forhold til en sampletid på 1 ms. Ut fra beregningene av konverteringstiden ser en at det vil være mye å gå på, og at holdetiden kan økes ved behov.

5.7 Konklusjon

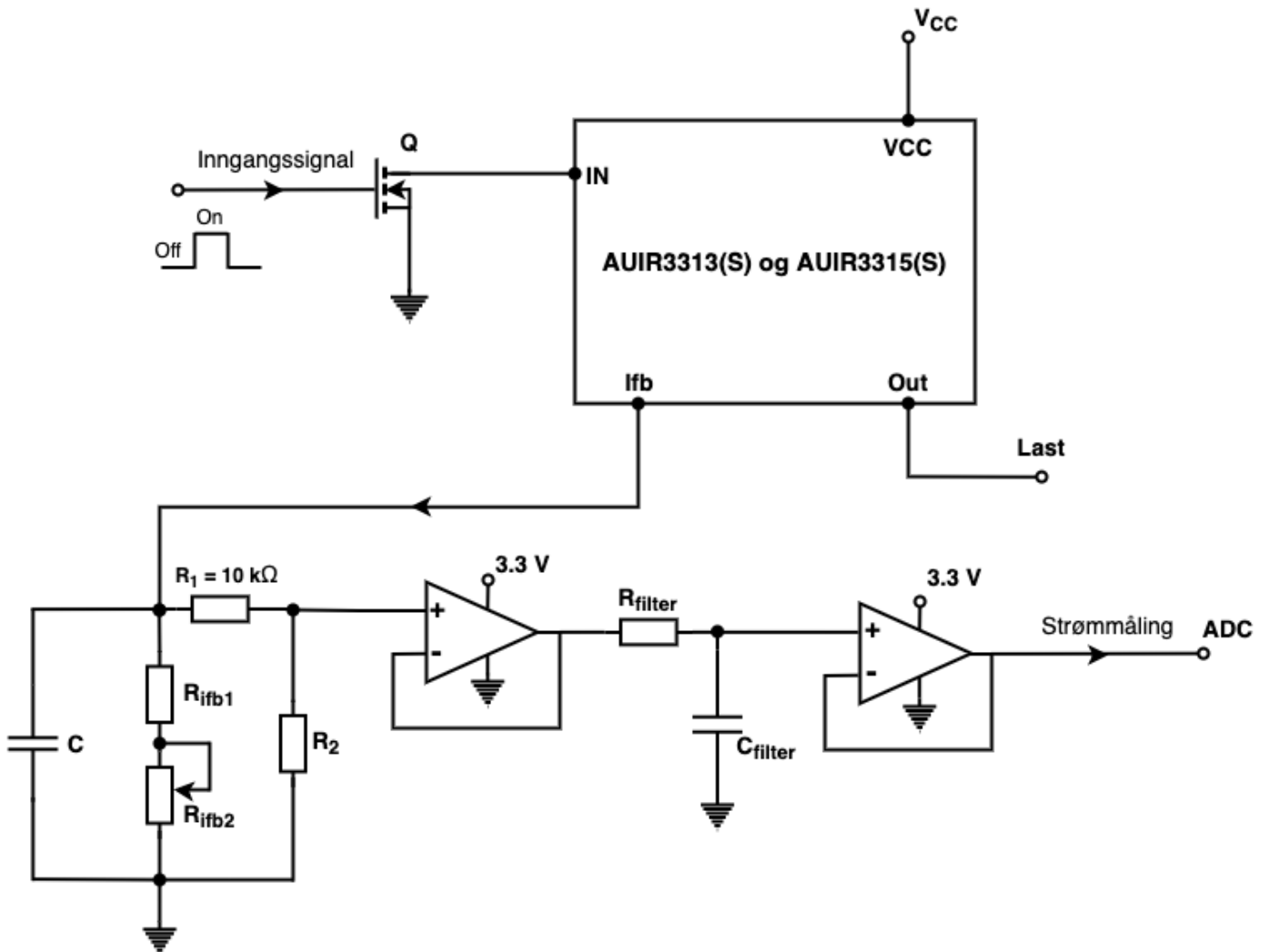
For strømmåling ble det i år tatt i bruk strømsikringene AUIR3313(S) og AUIR3315(S). Disse er tatt i bruk for strømmåling i realiseringen av kraftfordelingskortene i tidligere prosjekter. En kunne dermed konkludere med at disse strømsikringene ville fungere godt i årets realisering av kraftfordelingskort. Strømsikringene viste seg å være en del av en utgående serie, men det var bestilt inn noen ekstra strømsikringer i 2019 som en kunne benytte i årets ROV. Til tross for at strømsikringene er utgående på markedet vil de være et godt valg for årets ROV. Disse ble tatt i bruk for både strømmåling og som strømsikringer, begge funksjonene benytter pinnen I_{fb} på strømsikringene. Strømmen I_{fb} ut på I_{fb}-pinnen er 8800 ganger mindre på strømsikringen AUIR3313(S), og 2800 ganger mindre på strømsikringen AUIR3315(S). Strømsikringene bryter kretsen når spenningsverdien på I_{fb}-pinnen overstiger 4.7 V.

Det ble utarbeidet en strømkrets for å tilpasse spenningen inn på ADC-en, samt for å kunne sette sikringsverdien for de ulike strømsikringene. For å tilpasse spenningen inn på ADC-en ble det tatt i bruk en spenningsdeler. Det ble valgt å bruke et potensiometer i strømkretsen for å oppnå et mer fleksibelt design, samt ha muligheten til å kunne endre verdien strømsikringen brytes på, og for å ha muligheten til å kalibrere sikringene i ettetid. For å unngå overspenning inn på mikrokontrolleren ble det valgt å ta i bruk TVS-dioder som skal fungere som overspenningsvern.

Ut fra tidligere erfaringer i 2018 [65] ble det observert at startstrømmen til motorkontrollene løste ut strømsikringene på grunn av store kondensatorbanker på inngangene. Det ble på bakgrunn av dette valgt å endre karakteristikken ved å sette inn en kondensator i strømkretsene. Dette for å forsinke tiden det vil ta før spenningen kom opp til spenningsverdien 4.7 V som vil bryte sikringene. Dette gjorde at det kan oppstå raske strømtransienter uten at strømsikringene brytes.

For å oppnå en ønsket knekkfrekvens på 15-20 Hz, samt for å oppnå en mest mulig nøyaktig og presis strømmåling inn på ADC-en ble det konstruert et anti-nedfoldingsfilter. Dette er et første ordens lavpassfilter

som har to operasjonsforsterkere ved inngangen og utgangen av filteret. Operasjonsforsterkerene fungerer som bufferkretser for å skille strømkretsen og filterkretsen, samt skille filterkretsen og ADC-en. Ulempen ved å kaskadekoble to filtre er at når ordenen øker vil forsterkningen og presisjonen til det totale filteret minke. Den ferdige kretsen for strømsikringene med strøm- og filterkretsen er vist i figur 5.21.



Figur 5.21: Den ferdigstilte sikringskretsen inkludert strøm- og filterkretsen.

Ut fra testing utført av motorgruppen [62] fant en ut at fremdriftsmotorene av typen Thruster P1000 [97] som ble tatt i bruk for navigering i vertikal og horisontal retning kunne kjøre maksimalt på 14 A ved en spenning på 12 V. Det vil si at sikringsverdiene for disse motorene vil være noe høyere enn det er behov for, men dette kan en ta hensyn til ved hjelp av kalibrering i strømkretsen som forklart tidligere i kapitlet. Dette vil bli verifisert og testet ved ferdigstilling av ROV-en og kraftfordelingskortet.

Kapittel 6

Kjølebehov

Dette kapitlet skal ta for seg kjølebehovet som oppstår i elektronikkhuset inni ROV-en på grunn av varmeutvikling fra de ulike elektriske komponentene som benyttes i ROV-en. Kapitlet vil også ta for seg de ulike kjøle metodene og tiltakene som er brukt for å hindre varmgang.

6.1 Bakgrunn

ROV-en får tilført kraft fra overflatesystemet ved hjelp av navlestrengen. Kraften som blir tilført ROV-en skal i hovedsak forsyne motorene som sørger for fremdrift av ROV-en. Mye av den tilførte kraften til ROV-en blir gjort om til varme på grunn av effekttap i de ulike elektriske komponentene som er tatt i bruk, samt transmisjonstap i kablene.

Elektronikkhuset er et lukket rør av aluminium. Den totale effektomsetningen inni røret vil kunne føre til høye temperaturer, noe som kan føre til at noen av de elektriske komponentene inni elektronikkhuset kan oppnå en høy driftstemperatur. For å forhindre dette vil det bli satt inn sirkulasjonsvifter på nedre og øvre plan i elektronikkhuset. Elektronikkhuset i aluminium har en god varmeledningsevne, slik at noe av varmen vil bli transportert ut i bassenget. For noen av de elektriske komponentene, som for eksempel 800 W-regulatorene, vil det kunne oppstå høy varmeutvikling ved høy effekt. Ved høy effekt vil de elektriske komponentene kunne få en veldig høy driftstemperatur, noe som kan føre til at de kan slutte å fungere hvis de ikke har kjøling. Det vil derfor bli sett på ulike kjøle metoder for å ta i bruk i elektronikkhuset.

6.2 Kjøle metoder

Det er ulike kjøle metoder for å regulere temperaturen inni elektronikkhuset. Det ble valgt å bruke metodene passiv og aktiv kjøling for å regulere arbeidstemperaturen inni elektronikkhuset, og på komponenter som kan oppnå høye temperaturer under drift. Det blir derfor sett nærmere på disse to metodene under.

Passiv kjøling

Det er flere elektriske komponenter som er designet slik at de ikke selv greier å lede vekk all varmen som blir produsert ved bruk, det er derfor i enkelte tilfeller behov for å ta i bruk en kjøleribbe. Disse fungerer ved at en overfører varme utviklet ved høy effekt fra en elektrisk komponent med høy temperatur til et materiale med lavere temperatur. For å oppnå best mulig kjøleeffekt ved bruk av kjøleribbe er det viktig med god kontakt mellom komponenten og kjøleribben, som vil si et størst mulig overflateareal. Når en på denne måten bruker en kjøleribbe for å regulere temperaturen på en elektrisk komponent er det en passiv kjølemetode. Kobber og aluminium er materialer som ofte tas i bruk for å utvikle kjøleribber, dette fordi at de har god varmeledningsevne. Kjøleribben som vil bli tatt i bruk på kraftfordelingskortet er vist i figur 6.1. Dette er en illustrasjon av kjøleribben før en har maskinert den til å passe på komponentene.



Figur 6.1: Kjøleribben som ble tatt i bruk for passiv kjøling [32].

Det ble sett på de ulike fordelene og ulempene ved bruk av passiv kjøleelement i tabell 6.1.

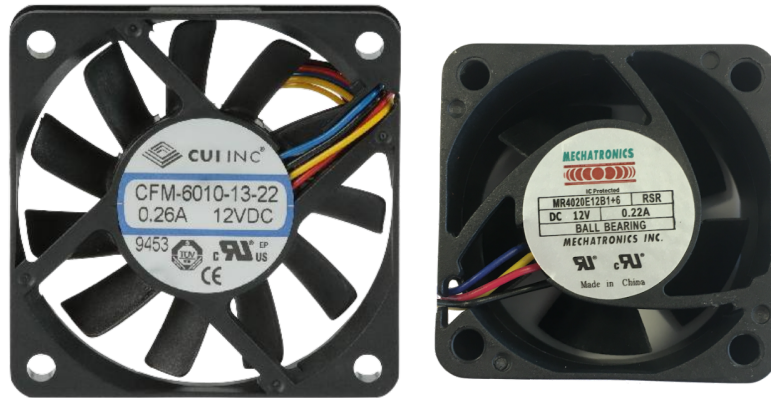
Tabell 6.1: Fordeler og ulemper med passiv kjøling.

Kjøleribbe	
Fordeler	Ulemper
<ul style="list-style-type: none"> - Ingen støy - Trenger ikke strømtilførsel 	<ul style="list-style-type: none"> - Tar en del plass - Oppnår ikke en like lav temperatur som ved aktiv kjøling

Aktiv kjøling

I elektronikkhuset vil det benyttes aktiv kjøling ved hjelp av vifter, i tillegg til passiv kjøling. Aktiv kjøling blir benyttet for å regulere temperaturen til komponenter, og til sirkulering av luft inni elektronikkhuset. I et lukket system som elektronikkhuset til ROV-en kan en oppnå høye temperaturer, noe som kan påvirke elektronikken. For å unngå at varmen blir sentrert rundt komponentene med høy driftstemperatur benyttes

aktiv kjøling med vifter for å få sirkulert luften inni elektronikkhuset. Viftene i figur 6.2 vil bli tatt i bruk for aktiv kjøling på kraftfordelingskortet i elektronikkhuset.



Figur 6.2: Vifter for bruk på kraftfordelingskortet i elektronikkhuset [42] og [55].

Det ble sett på de ulike fordelene og ulempene ved bruk av aktiv kjøling i tabellen 6.2.

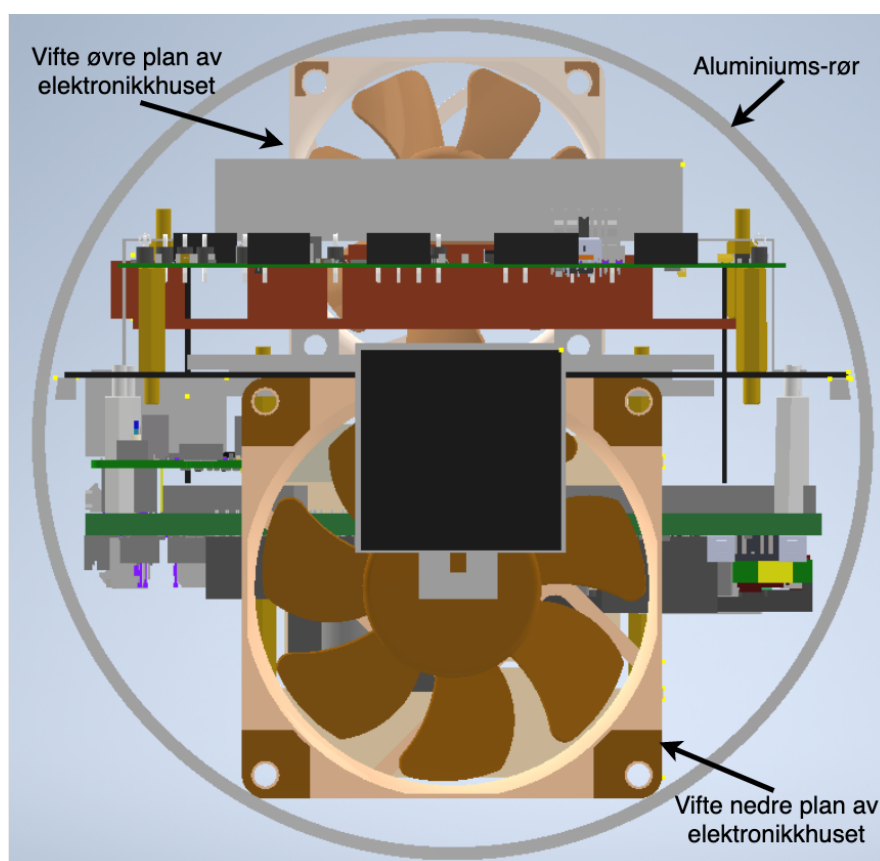
Tabell 6.2: Fordeler og ulemper med aktiv kjøling.

Kjølevifte	
Fordeler	Ulemper
- Finnes i mange størrelser - Fordeler varmen	- Lager en del støy - Trenger strømtilførsel

6.3 Kjølebehov

Inni elektronikkhuset i ROV-en er det mange ulike elektriske komponenter som har ulike effekttap. Effekttapet som oppstår blir omgjort til varme. Dette gjelder varme fra alt fra spenningsregulatorer til mindre elektroniske komponenter som lysdioder, transistorer, og motstander, samt transmisjonstap i kabler. Det er mange faktorer og komponenter som påvirker varmeutvikling og temperaturen inni elektronikkhuset. Det er derfor en veldig kompleks oppgave å ta for seg en fullstendig termisk analyse med hensyn på alle faktorene som vil påvirke temperaturen inni elektronikkhuset.

Det blir valgt å ta i bruk sirkulasjonsvifter på øvre og på nedre plan i elektronikkhuset. Disse vil være med på å sirkulere luften rundt, samt å føre til en utjevning av temperaturen inni elektronikkhuset. Elektronikkhuset er konstruert av aluminium som har god varmeledningsevne, dette vil også hjelpe på reguleringen av temperaturen. Det vil også bli sett på kjøling for komponenter på kraftfordelingskortet som er mest kritisk, og vil ha en relativt høy driftstemperatur. Oppsett inni elektronikkhuset er vist i figur 6.3.



Figur 6.3: Oppdeling inni elektronikkhuset. 3D-modell laget av sensorgruppen [63] ved design av elektronikkhuset.

6.3.1 Effekttap i spenningsregulatorer

Spenningsregulatorene er komponenter som kan yte høy effekt. Det blir derfor sett nærmere på disse med tanke på effekttap og varme. Spenningsregulatorene som er tatt i bruk er av typen svitsjet ned-regulatorer som har høy virkningsgrad, disse blir listet opp under:

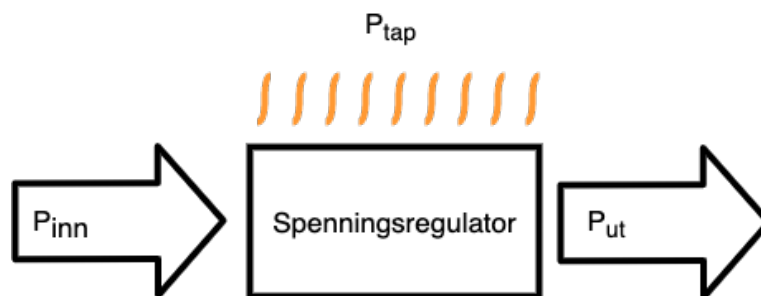
- QBVE067A0B Barracuda fra ABB på 800 W har en virkningsgrad opp mot 96.3 %.
- Q36SR12017NRFA fra Delta Electronics på 204 W har en virkningsgrad opp mot 93 %.
- V48SR05013NRFA fra Delta Electronics på 65 W har en virkningsgrad opp mot 91 %.

Virkningsgraden er forholdstallet mellom den tilførte effekten P_{inn} og den avgitte effekten P_{ut} til spenningsregulatorene. En ned-regulator har vanligvis en virkningsgrad på over 90 %, til tross for dette vil det kunne oppstå store effekttap da de kan ha et høyt effektforbruk.

I databladene til de ulike spenningsregulatorene er det ikke oppgitt hva inngangseffekten på regulatorene er. Dette blir funnet ved å bruke formelen for virkningsgraden [60], gitt i ligning 6.1.

$$\eta = \frac{P_{ut}}{P_{inn}} \rightarrow P_{inn} = \frac{P_{ut}}{\eta} \quad (6.1)$$

Inngangseffekten til spenningsregulatorene er illustrert i figur 6.4, og blir vist i ligning 6.2.



Figur 6.4: Illustrasjon av effektforbruket i spenningsregulatorene.

$$P_{inn} = P_{ut} + P_{tap} \quad (6.2)$$

Ved å ta utgangspunkt i maksimal effekt på en av spenningsregulatorene av typen QBVE067A0B Barracuda fra ABB på 800 W får en at inngangseffekten er gitt av ligning 6.3.

$$P_{inn} = \frac{P_{ut}}{\eta} = \frac{800 \text{ W}}{0.963} = 830.7 \text{ W} \quad (6.3)$$

Ut fra databladet [1] til spenningsregulatoren er det oppgitt at de to 800 W-spenningsregulatorene kan levere 800 W på utgangen. Ved en maksimal belastning på regulatoren vil en her ha et større effektforbruk fra

spenningskilden som forsyner regulatoren med 830.7 W. Den tapte effekten i regulatoren som vil bli omgjort til varme er gitt av ligning 6.4.

$$P_{tap} = P_{inn} - P_{ut} = 830.7 \text{ W} - 800 \text{ W} = 30.7 \text{ W} \quad (6.4)$$

Den maksimale tilførte effekten, den maksimale avgitte effekten, og den tapte effekten til alle spenningsregulatorer er gitt i tabell 6.3.

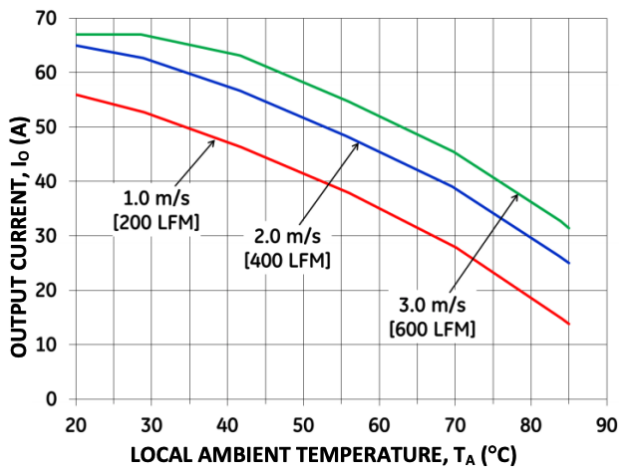
Tabell 6.3: Tapte effekt i spenningsregulatorer ved maksimal belastning.

Regulatorer	Virkningsgrad η	Tilført effekt P_{inn}	Avgitt effekt P_{ut}	Tapte effekt P_{tap}
QBVE067A0B41-HZ, 800 W (VM)	96.3 %	830.7 W	800 W	30.7 W
QBVE067A0B41-HZ, 800 W	96.3 %	830.7 W	800 W	30.7 W
Q36SR12017NRFA, 204 W	93 %	219.4 W	204 W	15.4 W
V48SR05013NRFA, 65 W	91 %	71.4 W	65 W	6.4 W
Totalt effekttap				83.2 W

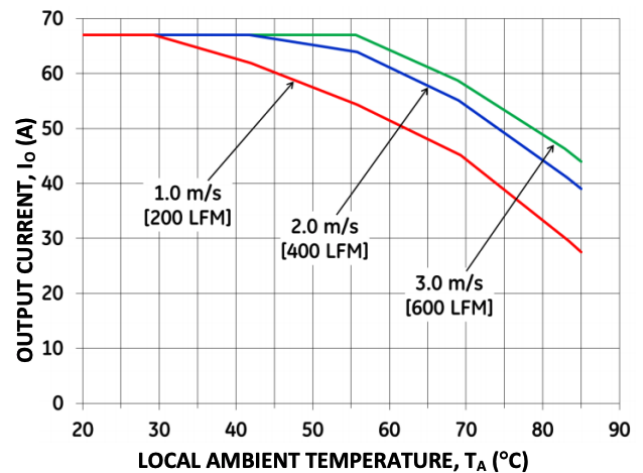
Spenningsregulatorer på kraftfordelingskortet vil ved maksimal ytelse ha et effekttap på 83.2 W. Det totale effekttapet i regulatorer vil bli omgjort til varme, som vil føre til en høy temperatur i området rundt regulatorer. For å hindre høye temperaturer i området rundt regulatorer vil det være et behov for god sirkulasjon av luften inni elektronikkhuset. Dette blir gjort ved sirkulasjonsvifter på nedre og øvre plan inni elektronikkhuset, og ved hjelp av kjøleribber med påmonterte vifter over de største spenningsregulatorer på 800 W.

6.3.2 800 W-regulatorer

De to 800 W-regulatorer skal forsyne de 13 motorene som ROV-en er utstyrt med. Motorene er fordelt slik at hver spenningsregulator har muligheten til å levere maksimalt strømbehov. Det er satt en begrensning på den totale effekten som regulatorer kan levere, som forklart i delkapittel 2.2. Ut fra databladet til 800 W-regulatorer [1] har en at det er anbefalt å ta i bruk aktiv kjøling for at spenningsregulatorer skal kunne levere maksimal laststrøm på 67 A ved høye temperaturer. I figur 6.5 er det vist en graf som illustrerer ytelsen regulatorer vil ha uten bruk av kjøleribbe, mens i figur 6.6 er det illustrert ytelsen til regulatorer ved bruk av kjøleribbe på 0.5 inch = 1.27 cm.



Figur 6.5: Maksimal laststrøm ved ulike omgivelsestemperaturer og luftstrømninger ved bruk av spenningsregulator på 800 W uten kjøleribbe [1].



Figur 6.6: Maksimal laststrøm ved ulike omgivelsestemperaturer og luftstrømninger ved bruk av spenningsregulator på 800 W med kjøleribbe på 1.27 cm [1].

Temperaturen i bassengvannet under konkurransen er oppgitt i MATE-konkurransemanual [16] til å ligge mellom 15 °C til 30 °C. Ut fra figur 6.5 ser en at ved en temperatur på 30 °C som er den maksimale temperaturen i bassengvannet vil laststrømmen til regulatoren ligge mellom 52.86 - 65.71 A. Ved økt temperaturer inni elektronikkhuset ser en at den maksimalt tillatte strømværdien synker relativt raskt uten bruk av kjøleribbe på spenningsregulatorene. Ut fra figur 6.6 ser en ved den maksimale temperaturen i bassengvannet på 30 °C at regulatoren vil ligge på en tilnærmet laststrøm på 67 A, som er den maksimale laststrømmen som spenningsregulatorene kan levere. På bakgrunn av dette blir det valgt å ta i bruk kjøleribber og vifter for å regulere temperaturen på 800 W-regulatorene.

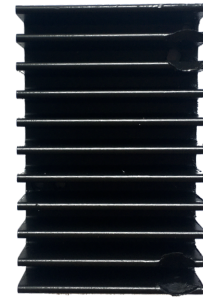
Temperaturen inni elektronikkhuset vil trolig ha en høyere temperatur enn omgivelsestemperaturen i bassenget, men siden ROV-en ikke er ferdigstilt enda er det vanskelig å si hva den faktiske temperaturen vil bli. I 2016 [71] ble det erfart at temperaturen inni elektronikkhuset var på 48 °C, men regulatoroppsettet og elektronikkåret i årets design er ulikt enn tidligere design. Det vil derfor være utfordrende å angi en presis temperatur i elektronikkhuset til årets ROV, men det blir antatt at denne vil ligge mellom 30 - 50 °C. Det er derfor nødvendig med en ny temperaturmåling ved ferdigstilling av ROV-en.

Komponentvalg:

Det ble valgt å ta i bruk to kjøleribber fra Fischer Elektronik i svart anodisert aluminium med termisk motstand på 2.5 K/W [32]. Disse ble designet og maskinert slik at de er tilpasset målene til spenningsregulatorene, og vil passe på kraftfordelingskortet. For å oppnå en best mulig konstruksjon av kjøleribbene ble designet utarbeidet av gruppen sammen med maskinverkstedet ved UiS. Det ble designet og maskinert kjøleribber som hadde en total overflate som var størst mulig for å fordele varmen best mulig. Resultatet av konstruksjonen er vist i figurene 6.7 og 6.8.



Figur 6.7: Kjøleribbe ferdigmaskinert for den ene 800 W-regulatoren.



Figur 6.8: Kjøleribbe ferdigmaskinert for den andre 800 W-regulatoren.

På den ene regulatoren ble det valgt å bruke en vifte fra CUI Devices med dimensjonene 60 mm (L) x 60 mm (B) x 10.6 mm (H) [42]. Viften ville ha en større dimensjon enn spenningsregulatoren, noe som ville føre til at en fikk luftstrømning direkte ned på kraftfordelingskortet. Den andre viften som ble valgt å ta i bruk er fra Mechatronics Fan Group med dimensjonene 40 mm (L) x 40 mm (B) x 20 mm (H) [55]. Viftene skal monteres oppå kjøleribbene for å sikre at luftstrømmen over regulatorene er på 3 m/s, som forklart i figur 6.6. Ved å plassere viftene oppå kjøleribbene vil en tvinge luftstrømmen til å gå gjennom rillene på kjøleribben.

På grunn av den sirkulære utformingen til elektronikkhuset kunne en ikke plassere viftene helt i ytterkanten av regulatorene. Viftene ble derfor plassert 3 riller innover på kjøleribbene. En vil dermed ha et totalt areal for luftgjennomstrømningen gitt av området på kjøleribben som viftene dekker. Overflatearealet for å beregne luftgjennomstrømningen blir gitt av ligning 6.5.

$$A = 2 \cdot L \cdot H = 2 \cdot (40 \text{ mm} - 8 \cdot 2 \text{ mm}) \cdot 15 \text{ mm} = 720 \text{ mm}^2 \quad (6.5)$$

L : Lengde av kjøleribben som blir dekket av viften, [mm]

H : Høyden til kjøleribben, [mm]

A : Areal, [mm²]

Det er ønskelig at viftene har en hastighet på minimum 3 m/s, som forklart i figur 6.6. For å beregne den minimale verdien for luft-volumgjennomstrømningen som viftene vil behøve på kjøleribbene ble det valgt å ta i bruk en kalkulator for luftgjennomstrømning fra CUI Devices [22]. Ved å sette inn en hastighet på 3 m/s og et areal på 720 mm² inn i kalkulatoren får en oppgitt en minimumsverdi for luft-volumgjennomstrømningen på 4.58 CFM¹. De valgte viftene med den oppgitte luftgjennomstrømningen deres er listet opp i tabell 6.4.

¹Eng. Cubic Feet per Minute = ft³/min

Tabell 6.4: Luftgjennomstrømning i de valgte viftene.

Vifte	CFM
CFM-6010-13	24.18
MR4020E12B-RSR	15.8

Ut fra tabell 6.4 ser en at begge de valgte viftene har en luft-volumgjennomstrømning som er høyere enn det som ble beregnet at vil være behov for til spenningsregulatorene. Den ferdigstilte utformingen av viftene montert på de ferdigmaskinerte kjøleribbene er vist i figur 6.9.



Figur 6.9: De to kjøleribbene ferdigmaskinert med tilhørende vifter.

Ut fra figur 6.9 ser en at 60 mm-viften vil være større enn regulatoren. En vil dermed få sirkulert luften rundt regulatoren, det vil dermed være en fordel med en høyere luft-volumgjennomstrømning enn beregnet. Det ble derfor valgt en vifte med en luft-volumgjennomstrømning som er over 5 ganger så høy som en har behov for.

6.3.3 Vifter for sirkulasjon i elektronikkhuset

Elektronikkhuset til ROV-en er et lukket aluminiumrør som er delt i et øvre og et nedre plan, som vist i figur 6.10. De ulike elektriske komponentene inni elektronikkhuset har en begrensning for hva den maksimale omgivelsestemperaturen kan være for at de skal kunne operere. Det vil derfor være behov for sirkulering av luften slik at alle komponentene holder seg innenfor den oppgitte maksimale temperaturen gitt av databladene til de ulike komponentene inni elektronikkhuset. Hvis temperaturen i elektronikkhuset overstiger den maksimale temperaturen oppgitt i databladene til de elektriske komponentene, vil komponentene kunne oppnå en for høy driftstemperatur slik at de slutter å fungere.

I de tidligere ROV-ene som er utviklet i forbindelse med UiS Subsea-prosjektet har det vært benyttet akrylrør som materiale for elektronikkåret. Akryl har en konduktivitet på 0.2 W/m·K. Konduktiviteten er et mål på materialet sin evne til å lede termisk energi. Akryl er et isolerende materiale slik at varmen vil bli isolert inni elektronikkhuset. Elektronikkåret i årets ROV er laget i aluminium som har en konduktivitet på 205 W/m·K. Aluminium er et materiale med en god varmeledningsevne, noe som gjør at elektronikkåret vil lede varme bedre ut mot bassengvannet.

Tabell 6.5: Varmeledningsevne til akryl og aluminium [100].

Materiale	Konduktivitet ved 25° C [W/m·K]
Akryl	0.2
Aluminium	205

For å finne ut hvor godt aluminiumsrøret leder den varme luften ut til bassengvannet må en finne ut hvor god varmeledningsevne det vil være mellom luften i elektronikkhuset og bassengvannet. For å finne denne må en først beregne varmeledningsevnen mellom luften i elektronikkhuset og aluminiumsrøret, for så å beregne varmeledningsevnen mellom aluminiumsrøret og bassengvannet. Formelen for koeffisienten til varmeledningsevnen blir vist i ligning 6.6.

$$h = \frac{q}{\Delta T} \quad (6.6)$$

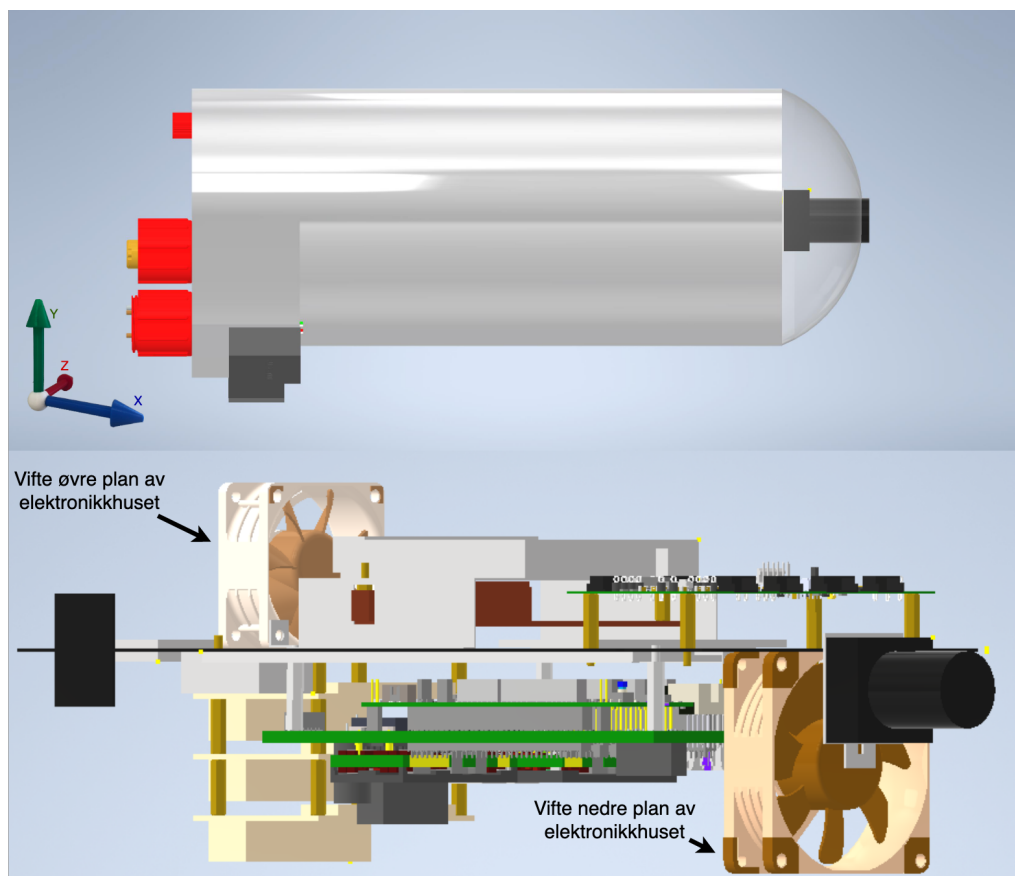
h : Koeffisient for varmeledning, [W/(m² · K)]

q : Varmeveksling per areal, [W/m²]

ΔT : Temperaturforskjell mellom aluminiumsrøret og vannet/luft, [°C]

Da en ikke har temperaturen til elektronikkåret eller bassengvannet, eller overflaten til aluminiumsrøret vil denne analysen bli utført ved ferdigstilling av ROV-en.

For å oppnå en god sirkulasjon og en regulert temperatur inni elektronikkhuset til ROV-en blir det benyttet to vifter. I elektronikkhuset til ROV-en vil kretskortene ligge horisontalt, altså i x-retning som vist i figur 6.10, dette er for å få en god gjennomstrømning av luft gjennom røret. Det er valgt å bruke to individuelle vifter i forskjellig størrelse i hvert av planene i elektronikkhuset. Plasseringen av viftene og de forskjellige elektriske komponentene i elektronikkhuset er vist i figur 6.10.



Figur 6.10: Retningsbeskrivelse og oppdeling inni elektronikkhuset. 3D-modell laget av sensorgruppen [63] ved design av elektronikkhuset.

I det øvre planet av elektronikkhuset er det plassert elektronikk som ikke trekker så mye effekt, deriblant sensorkortet og nettverkssvitsjen. En vil dermed ikke ha stor varmeutvikling på den øvre delen av elektronikkhuset. Viften som ble tatt i bruk til det øvre planet er en vifte fra NOCTUA med målene 60 mm (L) x 60 mm (B) x 25 mm (H) [58] med luftvolungjennomstrømning på 16.7-29.2 CFM. Viften NF-A6 fra NOCTUA er vist i figur 6.11.



Figur 6.11: Vifte fra NOCTUA til sirkulering av luft i øvre plan av elektronikkhuset [58].

I det nedre planet av elektronikkhuset er kraftfordelingskortet, og motorkontrollene for manipulatorarmen plassert. Elektronikken som er plassert her vil ha en større varmeutvikling enn i det øvre planet, slik at det er et større behov for luftgjennomstrømning i denne delen av elektronikkhuset. Det ble derfor tatt i bruk en vifte med målene 80 mm (L) x 80 mm (B) x 25 mm (H) fra NOCTUA [59] med luft-volumgjennomstrømning på 32.7 CFM. Viften NF-A8 fra NOCTUA er vist i figur 6.12.



Figur 6.12: Vifte fra NOCTUA til sirkulering av luft i nedre plan av elektronikkhuset [59].

6.4 Konklusjon

De valgte elektriske komponentene i ROV-en vil avgi varme på grunn av effekttap. De ble sett på ulike metoder for varmfordeling inni elektronikkhuset. Det var opprinnelig tenkt å ta en fullstendig termisk analyse av alle de elektriske komponentene inni elektronikkhuset. På grunn av tidsbegrensning i prosjektet ble det bestemt at en skulle prioritere å se på de komponentene som vil ha høyest effekttap, og hvilke metoder som ville oppnå en best mulig sirkulasjon av luften inni elektronikkhuset. Det ble tatt inspirasjon fra hva som har fungert i tidligere prosjekter, men oppsettet og elektronikk-løsningen i årets design er satt opp annerledes. Årets design av elektronikkhuset, der kretskortene ligger horisontalt, vil forbedre sirkulasjonsbanen for luftstrømmen inni elektronikkhuset. Den gode varmeledningsevnen til aluminiumrøret vil også bidra til å redusere temperaturen. Ved utarbeiding av kjølebehovet i elektronikkhuset hadde en ikke ferdigstilt ROV-en, slik at en ikke fikk et godt estimat av forholdstallet mellom aluminiumsrøret og bassengvannet. Dette vil bli utført ved ferdigstilling av ROV-en. Utviklingen av elektronikkhuset var det sensorgruppen [63] som hadde ansvar for. På grunn av plassmangel valgte de å ikke ha kjøleribber i utformingen av elektronikkhuset.

Det ble foretatt termisk analyse av 3.3 V-spenningsregulatoren i delkapittel 2.2.4, og for transistorene til styringskretsene i kapittel 7. Analysene viste at elektriske komponenter med lite effekttap ikke har behov for eksterne kjølemetoder annet enn god sirkulering av luften inni elektronikkhuset.

Ved ferdigstilling vil det bli tatt en fullstendig temperaturmåling av temperaturen inni elektronikkhuset. Temperaturmålingene vil bli utført ved hjelp av temperaturmåleren på sensor kortet, som har en nøyaktighet på 0.003 °C og tar 100 målinger i sekundet.

Kapittel 7

Strømstyring

Kapitlet tar for seg valg av transistorer for styring av strømsikringer, vifter og indikasjonsslys. Strømsikringene som blir tatt i bruk for strømmåling og ved store strømtrekk til motorene og mikro-ROV-en ble beskrevet i kapittel 5. Styretransistorene for strømsikringene, indikasjonsslysene og viftene blir styrt ved hjelp av mikrokontrolleren, som ble valgt i kapittel 4.1.

7.1 Styrebehov

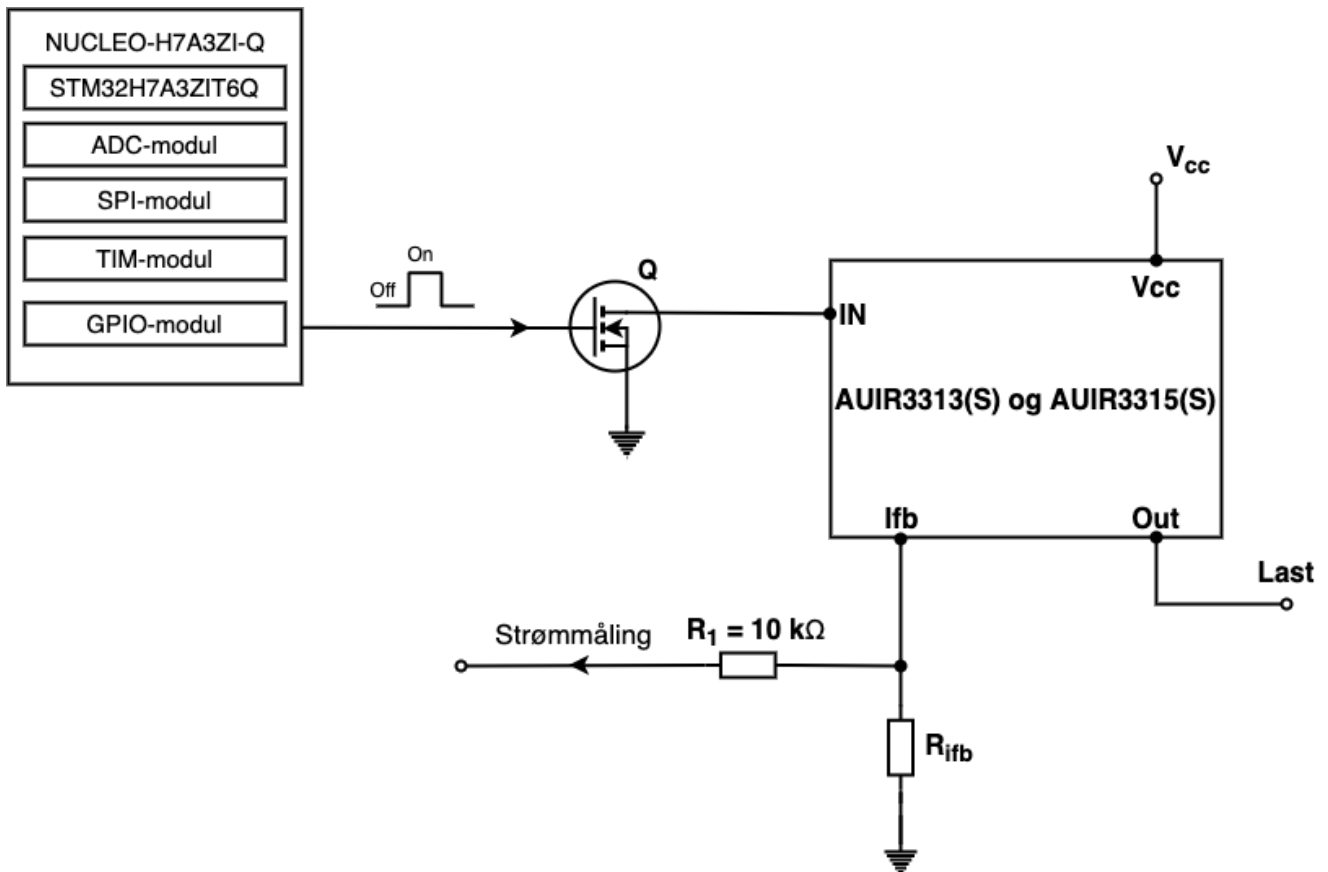
Det totale effektforbruket til ROV-en er gitt av MATE-konkurransemanual [16] til å være 48 V og 30 A, som gir et totalt effektforbruk på 1440 W. I kapittel 2.2 ble det valgt å ta i bruk to ned-regulatorer på 800 W til motorene. Det totale effektforbruk til motorene vil være høyere enn det gitte maksimale effektforbruket fra MATE dersom alle motorene kjører ved full effekt. Det vil derfor være behov for å styre og overvåke hver enkelt motor. I MATE-konkurransemanual [16] er det satt begrensning av spennings- og strømtilførselen til mikro-ROV-en, det ble derfor valgt å ha strømmåling på mikro-ROV-en. Strømmålingene til motorene og mikro-ROV-en vil bli kommunisert ved bruk av fiber opp til overflatesystemet, som vist i figur 1.22. Det ble bestemt å ha indikasjonsslys for feilsøking, og for bruk ved visuell inspeksjon av motorene og mikro-ROV-en. I UiS Subsea-prosjektet ble det bestemt at det var ønskelig å ha muligheten til å styre viftene inni elektronikkhuset, slik at en kunne regulere hastigheten på viftene ut fra temperaturen.

Behovsspesifikasjoner for styresignaler fra mikrokontrolleren:

- Av- og påslag av motorene og mikro-ROV-en.
- Styring av vifter inni elektronikkhuset.
- Indikasjonsslys for feilsøking og visuell inspeksjon.

7.2 Styling av strømsikringer

Strømsikringen AUIR3313(S) skal foreta strømmåling av motorene, og strømsikringen AUIR3315(S) skal foreta strømmåling av mikro-ROV-en, som bestemt i kapittel 5. Strømsikringene ble tatt i bruk for strømmålinger og beskyttelse av motorene og mikro-ROV-en ved store strømtrekk. Ved av- og påslag av strømsikringene må en sette signalet på IN-pinnen. Strømsikringene leder ved lavt signal på IN-pinnen, dette betyr at ved å sette signalet lavt kobles IN-pinnen til jord. Det ble ut fra den typiske oppkoblingen for strømsikringene i databladene [76] og [77], valgt å ta i bruk en transistor som blir styrt av mikrokontrolleren for å sette IN-pinnen. Ut fra databladet til strømsikringene har de oppgitt en intern optrekksmotstand på 80Ω . En optrekksmotstand brukes vanligvis i kombinasjon med transistorer, men siden strømsikringene har en intern optrekksmotstand vil det ikke være behov for dette i oppbygning styringskretsen. Oppkoblingen av styrekretsen for strømsikringene er vist i figur 7.1. Det er 14 kretser, hvor tretten av kretsene er av typen AUIR3313(S) til motorene, og en av kretsene er av typen AUIR3315(S) til mikro-ROV-en.

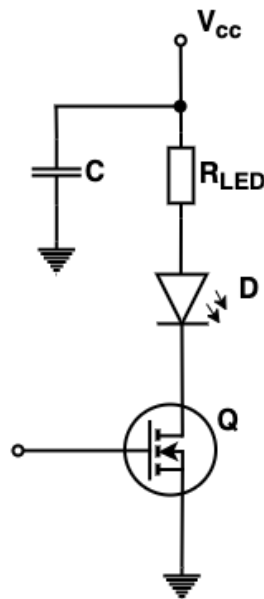


Figur 7.1: Styrekrets for strømsikringene AUIR3313(S) og AUIR3315(S), hentet fra databladene [76], [77] og modifisert med styretransistor.

I figur 7.1 og i kretsene for strømsikringene videre i kapitlet er ikke strøm- og filterkretsen som ble konstruert i kapittel 5 illustrert. Hensikten med styretransistoren er at en ved hjelp av overflatesystemet skal kunne sette

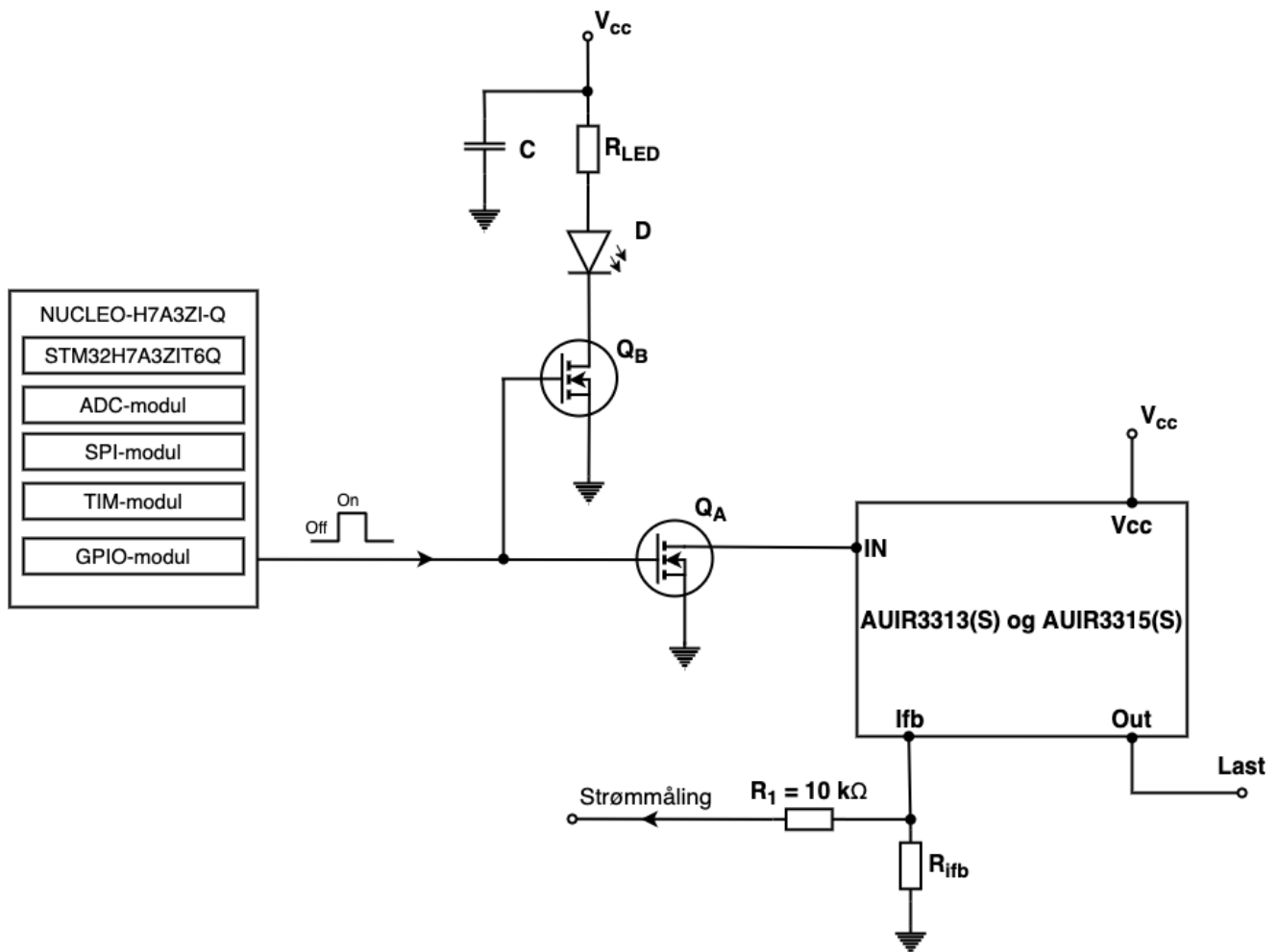
spenningssignalet på IN-pinnen til strømsikringene dersom strømsikringen skulle brytes. Fordelen med dette er at en kan skru av og på alle motorene og mikro-ROV-en til enhver tid, samt overvåke motorene hver for seg. Mikro-ROV-en skal bare være med på å løse oppgaven hvor en skal kjøre inn i et lite rør for å hente et objekt, og ikke de andre oppgavene i konkurransen. Det vil derfor være viktig å ha muligheten til å skru av og på strømtilførselen til mikro-ROV-en til enhver tid. Ved å ha styretransistorer som utfører av- og påslag av strømsikringene AUIR3313(S) og AUIR3315(S) vil det ikke oppstå situasjoner der en overbelaster kraftsystemet til ROV-en.

Det ble tatt i bruk indikasjonsslys på alle motorene og mikro-ROV-en for feilsøking og visuell inspeksjon. For å redusere variasjonen i forsyningsspenningen V_{cc} til kretsen for indikasjonsslysene blir det tatt i bruk en avkoblingskondensator C . Oppkoblingen av lyskretsen blir vist i figur 7.2.



Figur 7.2: Styringskrets for indikasjonsslysene.

Det ble valgt å koble «Gate»-pinnene på transistorene til styrekretsene for strømsikringene og for indikatorlysene sammen, slik at en kan bruke indikasjonsslysene til å se om strømsikringene leder strøm eller ikke. Dette blir vist i figur 7.3.



Figur 7.3: Styrekrets for strømsikringene AUIR3313(S) og AUIR3315(S), hentet fra databladene [76], [77] og modifisert med styretransistor, samt indikasjonsslys.

For å kunne halvere antall styretransistorer på kraftfordelingskortet ble det valgt å ta i bruk en dobbel N-kanals MOSFET transistor til styringskretsene for indikasjonsslysene og strømsikringene. Komponentvalget av transistorer og indikasjonsslys vil bli belyst i delkapittel 7.2.1.

7.2.1 Komponentvalg for styringskrets til strømsikringer

I dette delkapittelet blir det sett på komponentvalg for styringskretsen til strømsikringene, AUIR3313(S) og AUIR3315(S), og på indikasjonsslysene for motorene og mikro-ROV-en. Det vil også bli tatt DC-analyse for å se om transistoren greier å styre styringskretsen.

Indikasjonslys:

Det ble valgt å ha LED-lys for feilsøking og visuell indikasjon for å se om strømsikringene er aktivert. Det ble valgt å ta i bruk LED-lys fra Kingsbright i tre ulike farger; grønn [49], gul [51], og rød [50]. Nedenfor blir det listet opp hvilke farger som ble tatt i bruk til de ulike motorene.

- **Grønne LED-lys:** Indikere om fremdriftsmotorene for vertikal navigering er av eller på.
- **Røde LED-lys:** Indikere om fremdriftsmotorene for horisontal navigering er av eller på.
- **Gule LED-lys:** Indikere om motorene til manipulatorarmen, og om motoren til kabeltrommel til mikro-ROV-en er av eller på. Indikerer også om mikro-ROV-en er av eller på.

Det er tenkt å forsyne LED-lysene med en forsyningsspenning på $V_{cc} = 3.3 \text{ V}$. En må dermed sjekke hvilken maksimal framoverspenning¹ V_{LED} og framoverstrøm² I_{LED} LED-lysene tåler. Dette blir vist i tabell 7.1.

Tabell 7.1: Valgte lysdioder for indikasjonslys [49], [50] og [51].

	Grønt LED-lys	Gult LED-lys	Rødt LED-lys
I_{LED}	20 mA	20 mA	20 mA
V_{LED}	2.1 V	2.0 V	1.9 V

Ut fra tabell 7.1 ser en at en forsyningsspenning på $V_{cc} = 3.3 \text{ V}$ vil bli høyere enn den maksimale framoverspenningen til LED-lysene. En tar dermed i bruk en motstand for å begrense strømmen over LED-lysene. Ved kretsanalyse av styringskretsen til indikasjonslysene i figur 7.2 finner en formelen for å beregne motstandsverdien til R_{LED} , denne blir gitt av ligning 7.1.

$$R_{LED} = \frac{V_{cc} - V_{LED}}{I_{LED}} \quad (7.1)$$

V_{cc} : Spenningsfallet over motstanden, [V]

R_{LED} : Motstand for strømbegrensning til LED-lys, [Ω]

V_{LED} : Framoverspenning for LED-lyset, [V]

I_{LED} : Framoverstrøm for LED-lyset, [A]

En tar i bruk ligning 7.1, for å finne motstandsverdien R_{LED} for de grønne LED-lysene. Utregningen av R_{LED} for de grønne indikasjonslysene er gitt av ligning 7.2.

$$R_{LED} = \frac{3.3 \text{ V} - 2.1 \text{ V}}{20 \text{ mA}} = 60 \Omega \quad (7.2)$$

¹Eng. Forward Voltage

²Eng. DC Forward Current

Ut fra beregningene i ligning 7.2 ser en at det vil være behov for en motstand på 60 Ω . Den nærmeste standardverdien er på 62 Ω , det ble derfor valgt å ta i bruk denne motstanden for de grønne LED-lysene. Dette fører til at en ikke belaster LED-lyset med den maksimale foroverstrømmen som den er konstruert til å tåle. Strømmen over LED-lysene med en motstand R_{LED} på 62 Ω blir gitt av ligning 7.3.

$$I_{LED} = \frac{3.3 V - 2.1 V}{62 \Omega} = 19.4 mA \quad (7.3)$$

Ved å ta i bruk en motstandsverdi på 62 Ω for R_{LED} får en at framoverstrømmen til de grønne LED-lysene vil være på 19.4 mA.

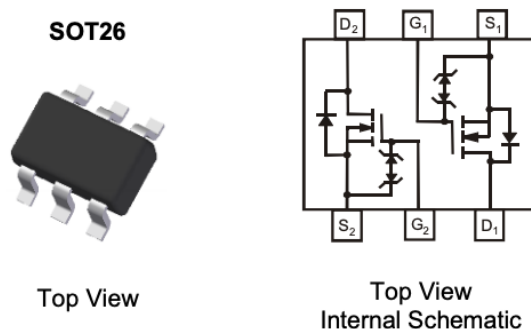
De samme beregningene for R_{LED} og I_{LED} blir også brukt for indikasjonslysene til de øvrige motorene og mikro-ROV-en. Disse blir vist for de valgte fargene på LED-lysene i tabell 7.2

Tabell 7.2: Motstandsverdi R_{LED} og framoverstrøm I_{LED} for LED-lysene.

	Grønt LED-lys	Gult LED-lys	Rødt LED-lys
R_{LED} beregnet	60 Ω	65 Ω	70 Ω
R_{LED} valgt	62 Ω	68 Ω	75 Ω
I_{LED}	19.4 mA	17.6 mA	16.0 mA

Transistor DMN2004DMK-7

Det ble valgt å ta i bruk en dobbel N-kanals MOSFET transistor av typen DMN2004DMK-7 fra Diodes Incorporated [44] for styring av LED-lysene, motorene og mikro-ROV-en. Transistoren og den interne skjematiske oppkoblingen til transistoren blir vist i figur 7.4.



Figur 7.4: Illustrasjon av DMN2004DMK fra databladet [44].

Transistoren blir styrt av GPIO-pinner på mikrokontrolleren, som beskrevet i delkapittel 4.1. Styretransistoren

skal brukes i 14 strømstyringskretser, slik at størrelsen og tilgjengeligheten på markedet var faktorer som spilte inn i valget av transistoren DMN2004DMK-7.

DC-analyse:

Det er valgt å utføre en DC-analyse, og en termisk analyse av styretransistoren DMN2004DMK-7. Dette for å se om transistoren greier å utføre oppgaven med å styre strømsikringene og LED-lysene i styringskretsen, som vist i figur 7.3. I analysene ble det sett på flere ulike parametere for transistoren DMN2004DMK-7, disse er listet opp i tabell 7.3.

Tabell 7.3: Parametere for transistor DMN2004DMK-7 [44].

	DMN2004DMK
$V_{DS,max}$	20 V
$V_{GS,max}$	± 8 V
$V_{GS,th,max}$	1 V
$I_{D,max}$	540 mA
$P_{D,max}$	225 mW
$R_{\Theta JA}$	556 °C/W
T_J	-65 til +150 °C

Ut fra parameterne til transistoren i tabell 7.3 ble det utført en DC-analyse for å se om transistoren oppfyller kravene som er satt. Det ble tatt hensyn til at en her har en dobbel N-kanals MOSFET transistor som både skal forsyne lyskretsen for indikasjonsslyset, og forsyne strømsikringene av typene AUIR3313(S) og AUIR3315(S).

Krav: $V_{DS,max} > V_{DS}$

V_{DS} er spenningen mellom «Drain» og «Source» i transistoren. Den maksimale spenningen mellom «Drain» og «Source» i styretransistoren vil være på 3.3 V for lyskretsene, og på 12 V for strømsikringskretsene. En har dermed at den maksimale spenningen mellom «Drain» og «Source» i styretransistoren $V_{DS} = 12$ V.

Ut fra tabell 7.3 har en at den maksimale spenningen mellom «Drain» og «Source» i transistoren er $V_{DS,max} = 20$ V:

$$V_{DS,max} > 12 \text{ V} \rightarrow 20 \text{ V} > 12 \text{ V} \quad (7.4)$$

Ut fra ligning 7.4 ser en at kravet om at $V_{DS,max} > V_{DS}$ er oppfylt.

Krav: $V_{GS,max} > V_{GS}$

V_{GS} er spenningen mellom «Gate» og «Source» i transistoren. Ut fra databladet til mikrokontrolleren [92] har en at spenningen ut på GPIO-pinnene er 3.3 V.

Ut fra tabell 7.3 har en at spenningen mellom «Gate» og «Source» i transistoren er $V_{GS,max} = \pm 8 \text{ V}$:

$$V_{GS,max} > 3.3 \text{ V} \rightarrow \pm 8 \text{ V} > 3.3 \text{ V} \quad (7.5)$$

Ut fra ligning 7.5 ser en at kravet om at $V_{GS,max} > V_{GS}$ er oppfylt.

Krav: $V_{GS,th,max} < V_{OH,min}$

$V_{GS,th}$ er terskelspenningen mellom «Gate» og «Source» i transistoren. Det vil være ønskelig å ha en viss margin mellom $V_{GS,th,max}$ og $V_{OH,min}$, slik at transistoren går skikkelig på. Ut fra databladet til mikrokontrolleren STM32H7A3ZIT6QU [92] har en at $V_{OH,min} = 3.3 \text{ V} - 0.4 \text{ V} = 2.9 \text{ V}$.

Ut fra tabell 7.3 har en at den maksimale terskelspenningen mellom «Gate» og «Source» i transistoren er $V_{GS,th,max} = 1 \text{ V}$:

$$V_{GS,th,max} < 2.9 \text{ V} \rightarrow 1 \text{ V} < 2.9 \text{ V} \quad (7.6)$$

Ut fra ligning 7.6 ser en at kravet om at $V_{GS,th,max} < V_{OH,min}$ er oppfylt, med en margin på 1.9 V.

Krav: $I_{D,max} > I_D$

I_D er strømmen gjennom transistoren. Ut fra databladene til strømsikringene AUIR3313(S) [76] og AU-IR3315(S) [77] har en at den maksimale strømmen inn på IN-pinnen er 6 mA. Strømmen til lyskretsen ved grønt LED-lys er 19.4 mA, ved gult LED-lys er 17.6 mA, og ved rødt LED-lys er 16 mA, som vist i tabell 7.2. En får dermed at $I_D = 19.4 \text{ mA}$.

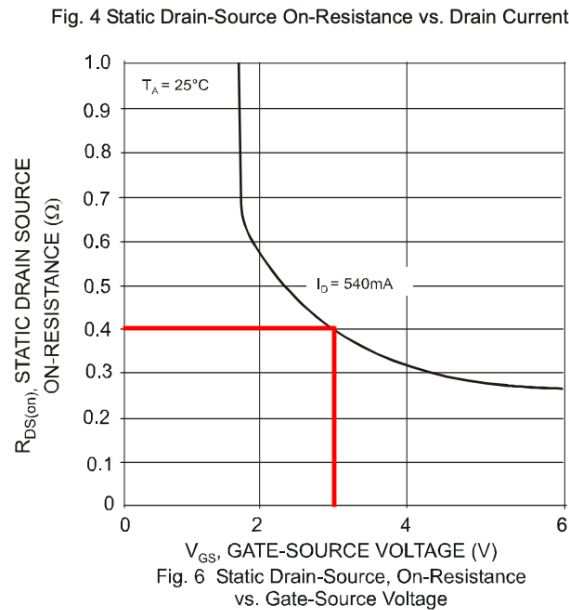
Ut fra tabell 7.3 har en at den maksimale strømmen gjennom transistoren er $I_{D,max} = 540 \text{ mA}$:

$$I_{D,max} > 19.4 \text{ mA} \rightarrow 540 \text{ mA} > 19.4 \text{ mA} \quad (7.7)$$

Ut fra ligning 7.7 ser en at kravet om at $I_{D,max} > I_D$ er oppfylt.

Krav: $P_{D,max} > P_D$

P_D er den totale effekten som er omsatt i transistoren. Grafen i figur 7.5 er hentet fra databladet til transistoren DMN2004DMK-7 [44], og viser hvilken verdi en vil ha for $R_{DS(on)}$ ved ulike V_{GS} -verdier.



Figur 7.5: Forventet verdi på $R_{DS(on)}$ for transistoren DMN2004DMK-7 [44] ved en utregnet $V_{GS} = V_{OH,min} = 2.9$ V.

I grafen som er gitt av figur 7.5 ser en at transistoren vil ha en $R_{DS(on)}$ på 0.4Ω i styrekretsen. Effekttapet P_D ved en $R_{DS(on)}$ på 0.4Ω blir gitt av ligning 7.8.

$$P_D = I_D^2 \cdot R_{DS(on)} = (19.4 \text{ mA})^2 \cdot 0.4 \Omega = 0.15 \text{ mW} \quad (7.8)$$

Ut fra tabell 7.3 har en at den totale effekten omsatt i transistoren er $P_{D,max} = 225$ mW:

$$P_{D,max} > 0.15 \text{ mW} \rightarrow 225 \text{ mW} > 0.15 \text{ mW} \quad (7.9)$$

Ut fra ligning 7.9 ser en at kravet om at $P_{D,max} > P_D$ er oppfylt.

En ser ut fra DC-analysen av transistoren DMN2004DMK-7 at den tilfredsstiller kravene, og at transistoren har gode toleranser for grenseverdiene i analysen.

Termisk analyse:

Det ble utført en termisk analyse av transistoren for å se om det vil være behov for ekstern kjøling. Det er oppgitt i MATE-konkurransemanual [16] at temperaturen i bassengvannet under konkurransen vil være mellom $15 \text{ }^\circ\text{C}$ til $30 \text{ }^\circ\text{C}$. I den termiske analysen av 3.3 V-regulatoren i delkapittel 2.2.4, tok en utgangspunkt i at temperaturen inni elektronikkhuset vil ligge mellom $30 \text{ }^\circ\text{C}$ og $50 \text{ }^\circ\text{C}$. Omgivelsestemperaturen til transistoren blir derfor antatt til å være mellom $30 \text{ }^\circ\text{C}$ og $50 \text{ }^\circ\text{C}$ i beregningene for å se om det er behov for ekstern kjøling av transistoren. Det termiske oppsettet av transistoren DMN2004DMK-7 er vist i figur 7.6.



Figur 7.6: Termisk oppsett av transistoren DMN2004DMK-7.

Ser på stasjonære forhold som gir at $Q = P$. Dette gir en forenkling av det termiske oppsettet, som vist i figur 7.7.



Figur 7.7: Termisk oppsett ved stasjonære forhold av transistoren.

Ut fra figur 7.7 får en ligningen for effekttapet i transistoren. Dette blir gitt av ligning 7.10.

$$Q = P = \frac{T_J - T_A}{R_{\Theta JA}} \rightarrow T_J = T_A + P \cdot R_{\Theta JA} \quad (7.10)$$

T_J : Temperaturen i kjernen til transistoren, [$^{\circ}C$]

T_A : Omgivelsestemperatur, [$^{\circ}C$]

$R_{\Theta JA}$ ³ : Termisk motstand, forbindelsen til omgivelsene, [$^{\circ}C/W$]

Q : Varme, [$J = W \cdot s$]

P : Effekttap, [W]

I databladet til transistoren DMN2004DMK-7 [44] er det oppgitt at $R_{\Theta JA} = 556 \text{ }^{\circ}C/W$. Ut fra DC-analysen utført ovenfor har en at $P_D = 0.15 \text{ mW}$. Dette gir en driftstemperatur på transistoren gitt av ligning 7.11.

$$T_J = T_A + P \cdot R_{\Theta JA} = 50 \text{ }^{\circ}C + 0.15 \text{ mW} \cdot 556 \text{ }^{\circ}C/W = 50.1 \text{ }^{\circ}C \quad (7.11)$$

De valgte omgivelsestemperaturene på 30 $^{\circ}C$, 40 $^{\circ}C$ og 50 $^{\circ}C$ er listet opp i tabell 7.4.

³Eng. Thermal Resistance, Junction to Ambient

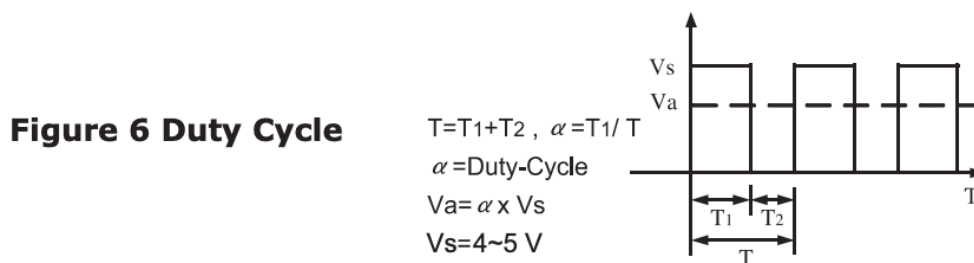
Tabell 7.4: Termisk analyse ved ulike omgivelsestemperaturer inni elektronikkhuset.

Temperaturen i kjernen til transistoren			
T_A	30 °C	40 °C	50 °C
T_J	30.1 °C	40.1 °C	50.1 °C

Den oppgitte driftstemperatur til transistoren DMN2004DMK-7 er mellom -65 °C og +150 °C, så en maksimal temperatur på 50.1 °C er relativt lavt i forhold til den maksimale driftstemperaturen som transistoren kan operere under. Det ble derfor konkludert med at en ikke hadde behov for en ekstern kjølemetode her. Ut fra DC-analysen og den termiske analysen at transistoren DMN2004DMK-7 kan en konkludere med at transistoren vil fungere godt til formålet for å styre strømsikringene og kretsen for indikasjonslysene.

7.3 Styling av vifter

Det vil være behov for sirkulasjon av luften inni elektronikkhuset. Det var ønskelig å kunne regulere hastigheten til viftene ut fra temperaturen inni elektronikkhuset. Sensorkortet i ROV-en er utstyrt med en temperatur-sensor som ved hjelp av mikrokontrolleren skal sende måledataene til overflatesystemet for at en til enhver tid kan se temperaturendringene inni elektronikkhuset. Det ble derfor valgt å bruke transistorer for å styre alle viftene. En ser ut fra databladene [55], [42], [58], [59] til viftene at de har integrert PWM-hastighetskontroll, slik at en vil kunne regulere hastigheten på viftene ut fra temperaturen i elektronikkhuset. Figur 7.8 viser et eksempel på en illustrasjon av arbeidssyklusen til viften CFM-6010.



Figur 7.8: Arbeidssyklusen i PWM-hastighetskontrollen, hentet i databladet til viften CMF-60 [42].

I figur 7.8 ser en at ved bruk av PWM-hastighetskontroll kan en variere hastigheten til viftene. Endringen i hastigheten er lineær ut fra endringen i arbeidssyklusen til PWM-signalet [42].

I kapittel 6 ble det sett på valgene rundt kjølebehovet inni elektronikkhuset til ROV-en. Det skal være en vifte på hver av 800 W-regulatorene, samt en vifte i nedre plan, og en i øvre plan av elektronikkhuset. De viktigste parameterne for de ulike viftene er listet opp i tabell 7.5.

Tabell 7.5: Spesifikasjoner til de ulike viftene er gitt fra databladene [55], [42], [58], og [59].

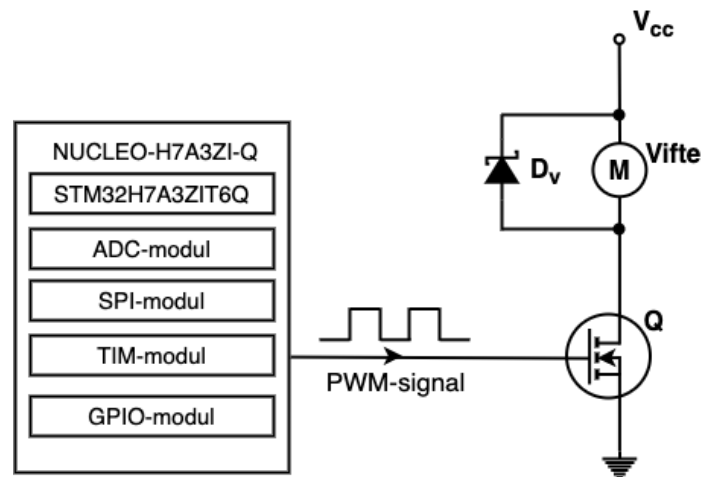
	MR4020	CFM-6010	NF-A6x25	NF-A8
Forsyningsspenning	12 V	12 V	12 V	12 V
Maksimal inngangsstrøm	0.22 A	0.26 A	0.08 A	0.08 A

Viftene NF-A6x25 og NF-A8 er tatt i bruk for kjøling av nedre og øvre plan i elektronikkhuset. Viften CFM-6010 og viften MR4020 ble tatt i bruk for å kjøle de to 800 W-regulatorene på kraftfordelingskortet. Dette er forklart nærmere i kapittel 6. De to viftene til 800 W-regulatorene vil bli parallellkoblet slik at de blir forsynt ved bruk av samme konnektor på kraftfordelingskortet. Det ble derfor tatt måling av det totale strømtrekket til viftene, som vist i tabell 7.6.

Tabell 7.6: Målt inngangsstrøm til viftene til 800 W-regulatorene.

	MR4020	CFM-6010	Parallellkoblet
Forsyningsspenning	12 V	12 V	12 V
Målt inngangsstrøm	124 mA	195 mA	319 mA

Ut fra målingene i tabell 7.6 ser en at ved å parallellkoble to vifter vil en få en total inngangsstrøm lik inngangsstrømmen til hver av viftene sammenlagt, dette siden viftene er en induktiv last. For å realisere hastighetsreguleringen av viftene blir det tatt i bruk styretransistorer. Oppkoblingene til styringskretsene for viftene er vist i figur 7.9.



Figur 7.9: Oppsett av styringskrets for viftene.

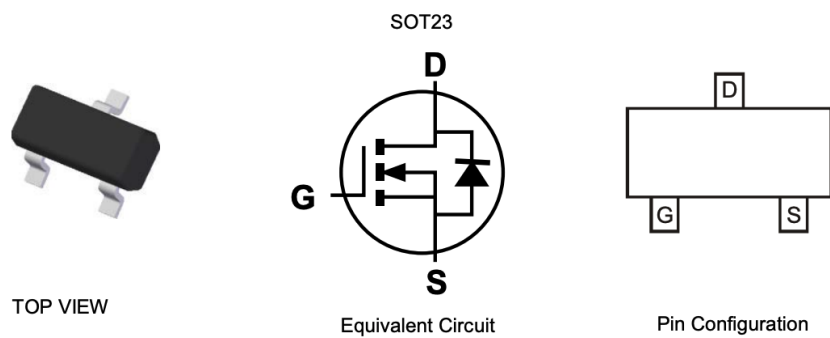
Viftene er en induktiv last, slik at det vil være nødvendig å beskytte viftene og transistorene. Det ble derfor valgt å sette inn friløpsdioder i parallell med viftene, for å forsikre seg om at ved avslag av transistoren så vil laststrømmen gå gjennom friløpsdioden og ikke viften.

7.3.1 Komponentvalg for styringskrets til viftene

Det vil her bli sett på komponentvalg for styringskretsen til de valgte viftene. Det vil også bli tatt DC-analyse og AC-analyse for å se om transistoren tilfredsstillter kravene, samt en termisk analyse for å se på om en har behov for ekstra kjøling til transistoren.

Transistor DMG3402L-7

Det ble valgt å ta i bruk en enkel N-kanals MOSFET transistor av typen DMG3402L-7 fra Diodes Incorporated [43] for styring av viftene. Transistoren og den interne skjematiske oppkoblingen for transistoren er vist i figur 7.10.



Figur 7.10: Illustrasjon av DMG3402L fra databladet [43].

Transistoren DMG3402L-7 blir styrt av GPIO-pinner på mikrokontrolleren som forklart i delkapittel 4.1. Ved feilsøking vil kunne se om viftene fungerer, det ble derfor bestemt at en ikke skulle ha indikasjonsllys i styringskretsen til viftene. Det ble derfor valgt å ta i bruk en enkel MOSFET transistor.

DC-analyse:

Det er valgt å utføre en DC-analyse, AC-analyse, samt en termisk analyse av styretransistoren DMG3402L-7. Dette for å se om transistoren greier å styre viftene i styringskretsen, som vist i figur 7.9. I analysene ble det sett på flere ulike parametere for transistoren DMG3402L-7, disse er listet opp i tabell 7.7.

Tabell 7.7: Spesifikasjoner for transistor DMG3402L-7 [43].

DMG3402L-7	
$V_{DS,max}$	30 V
$V_{GS,max}$	± 12 V
$V_{GS,th,max}$	1.5 V
$I_{D,max}$	4 A
$P_{D,max}$	1.4 W
$Q_{g,max}$	5.5 nC
$t_{D(on)}$	1.9 ns
$t_{D(off)}$	10.3 ns
$R_{\Theta JA}$	90 °C/W
T_J	-55 til +150 °C

Ut fra parameterne til transistoren i tabell 7.7 ble det utført en DC-analyse for å se om transistoren oppfyller kravene som er satt. Det ble tatt hensyn til at en her har en enkel N-kanals MOSFET transistor som bare skal styre viftene. DC-analysen for transistoren DMG3402L-7 vil være lik analysen som ble utført for transistoren DMN2004DMK-7, forklart i delkapittel 7.2.1.

Krav: $V_{DS,max} > V_{DS}$

Viftene blir forsynt med 12 V, slik at den maksimale spenningen som ligger over transistoren er 12 V. En får dermed at $V_{DS} = 12$ V.

Ut fra tabell 7.7 har en at den maksimale spenningen mellom «Drain» og «Source» på transistoren er $V_{DS,max} = 30$ V:

$$V_{DS,max} > 12 \text{ V} \rightarrow 30 \text{ V} > 12 \text{ V} \quad (7.12)$$

Ut fra ligning 7.12 ser en at kravet om at $V_{DS,max} > V_{DS}$ er oppfylt.

Krav: $V_{GS,max} > V_{GS}$

Ut fra databladet til mikrokontrolleren [92] har en at spenningen ut på GPIO-pinnene er 3.3 V.

Ut fra tabell 7.7 har en at den maksimale spenningen mellom «Gate» og «Source» på transistoren er $V_{GS,max} = \pm 12$ V:

$$V_{GS,max} > 3.3 \text{ V} \rightarrow \pm 12 \text{ V} > 3.3 \text{ V} \quad (7.13)$$

Ut fra ligning 7.13 ser en at kravet om at $V_{GS,max} > V_{GS}$ er oppfylt.

Krav: $V_{GS,th,max} < V_{OH,min}$

Det vil være ønskelig å ha en viss margin mellom $V_{GS,th,max}$ og $V_{OH,min}$, slik at transistoren går skikkelig på.

Ut fra databladet til mikrokontrolleren STM32H7A3ZIT6QU [92] har en at $V_{OH,min} = 3.3 \text{ V} - 0.4 \text{ V} = 2.9 \text{ V}$. Ut fra tabell 7.7 har en at den maksimale terskelspenningen mellom «Gate» og «Source» på transistoren er $V_{GS,th,max} = 1.5 \text{ V}$:

$$V_{GS,th,max} < 2.9 \text{ V} \rightarrow 1.5 \text{ V} < 2.9 \text{ V} \quad (7.14)$$

Ut fra ligning 7.14 ser en at kravet om at $V_{GS,th,max} < V_{OH,min}$ er oppfylt, med en margin på 1.4 V.

Krav: $I_{D,max} > I_D$

Ut fra tabell 7.5 og 7.6 ser en at den maksimale strømmen gjennom transistoren på styringskretsene til viftene vil være når en parallellkobler viftene CFM-6010 og MR4020. En får dermed at $I_D = 0.319 \text{ A}$.

$$I_{D,max} > 0.319 \text{ A} \rightarrow 4 \text{ A} > 0.319 \text{ A} \quad (7.15)$$

Ut fra ligning 7.15 ser en at kravet om at $I_{D,max} > I_D$ er oppfylt.

Krav: $P_{D,max} > P_D$

Effekttapet en får er gitt av ligning 7.16. Ut fra grafisk avlesning i databladet til transistoren [43] har en $R_{DS(on)} = 55 \text{ m}\Omega$ i styringskretsen til viftene.

$$P_D = I_D^2 \cdot R_{DS(on)} = (0.319 \text{ A})^2 \cdot 55 \text{ m}\Omega = 5.6 \text{ mW} \quad (7.16)$$

Ut fra tabell 7.5 har en at den totale effekten omsatt i transistoren er $P_{D,max} = 1.4 \text{ W}$

$$P_{D,max} > 5.6 \text{ mW} \rightarrow 1.4 \text{ W} > 5.6 \text{ mW} \quad (7.17)$$

Ut fra ligning 7.17 ser en at kravet om at $P_{D,max} > P_D$ er oppfylt.

En ser ut fra DC-analysen av transistoren DMG3402L-7 at den tilfredsstillende kravene, og at transistoren har gode toleranser for grenseverdiene i analysen.

AC-analyse:

Det ble utført AC-analyse for å se hvor raskt mikrokontrolleren kan slå på transistoren DMG3402L-7. Dette for å unngå at et stort spenningsfall over transistoren oppstår, da dette kan føre til varmgang. Dette gjøres ved å se på hvor mye strøm mikrokontrolleren klarer å levere ut fra GPIO-pinnene, og hva «Gate»-pinnen blir ladet opp til av driveren for at den skal lede ved full kapasitet. Den maksimale strømmen ut fra GPIO-pinnen på mikrokontrolleren STM32H7A3ZIT6Q er oppgitt i databladet [92] til å være 20 mA. For å finne responstiden til transistoren DMG3402L-7 vil det her bli tatt i bruk den maksimale ladningen Q_g til transistoren, som oppgitt i tabell 7.7. En får dermed at sammenhengen mellom responstiden, strømmen og ladningen til transistoren DMG3402L-7 er gitt av ligning 7.18.

$$Q_g = t_r \cdot i_G \rightarrow t_r = \frac{Q_g}{i_G} = \frac{5.5 \text{ nC}}{20 \text{ mA}} = 275 \text{ ns} \quad (7.18)$$

Responstiden for å lade transistoren fullt opp er gitt av ligning 7.18, og vil være 275 ns. I tillegg til responstiden er det i databladet til transistoren oppgitt at en har interne forsinkelser, $t_{D(on)}$ ⁴ og $t_{D(off)}$ ⁵, som er oppgitt i tabell 7.7. For å finne periodetiden til en transistor må en først finne av- og på-tiden til transistoren. Av- og på-tiden til en transistor er gitt av ligningene 7.19 og 7.20.

$$T_{ON} = t_{D(on)} + t_r \quad (7.19)$$

$$T_{OFF} = t_{D(off)} + t_r \quad (7.20)$$

En får dermed ut fra ligning 7.19 for på-tiden til en transistor og ligning 7.20 for av-tiden til en transistor gitt periodetiden til transistoren. Dette blir gitt av ligning 7.21.

$$T = T_{ON} + T_{OFF} = 2 \cdot t_r + t_{D(on)} + t_{D(off)} = 2 \cdot 275 \text{ ns} + 1.9 \text{ ns} + 10.3 \text{ ns} = 562.2 \text{ ns} \quad (7.21)$$

Ut fra periodetiden gitt i ligning 7.21 kan en finne den maksimale svitsjefrekvensen. Denne blir gitt av ligning 7.22.

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{562.2 \text{ ns}} = 1.78 \text{ MHz} \quad (7.22)$$

Mikrokontrolleren STM32H7A3ZIT6Q vil slå av og på transistoren med en frekvens på 1.78 MHz. Hvis en har svitsjefrekvenser i området 6 - 20 kHz vil dette være støy som er i det hørbare området, noe en ikke ønsker her. Konklusjon er at den beregnede maksimale svitsjefrekvensen på 1.78 MHz er raskt nok for å slå av og på styretransistoren slik at en kan regulere viftene ved å sette arbeidssyklusen i et PWM-signal.

Termisk analyse:

Det ble utført en termisk analyse av transistoren DMG3402L-7 for å se om det vil være behov for ekstern kjøling. Det er oppgitt i MATE-konkurransemanual [16] at temperaturen i bassengvannet under konkurransen vil være mellom 15 °C til 30 °C. I den termiske analysen av 3.3 V-regulatoren i delkapittel 2.2.4, tok en utgangspunkt i at temperaturen inni elektronikkhuset vil ligge mellom 30 °C og 50 °C. Omgivelsestemperaturen til transistoren DMG3402L-7 blir derfor antatt til å være mellom 30 °C og 50 °C i beregningene for å se om det er behov for ekstern kjøling av transistoren. Det termiske oppsettet av transistoren DMG3402L-7 er vist i figur 7.11.

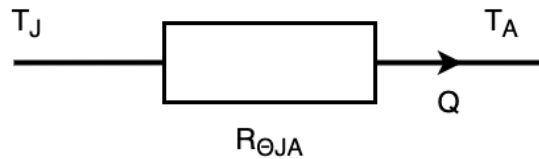


Figur 7.11: Termisk oppsett av transistoren DMG3402L-7.

⁴Eng. Turn-on delay time

⁵Eng. Turn-off delay time

Ser på stasjonære forhold som gir at $Q = P$. Dette gir en forenkling av det termiske oppsettet, som vist av figur 7.12.



Figur 7.12: Termisk oppsett ved stasjonære forhold av transistoren.

Ut fra det termiske oppsettet ved stasjonære forhold i figur 7.12 får en ligningen for effekttapet i transistoren. Dette blir gitt av ligning 7.23.

$$Q = P = \frac{T_J - T_A}{R_{\Theta JA}} \rightarrow T_J = T_A + P \cdot R_{\Theta JA} \quad (7.23)$$

T_J : Temperaturen i kjernen til transistoren, [$^{\circ}C$]

T_A : Omgivelsestemperatur, [$^{\circ}C$]

$R_{\Theta JA}$: Termisk motstand, forbindelsen til omgivelsene, [$^{\circ}C/W$]

Q : Varme, [$J = W \cdot s$]

P : Effekttap, [W]

I databladet til transistoren DMG3402L-7 [43] har en oppgitt at $R_{\Theta JA} = 90 \text{ }^{\circ}C/W$. Ut fra DC-analysen utført ovenfor har en at $P_D = 5.6 \text{ mW}$. Dette gir en driftstemperatur på transistoren gitt av ligning 7.24.

$$T_J = T_A + P \cdot R_{\Theta JA} = 50 \text{ }^{\circ}C + 5.6 \text{ mW} \cdot 90 \text{ }^{\circ}C/W = 50.5 \text{ }^{\circ}C \quad (7.24)$$

De valgte omgivelsestemperaturene på $30 \text{ }^{\circ}C$, $40 \text{ }^{\circ}C$ og $50 \text{ }^{\circ}C$ er listet opp i tabell 7.8.

Tabell 7.8: Termisk analyse ved ulike omgivelsestemperaturer inni elektronikkhuset.

Temperaturen i kjernen til transistoren			
T_A	$30 \text{ }^{\circ}C$	$40 \text{ }^{\circ}C$	$50 \text{ }^{\circ}C$
T_J	$30.5 \text{ }^{\circ}C$	$40.5 \text{ }^{\circ}C$	$50.5 \text{ }^{\circ}C$

Den oppgitte driftstemperatur til transistoren DMG3402L-7 er mellom $-55 \text{ }^{\circ}C$ og $+150 \text{ }^{\circ}C$, så en maksimal temperatur på $50.5 \text{ }^{\circ}C$ er relativt lavt i forhold til den maksimale driftstemperaturen som transistoren kan operere under. Det ble derfor konkludert med at en ikke hadde behov for en ekstern kjølemetode her. Ut fra DC-analysen, AC-analysen og den termiske analysen av transistoren DMG3402L-7 kan en konkludere med at transistoren vil fungere godt til formålet for å styre viftene.

7.4 Konklusjon

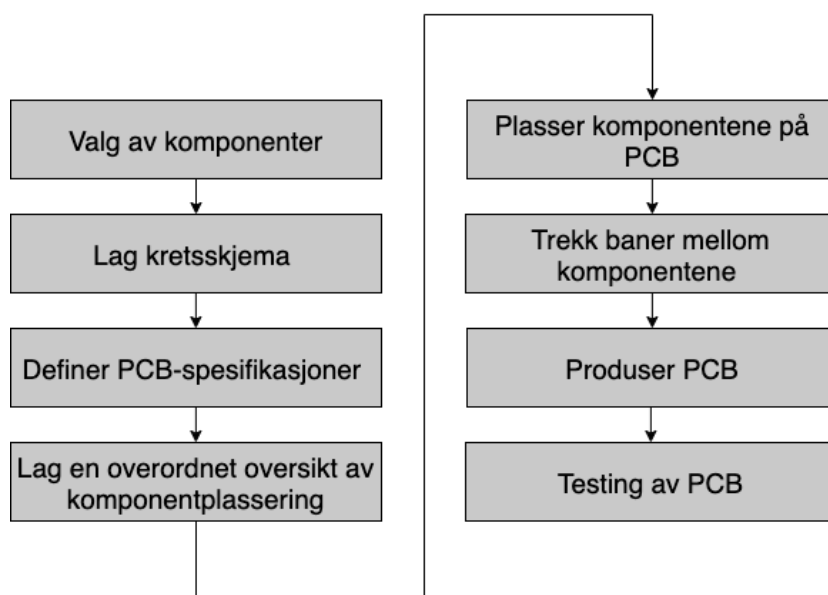
Transistoren DMN2004DMK-7 fra Diodes Incorporated [44] som blir brukt til å styre lyskretsene, motorene og mikro-ROV-en ble analysert ved hjelp av DC-analyse og termisk analyse. Ut fra disse ble det konkludert at transistoren vil klare å utføre det tenkte formålet. Det ble også sett på effekttapet på transistoren for å se om den hadde behov for ekstern kjøling, noe som det ble konkludert med at det ikke ville være behov for.

Transistoren DMG3402L-7 fra Diodes Incorporated [43] blir tatt i bruk for å styre alle de valgte viftene. Ut fra dokumentasjon i databladene til viftene fikk en verifisert at viftene kan reguleres ved hjelp av integrert PWM-hastighetskontroll. Ved hjelp av DC-analyse og AC-analyse ble det konkludert med at transistoren vil kunne styre viftene ved hjelp av styringskretsene. Det ble valgt å ikke ha LED-lys som indikasjonslys på viftene siden en under testing kan se om de fungerer som de skal. Ved ferdigstilling av kraftfordelingskortet vil det bli sett på om en vil ha behov for å styre viftene med PWM-hastighetskontroll, eller om det er behov for at de kjøres for fullt. Det ble også for denne transistoren utført en termisk analyse, der det ble konkludert med at en ikke har behov for eksterne kjølemetoder.

Kapittel 8

Realisering av kraftfordelingskortet

Dette kapittelet skal ta for seg kretsskjema, PCB¹-utlegg, og prosessen rundt produksjonen som blant annet bestilling av kretskortet og lodding av komponenter på kraftfordelingskortet. Figur 8.1 viser produksjonsprosessen av kraftfordelingskortet fra start til slutt.



Figur 8.1: Produksjonsprosessen av kretskort.

I løpet av dette kapittelet vil en gå gjennom produksjonsprosessen for kraftfordelingskortet steg for steg. Ved realisering av årets kraftfordelingskort ble det tatt i bruk et digitalt tegneverktøy for utvikling av kretsskjema og PCB-utlegg. Det er mange ulike digitale tegneprogram for design av kretskort, blant annet Eagle, LibrePCB og OrCAD. I år har UiS Subsea-prosjektet blitt sponset med lisenser til Altium Designer, figur 8.2, som er

¹Eng. Printed Circuit Board

en lisensbasert programvare for konstruering av kretskort, det ble derfor valgt å ta i bruk Altium Designer til design og konstruering av kraftfordelingskortet.



Figur 8.2: Logo Altium Designer [3].

Altium Designer er en av bransjens ledende programvare innen PCB-design som kombinerer skjematisk, layout på utlegg, simulering av kretsene, og lage 3D-modeller av utlegg og komponenter. Denne programvaren blir brukt av mange store produsenter, blant annet Bluefin Robotics, Boeing og Siemens. Det ligger mye informasjon på nett om hvordan en kan ta i bruk Altium Designer, og tips til hvordan en kan oppnå et bra kretskortdesign.

8.1 Kretsskjema

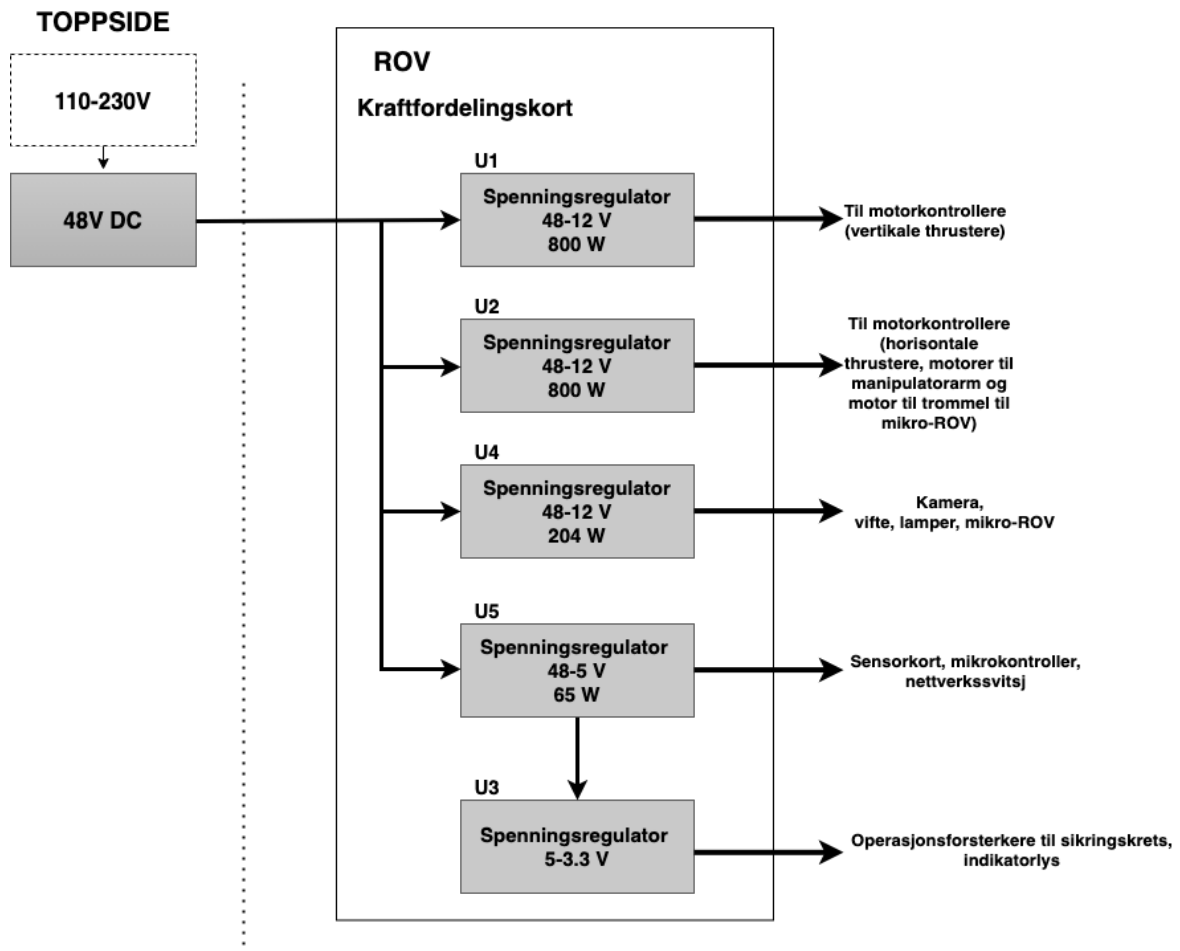
Kretsskjemaet til kraftfordelingskortet tar utgangspunkt i kretsene og analysene som er gjort i de tidligere kapitlene. De tidligere kapitlene tar for seg de ulike delene av kretsene på kraftfordelingskortet. Det ble derfor valgt å dele opp kretsskjemaet i fem ulike delkretser fordelt over åtte delskjemaer, som beskrevet under:

- **Figur A.1 - Kraftfordelingskjema:** Dette skjema tar for seg inntakskonnetoren og regulatoroppsettet, samt jordkoblingskretsen.
- **Figur A.2 - Strømsikring med filterkrets til vertikale fremdriftsmotorer:** Dette skjema tar for seg strøm- og filterkretsene for de vertikale fremdriftsmotorene.
- **Figur A.3 - Strømsikring med filterkrets til horisontale fremdriftsmotorer:** Dette skjema tar for seg strøm- og filterkretsene for de horisontale fremdriftsmotorene.
- **Figur A.4 - Strømsikring med filterkrets til manipulatorer:** Dette skjema tar for seg strøm- og filterkretsene for motorene til manipulatorarmen.
- **Figur A.5 - Styrings- og lyskrets for strømsikringen med filterkrets til mikro-ROV og kabeltrommel:** Dette skjema tar for seg styrings- og lyskretsene til mikro-ROV-en og kabeltrommel-motoren, samt strøm- og filterkretsene.
- **Figur A.6 - Styrings- og lyskrets til fremdriftsmotorene og manipulatorene:** Dette skjema tar for seg styrings- og lyskretsene for motorene til manipulatorarmen og fremdriftsmotorene.
- **Figur A.7 - Konnektorer, og styrekrets til vifter:** Dette skjema tar for seg konnektorene, samt styringskretsene til viftene.
- **Figur A.8 - Mikrokontroller:** Dette skjema tar for seg pinnerekkene til utviklingskortet.

Ved å dele opp systemet i flere delkretser vil en få et mer oversiktlig kretsskjema, som vil bli forklart i dette delkapittelet. Det blir lagt ved utsnitt av kretsene fra kretsskjemaet i delkapitlene under, det fullstendige kretsskjema finner en i vedlegg A.1.

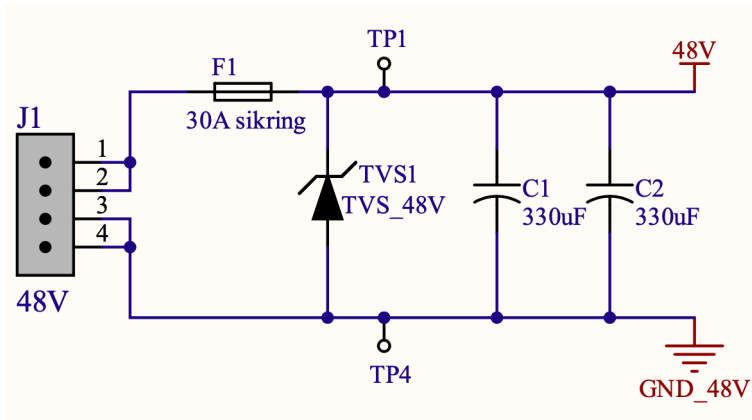
8.1.1 Kraftfordelingskjema

Det første delsystemet i kretsskjema er kraftfordelingskjema, dette inneholder tilførsel og fordeling av kraft fra navlestrengen til de ulike spenningsregulatorene. Kraftfordelingskjema består av en 48 V-konnektor for krafttilførsel fra overflatesystemet. Spenningen fra 48 V-konnektoren fordeles ut til de fire ned-regulatorene som ble beskrevet i delkapittel 2.2. Det ble valgt å ta i bruk en lineær regulator som regulerer spenningen ned fra 5 V til 3.3 V. Dette ble gjort for å få en mer stabil spenning inn på operasjonsforsterkerne i filterkretsen til strømsikringene, som beskrevet i delkapittel 5. Oppsettet til spenningsregulatorene i kraftfordelingskjema blir vist i figur 8.3.



Figur 8.3: Kraftfordelingsoppsettet.

Det ble valgt å ta i bruk en 4-pinnskonnektor for kraftkablene i navlestrengen², dette for å få fordelt strømmen over flere pinner i konnektoren. Ved å splitte kraftkablene vil en få mindre strøm gjennom hver pinne i konnektoren på navlestrengen. Det ble derfor valgt å gjøre det samme fra innsiden av bakplaten på elektronikkhuset til inntakskonnektoren J1 på kraftfordelingskortet. Hadde det vært en ideell krets ville strømfordelingen mellom kablene blitt lik, men i realiteten vil det være avhengig av resistansen i kraftkablene og pinnene i konnektoren. Det ble valgt å bruke en 4-pinnskonnektor fra Phoenix Contact [19] som tåler en nominell strøm på 41 A. Dette for å sikre at en hadde en konnektor som tålte en strøm på 30 A i tillegg til eventuelle strømtransienter. For å garantere at en ikke får tilført høyere strøm enn kravet fra MATE på 30 A [16], ble det valgt å plassere en sikringsholder F1 etter 48 V-konnektoren J1. Dette er vist i figur 8.4. Ved å velge en sikringsholder istedenfor en fastmontert sikring vil en få muligheten til å variere hvor mye strøm en ønsker å tillate tilført ROV-en, og det vil være enklere å skifte sikringen dersom den skulle bryte. I delkapittel 2.3.2 beregnet en hvor store bulk-kondensatorer en hadde behov for i kraftfordelingssystemet. Det ble valgt å ta i bruk en aluminiums elektrolytt-kondensator C1 og en aluminiums polymer-kondensator C2 på 330 μF hver. Bulk-kondensatorene er plassert i parallell med en TVS-diode TVS1 før spenningen blir fordelt ut til ned-regulatorene. TVS-dioden fungerer som et overspenningsvern og vil lede all spenning over 48 V til jord slik at en får beskyttet inngangene til ned-regulatorene. Figur 8.4 viser oppsettet av krafttilførselkretsen, og tabell 8.1 lister opp komponentene som er brukt i kretsen.



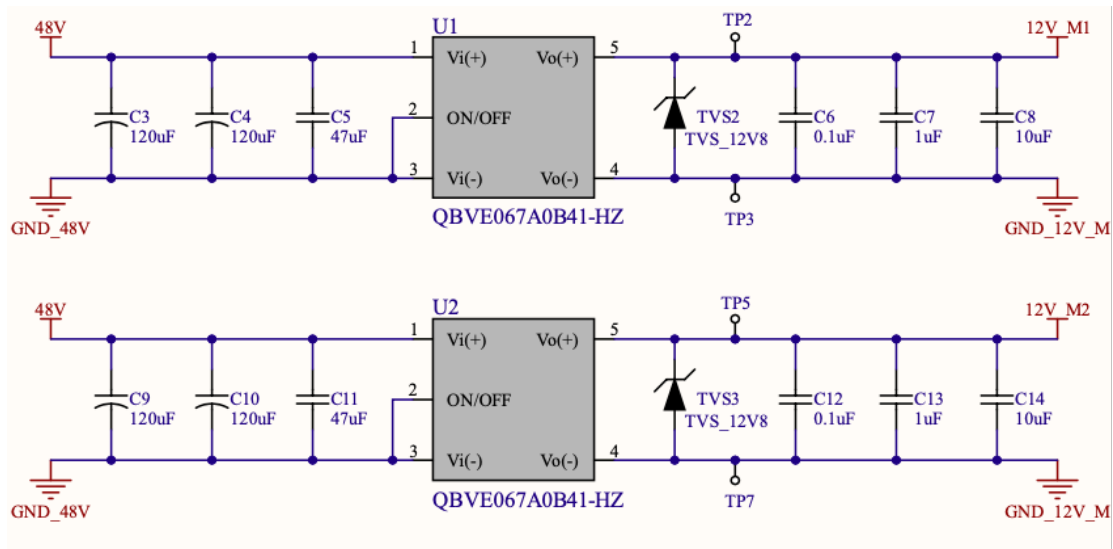
Figur 8.4: Kretsen for krafttilførsel fra navlestrengen.

²Dette er konnektoren på utsiden av ROV-en, som er koblet på navlestrengen.

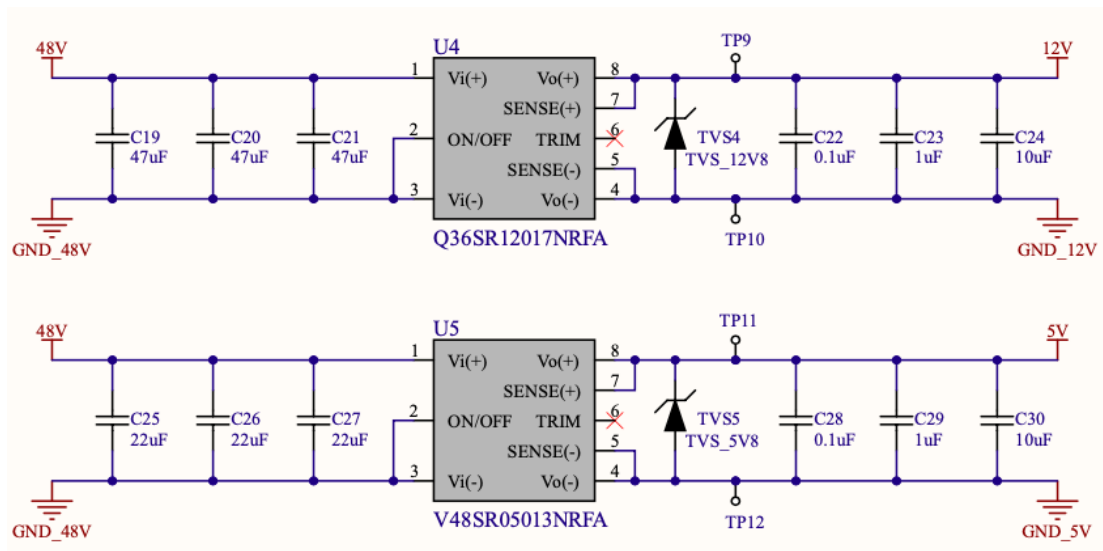
Tabell 8.1: Komponentliste for krafttilførselkrets.

Komponentnavn	Komponenttype	Verdi	Beskrivelse
J1	Konnektor	41 A	4-pinnskonnektor for krafttilførsel
F1	Sikring	30 A	Sikringsholder
TVS1	TVS-diode	48 V	Overspenningsvern
C1	Aluminium elektrolytt-kondensator	330 μ F	Bulk-kondensator
C2	Aluminium polymer-kondensator	330 μ F	Bulk-kondensator
TP1, TP4	Testpunkt		Testpunkter for måling ved ferdigstilling av kretskortet

Skjemategningene av oppsettet til ned-regulatorene $U1$, $U2$, $U4$ og $U5$ er vist i figur 8.5 og figur 8.6. Hvilke komponenter de ulike spenningsregulatorene skal forsyne, og det maksimale effektforbruket til spenningsregulatorene er vist i figur 8.3. Regulatorene er satt opp ut fra kondensatoroppsettet som ble bestemt i delkapittel 2.3. Det ble valgt å bruke tre parallellkoblede kondensatorer slik at en fikk lavest mulig parasittisk resistans og parasittisk induktans på inngangen og utgangen til hver av ned-regulatorene. For å beskytte regulatorene mot overspenning er det plassert TVS-dioder ved utgangene til hver av regulatorene. Dersom det skulle oppstå spenninger som er høyere enn hva ned-regulatorene er designet for å tåle vil TVS-diodene lede overspenningen til jord. Komponentene fra ned-regulatorkretsene blir listet opp i tabell 8.2.



Figur 8.5: Kretsene til 800 W-regulatorene.



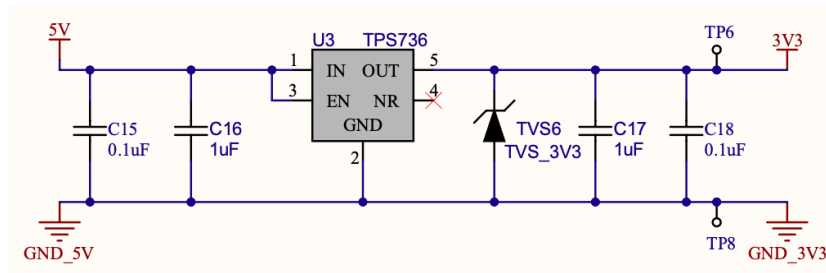
Figur 8.6: Kretsene til 204 W-regulatoren og 65 W-regulatoren.

Tabell 8.2: Komponentliste til ned-regulatorkretsene.

Komponentnavn	Komponent type	Verdi	Beskrivelse
U1	Ned-regulator	48 V \rightarrow 12 V 800 W	Spenning til motorkontrollene for vertikale motorer
U2	Ned-regulator	48 V \rightarrow 12 V 800 W	Spenning til motorkontrollene for horisontale motorer, motorer til manipulatorarm og kabeltrommel for mikro-ROV
U4	Ned-regulator	48 V \rightarrow 12 V 204 W	Spenning til mikro-ROV, vifter, lysdriver og kamera
U5	Ned-regulator	48 V \rightarrow 5 V 65 W	Spenning til sensorkortet, forsyning til 3.3 V-regulator, utviklingskort og nettverkssvitsj
C3, C4, C9, C10	Aluminium polymer-kondensator	120 μ F	Inngangskondensatorer
C5, C11, C19, C20, C21	Keramisk-kondensator	47 μ F	Inngangskondensatorer
C25, C26, C27	Keramisk-kondensator	22 μ F	Inngangskondensatorer
C6, C12, C22, C28	Keramisk-kondensator	0.1 μ F	Utgangskondensatorer

Komponentnavn	Komponent type	Verdi	Beskrivelse
C7, C13, C23, C29	Keramisk-kondensator	1 μF	Utgangskondensatorer
C8, C14, C24, C30	Keramisk-kondensator	10 μF	Utgangskondensatorer
TVS2, TVS3, TVS4	TVS-diode	12.8 V	Overspenningsvern
TVS5	TVS-diode	5.8 V	Overspenningsvern
TP2, TP3, TP5, TP7, TP9, TP10, TP11, TP12	Testpunkter		Testpunkter for måling ved ferdigstilling av kretskortet

For å få regulert spenning ned til 3.3 V ble det i delkapittel 2.2.4 bestemt å ta i bruk en lineær regulator $U3$ for å regulere ned fra 5 V til 3.3 V. Dette blir vist i figur 8.3 over. Den lineære regulatoren er koblet opp som beskrevet i delkapittel 2.3 med de valgte kondensatorene på inngangen og utgangen. Det ble valgt å plassere TVS-dioder ved utgangen til den lineære regulatoren, slik at regulatoren er beskyttet mot overspenning. Oppsettet av den lineære regulatoren blir vist i figur 8.7, og komponentene som er brukt i kretsen er listet opp i tabell 8.3.



Figur 8.7: Kretsen til 3.3 V-regulatoren.

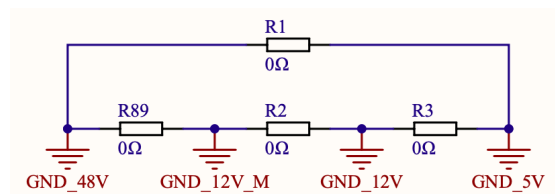
Tabell 8.3: Komponentliste til 3.3 V-regulatoren.

Komponentnavn	Komponent type	Verdi	Beskrivelse
U3	Lineær-regulator	5 V \rightarrow 3.3 V 400 mA	Spenning til OP-AMP og LED-lys
C15, C17	Keramiske-kondensator	0.1 μF	Kondensatorer
C16, C18	Keramiske-kondensator	1 μF	Kondensatorer
TVS6	TVS-diode	3.3 V	Overspenningsvern
TP6, TP8	Testpunkter		Testpunkter for måling ved ferdigstilling av kretskortet

De ulike regulatorene skal forsyne komponenter med ulike sensitivitetsnivå for rippelspenning og støy. Det ble bestemt å ha fem ulike jordplan for å redusere støysmitte. Inndelingen over jordplanene er listet opp under:

- **GND_48V**: Ut av *J1* - For krafttilførselskretsen og inn på ned-regulatorene.
- **GND_12V_M**: Ut av *U1* og *U2* - For motorkontrollene.
- **GND_12V**: Ut av *U4* - For mikro-ROV-en og øvrige 12 V-komponenter.
- **GND_5V**: Ut av *U5* - For 5 V-komponenter.
- **GND_3V3**: Ut av *U3* - For Ethernet-modul, og styrings- og lyskretsene, samt strøm- og filterkretsene.

Ved bruk av flere jordplan vil det kunne oppstå potensialforskjeller mellom jordplanene. Ut fra regulatoroppsettet vil en ha et felles potensiale i GND_48V, slik at det vil være ønskelig å koble jordplanene sammen mot dette. Det ble valgt å koble jordplanene i en jordsløyfe med en motstand på $0\ \Omega$ mellom hvert jordplan, som vist i figur 8.8. Ved å koble jordplanene sammen med en motstand på $0\ \Omega$ vil en få en fysisk kobling, slik at støy ikke blir overført fra et jordplan til et annet [109]. Motstandene som blir brukt i jordsløyfen er listet opp i tabell 8.4.



Figur 8.8: Jordkoblingskrets.

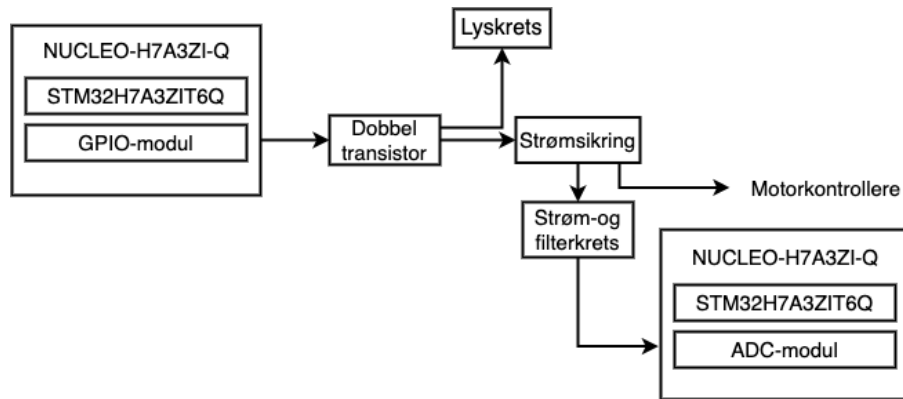
Tabell 8.4: Komponentliste til jordkoblingskrets.

Komponentnavn	Komponent type	Verdi	Beskrivelse
R1, R2, R3, R89	Motstand	$0\ \Omega$	Motstander for tilkobling mellom jordplanene

Når kraftfordelingskortet er ferdig produsert vil det være nødvendig å teste at spenningsverdiene inn og ut fra alle spenningsregulatorene i kraftfordelingsskjema er korrekte, samt å måle hvor mye rippelspenning og støy det kommer ut av regulatorene. En vil da bruke testpunktene som er plassert ved inn- og utgangene til hver av spenningsregulatorene, som vist i figur A.1.

8.1.2 Styrings- og lyskrets for strømsikringer med filterkrets til motorene og mikro-ROV

I kapittel 5 ble det konstruert en strøm- og filterkrets for å oppnå en mer nøyaktig strømmåling inn på ADC-en fra I_{fb}-pinnen på strømsikringene, og i kapittel 7 ble det konstruert en styringskrets for å styre strømsikringene og lyskretsen. Blokkdiagram over styringskretsen, samt strøm- og filterkretsene er lagt ved i figur 8.9.



Figur 8.9: Blokkdiagram av styrekrets og strømsikringskrets.

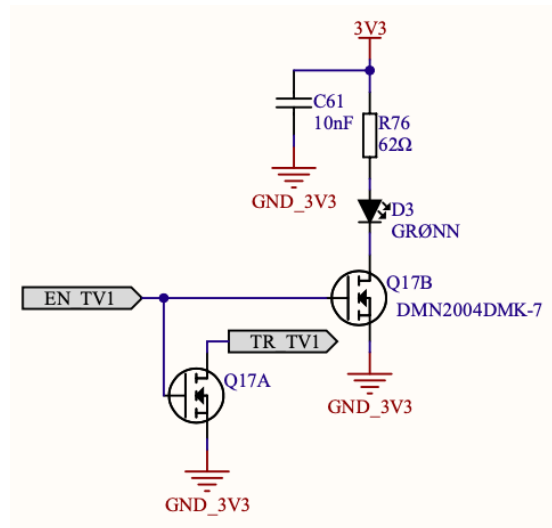
Figur 8.10 og figur 8.11 viser styrings- og strømsikringskretsene fra skjemategningene. Det er her tatt utgangspunkt i den ene fremdriftsmotoren til vertikal navigering, TV1. Kretsskjema til kraftfordelingskortet er delt opp i ulike delskjema, slik at en måtte ta i bruk signalportene for å indikere signalflyt i de ulike delskjemaene. De ulike signalportene i styrings- og strømsikringskretsen for TV1 er listet opp under:

- **EN_TV1:** Et styresignal som går inn på «Gate»-pinnene på begge transistorene. Dette blir styrt av en GPIO-pinne på mikrokontrolleren, som beskrevet i delkapittel 4.1.2.
- **TR_TV1:** Går fra «Drain»-pinnen på transistor A til IN-pinnen på strømsikringen.
- **TV1:** Forsyningsspenning til den ene fremdriftsmotoren for vertikal navigering via en konnektor som vist i figur 8.14.
- **SENSE_TV1:** Strømmåling fra strømsikringen inn på ADC-modulen i mikrokontrolleren, som beskrevet i delkapittel 4.1.2.

De resterende 13 styrings- og strømsikringskretsene er satt opp tilsvarende. En finner den totale strøm- og styringskretsen for alle motorene og mikro-ROV-en i vedlegg A.1.

Oppkoblingen til styringskretsen ble bestemt i kapittel 7, og blir vist i figur 8.10 under. Det ble valgt å ta i bruk en dobbel transistor for å få halvert antallet transistorer på kraftfordelingskortet. Transistorene blir illustrert som to ulike transistorer indikert med A og B i kretsskjema. Dette for å enklere kunne klassifisere hvilken type komponent som er vist, samt at en får bedre oversikt over hvilke innganger og utganger som tilhører de ulike transistorene. I styringskretsen vil transistor A gi styresignal til strømsikringen, mens transistor B styrer LED-lysene slik at en ved testing av kraftfordelingskortet enkelt kan se hvilke strømsikringer som er

aktivert. For å få justert spenningen inn på LED-lysene er det plassert en motstand mellom spenningskilden V_{cc} og LED-lyset. Motstandsverdien i lyskretsen ble beregnet i delkapittel 7.2.1 for de ulike LED-lysene. I tabell 8.5 er alle komponentene til de 14 styringskretsene, som er vist i vedlegg A.1, på kraftfordelingskortet listet opp.



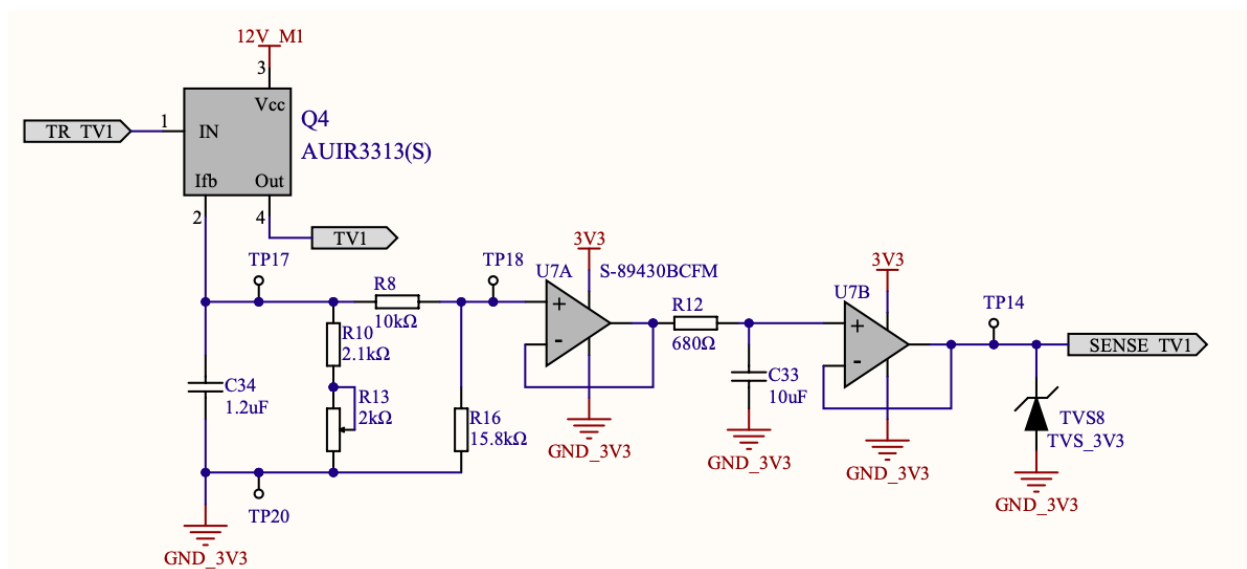
Figur 8.10: Transistorkretsen til TV1.

Tabell 8.5: Komponentliste til alle transistorkretsene.

Komponentnavn	Komponent type	Verdi	Beskrivelse
Q14, Q16, Q17, Q18, Q19, Q20, Q21, Q22, Q23, Q24, Q25, Q26, Q27, Q28	Dobbel MOSFET		Styretransistor for strømsikring og lyskrets
D3, D4, D5, D6	LED-lys	Grønn	Indikator- og feilsøkingslys for motorer til vertikal navigering
D1, D2, D11, D12, D13, D14	LED-lys	Gul	Indikator- og feilsøkingslys for motorer til manipulatorarmen og motoren til kabeltrommel til mikro-ROV
D7, D8, D9, D10	LED-lys	Rød	Indikator- og feilsøkingslys for motorer til horisontal navigering
C55, C58, C61, C62, C63 C64, C65, C66, C67, C68 C69, C70, C71, C72	Keramisk- kondensator	10 nF	Avkoblingskondensator

Komponentnavn	Komponent type	Verdi	Beskrivelse
R64, R70, R84, R85, R86, R87	Motstand	68 Ω	Motstand til strømbegrensning før gult LED-lys
R80, R81, R82, R83	Motstand	75 Ω	Motstand til strømbegrensning før rødt LED-lys
R76, R77, R78, R79	Motstand	62 Ω	Motstand til strømbegrensning før grønt LED-lys

De valgte strømsikringene AUIR3313(S) og AUIR3315(S), samt oppkoblingen til de tilhørende strøm- og filterkretsene er beskrevet i kapittel 5. Det ble valgt å ta i bruk en dobbel operasjonsforsterker, denne skal fungere som buffer mellom strømkretsen og filterkretsen, samt mellom filterkretsen og ADC-en. Ved å ta i bruk en dobbel operasjonsforsterker fikk en halvert antallet fysiske operasjonsforsterkere på kraftfordelingskortet. Operasjonsforsterkerne er koblet opp på tilsvarende måte som transistorene i figur 8.10, hvor en skiller operasjonsforsterkerne med *A* og *B* i kretsskjema. En får da et mer oversiktlig oppsett av operasjonsforsterkerne i strøm- og filterkretsen, som vist i figur 8.11. De valgte motstandsverdiene i strømkretsen, samt kondensatorverdiene ble beregnet i kapittel 5. Disse varierer ut fra hvilken sikringsverdi motorene og mikro-ROV-en har. Potensiometeret *R13* og motstanden *R10* fra figur 8.11 er koblet i serie og tilsvarer R_{ifb} , denne justeres ut fra hvilken strømverdi en ønsker at brytestrømmen til strømsikringene skal være. Filterkretsen mellom operasjonsforsterkerne vil være lik i alle strøm- og filterkretsene da en ønsker samme knekkfrekvens på alle filtrene. Det er plassert en TVS-diode ved utgangen til operasjonsforsterker *B* for alle strøm- og filterkretsene. Denne skal beskytte ADC-inngangene på mikrokontrolleren mot overspenninger. I tabell 8.6 er komponentene som er tatt i bruk for alle strøm- og filterkretsene listet opp.



Figur 8.11: Strømsikring med strøm- og filterkrets.

Tabell 8.6: Komponentliste til strøm- og filterkretsene.

Komponentnavn	Komponent type	Verdi	Beskrivelse
Q1, Q2, Q3, Q4, Q5, Q6, Q7, Q8, Q9, Q10, Q11, Q12, Q13	<i>PROFETTM</i> smartbrytere	AUIR3313(S)	Strømsikring, strømstyring og strømmåling for motorene
Q15	<i>PROFETTM</i> smartbrytere	AUIR3315(S)	Strømsikring, strømstyring og strømmåling for mikro-ROV
U6, U7, U8, U9, U10, U11, U12, U13, U14, U15, U16, U17, U18, U19	Dobbel OP-AMP	S-89430	Buffer ved inngangen og utgangen til lavpassfilteret
TVS6, TVS7, TVS8, TVS9, TVS11, TVS12, TVS13, TVS14, TVS15, TVS16, TVS17, TVS18, TVS19, TVS20	TVS-diode	3.3 V	Overspenningsvern
C32, C34, C35, C39, C48, C50, C52, C54, C57	Keramisk-kondensator	1.2 μF	Kondensator for strømkrets
C60	Keramisk-kondensator	1 μF	Kondensator for strømkrets
C31, C33, C36, C37, C38, C40, C43, C45, C47, C49, C51, C53, C56, C59	Keramisk-kondensator	10 μF	Kondensator for filterkrets
R5, R12, R15, R17, R22, R27, R35, R38, R45, R48, R55, R58, R66, R72	Motstand	680 Ω	Motstand for filterkrets
R4, R8, R11, R21, R20, R23, R34, R36, R44, R46, R54, R56, R65, R71	Motstand	10 k Ω	Motstand for strømkrets
R9, R16, R19, R28, R31, R33, R41, R43, R51, R53, R61, R63, R69, R75	Motstand	15.8 k Ω	Motstand for strømkrets
R6, R10, R14, R25, R24, R29, R37, R39	Motstand	2.87 k Ω	Motstand for strømkrets
R47, R49, R57, R59, R67	Motstand	3.92 k Ω	Motstand for strømkrets
R73	Motstand	1.87 k Ω	Motstand for strømkrets
R7, R13, R18, R26, R30, R32, R40, R42, R74	Potensiometer	2 k Ω	Potensiometer for strømkrets
R50, R52, R60, R62, R68	Potensiometer	5 k Ω	Potensiometer for strømkrets

Det vil være nødvendig å teste at spenningsverdiene i strøm- og filterkretsene stemmer med beregningene, samt å få verifisert strømmålingene ved å lese av måleverdien inn på ADC-en ved ferdigstilling av kraftfordelingskortet. En har valgt å ha fire ulike testpunkter i strøm- og filterkretsene, slik at en får verifisert spenningen både i strømkretsen og i filterkretsen.

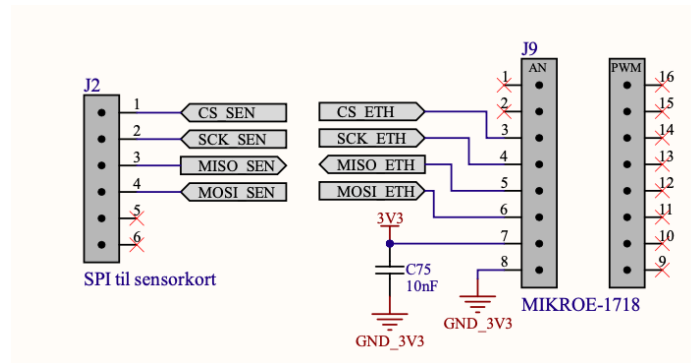
8.1.3 Konnektorer, og styrekrets til viftene

For å få tilført kraft og signaler fra kraftfordelingskortet ut til de valgte elektriske komponentene i ROV-en, må en ha flere ulike konnektorer på kraftfordelingskortet. Konnektorene er valgt ut fra hvor mange pinner en har behov for og hvor mye strøm som skal gå gjennom hver av pinnene, samt behovene som ble satt i planleggingsfasen av de andre gruppene i prosjektet. Tabell 8.7 under viser en oversikt over alle konnektorene som er plassert på kraftfordelingskortet, samt spesifikasjonene nevnt over.

Tabell 8.7: Konnektorer på kraftfordelingskortet.

Formål	Komponentnavn	Antall pinner	Maksimalt strømbehov per pinne	Maksimal strøm per pinne
Krafttilførsel fra navlestreng	J1	4	30 A	41 A
SPI til sensor kort	J2	6	-	2.5 A
Fremdriftsmotorer	J3, J5	8	16 A	23.5 A
Vifter	J4, J8, J13	3	0.5 A	4 A
PWM til motorer	J6	26	-	2 A
Motorer til manipulator og mikro-ROV	J7	12	12 A	12 A
SPI til Ethernet-modul	J9	8	-	1 A
Sensor kort	J11	2	2 A	8.5 A
Utvendige lys	J12	3	3.1 A	8.5 A
12 V-komponenter	J14	8	4 A	8.5 A
5 V-komponenter	J15	6	4 A	8.5 A

Det er behov for to SPI-moduler for kommunikasjon til sensor kortet og til Ethernet-modulen, dette ble beskrevet i delkapittel 4.1.2. Modulen for SPI til Ethernet er koblet opp ut fra spesifikasjoner gitt av kommunikasjonsgruppen [70] med en forsyningsspenning på 3.3 V, samt tilkoblet 3.3 V-jordplanet. Ut fra skjemategningene til Ethernet-modulen [56] ser en at det ikke vil være behov for avkoblingskondensator ved forsyningsspenningen til modulen. Det ble valgt å ta i bruk en 10 nF avkoblingskondensator slik at en får redusert noe høyfrekvent støy, som beskrevet i delkapittel 2.3. Hver av SPI-modulene har fire signaler mellom mikrokontrolleren og den tilhørende konnektoren, dette ble forklart i delkapittel 4.1.2. Konnektorene for SPI til sensor kortet *J2*, og for SPI til Ethernet-modulen *J9* er vist i figur 8.12, og er listet opp i tabell 8.8.

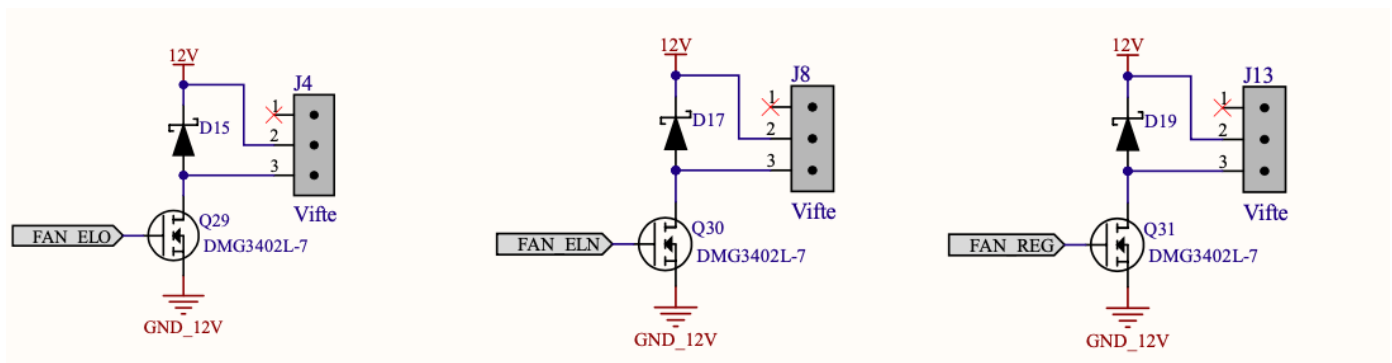


Figur 8.12: Konnektorer for SPI-kommunikasjon.

Tabell 8.8: Komponentliste til konnektorer for SPI-kommunikasjon.

Komponentnavn	Komponent type	Verdi	Beskrivelse
J2	Konnektor 6-pin	2.5 A	Konnektor med seks pinner for SPI-kommunikasjon til sensorkortet
J9	Pinnerekke 8-pin x2	1 A	Pinnerekker med åtte pinner til Ethernet-modul
C75	Keramisk-kondensator	10 nF	Avkoblingskondensator

Oppkoblingen av styrekretsen til viftene ble bestemt i delkapittel 7.3, denne blir vist i figur 8.13. Det er ønskelig å ha muligheten til å justere hastigheten til viftene ut fra temperaturen inni elektronikkhuset. Dette utføres ved å ta i bruk PWM-hastighetskontroll som beskrevet i delkapittel 7.3. Vifter er en induktiv last, det ble dermed valgt å koble en friløpsdiode i parallell med viftene. Dette for å forsikre seg om at ved avslag av transistoren så vil laststrømmen gå gjennom friløpsdioden og ikke viftene. Komponentene i styrekretsen til viftene er listet opp i tabell 8.9.



Figur 8.13: Konnektorer til viftene

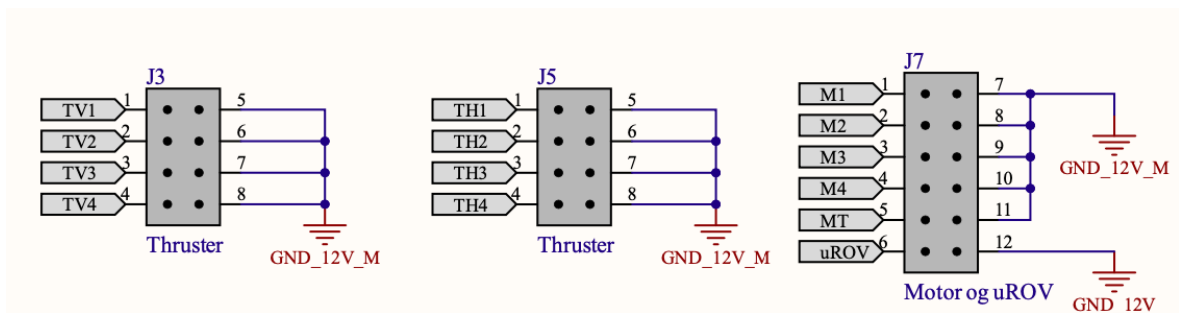
Tabell 8.9: Komponentliste til viftekretsene.

Komponentnavn	Komponent type	Verdi	Beskrivelse
J4, J8, J13	Konnektor 3-pin	4 A	Konnektor med tre pinner
D15, D17, D19	Schottky-diode	3.3 V	Friløpsdiode
Q29, Q30, Q31	MOSFET		Styretransistor

Figur 8.11 tar for seg oppkoblingen av strømsikringene AUIR3313(S) og AUIR3315(S). Signalporten til forsyningsspenningen inn på konnektorene til motorene og mikro-ROV-en kommer fra Out-pinnen på strømsikringene i figur 8.11. Hvilke motorer som blir forsynt av de ulike konnektorene blir listet opp under:

- **Konnektor J3:** For de vertikale fremdriftsmotorene
- **Konnektor J5:** For de horisontale fremdriftsmotorene
- **Konnektor J7:** For motorene til manipulatorarmen og kabeltrommelen til mikro-ROV-en, samt til mikro-ROV-en

Den andre halvdelen av konnektorene er koblet til de tilhørende jordplanene. Konnektorene til motorene og mikro-ROV-en er vist i figur 8.14, og komponentene er listet opp i tabell 8.10.

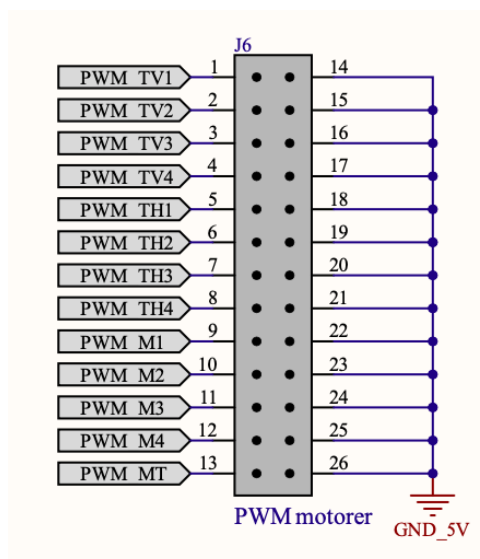


Figur 8.14: Konnektorer til motorene.

Tabell 8.10: Komponentliste til motor-konnektorene.

Komponentnavn	Komponent type	Verdi	Beskrivelse
J3, J5	Konnektor 8-pin	23.5 A	Konnektor med åtte pinner for fremdriftsmotorer
J7	Konnektor 12-pin	12 A	Konnektor med tolv pinner for motorene til manipulatorarm og mikro-ROV

Motorcontrollerene blir styrt ved hjelp av PWM-signal fra mikrokontrolleren, som beskrevet i delkapittel 4.1.2. PWM-signalene fra mikrokontrolleren går ut til konnektor *J6*, de resterende pinnene på konnektoren er koblet til GND_5V. Oppkoblingen til konnektoren blir vist i figur 8.15, og konnektoren som er brukt til PWM-signal står oppført i tabell 8.11.



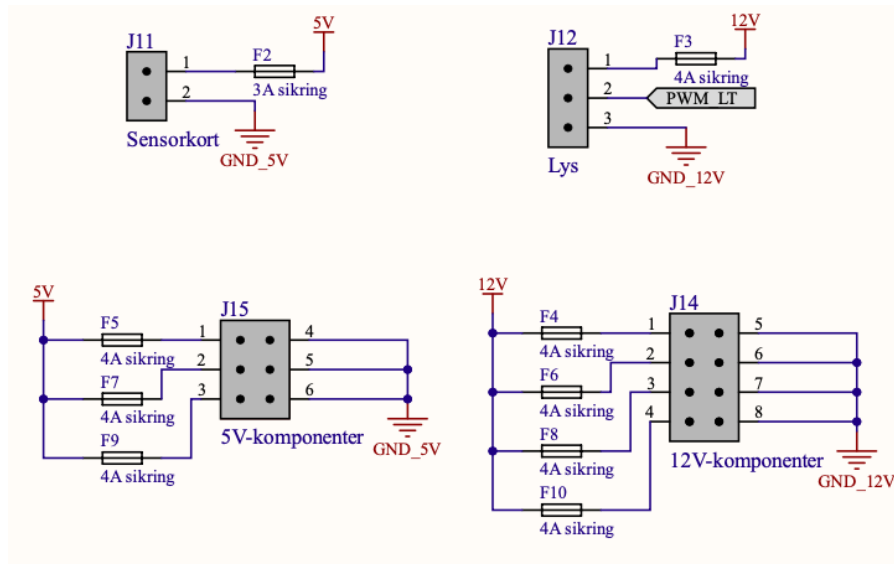
Figur 8.15: Konnektorer for PWM-signal til motorene.

Tabell 8.11: Komponentliste til konnektoren for PWM-signal til motorene.

Komponentnavn	Komponent type	Verdi	Beskrivelse
J6	Konnektor 26-pin	2 A	Konnektor med 26 pinner til PWM-signal til motorcontrollene

Konnektorene til sensorkortet, de utvendige lysene på ROV-en, 5 V-komponenter, og 12 V-komponenter er

vist i figur 8.16. Komponentene som har en forsyningsspenning på 5 V er listet opp i delkapittel 2.2.3, og komponentene som har en forsyningsspenning på 12 V er listet opp i delkapittel 2.2.2. Alle konnektorene i figur 8.16 er koblet til sine respektive jordplan. Pinnene på konnektorene har hver sine sikringer på 3 A eller 4 A, ut fra hvor mye strøm komponentene trekker. Konnektoren til lysdriveren er koblet opp ut fra spesifikasjoner gitt av kommunikasjonsgruppen [70], da de hadde ansvaret for lysdriveren og de utvendige lysene i ROV-en. Konnektorene og sikringene til de resterende komponentene er listet opp i tabell 8.12.



Figur 8.16: Øvrige konnektorer.

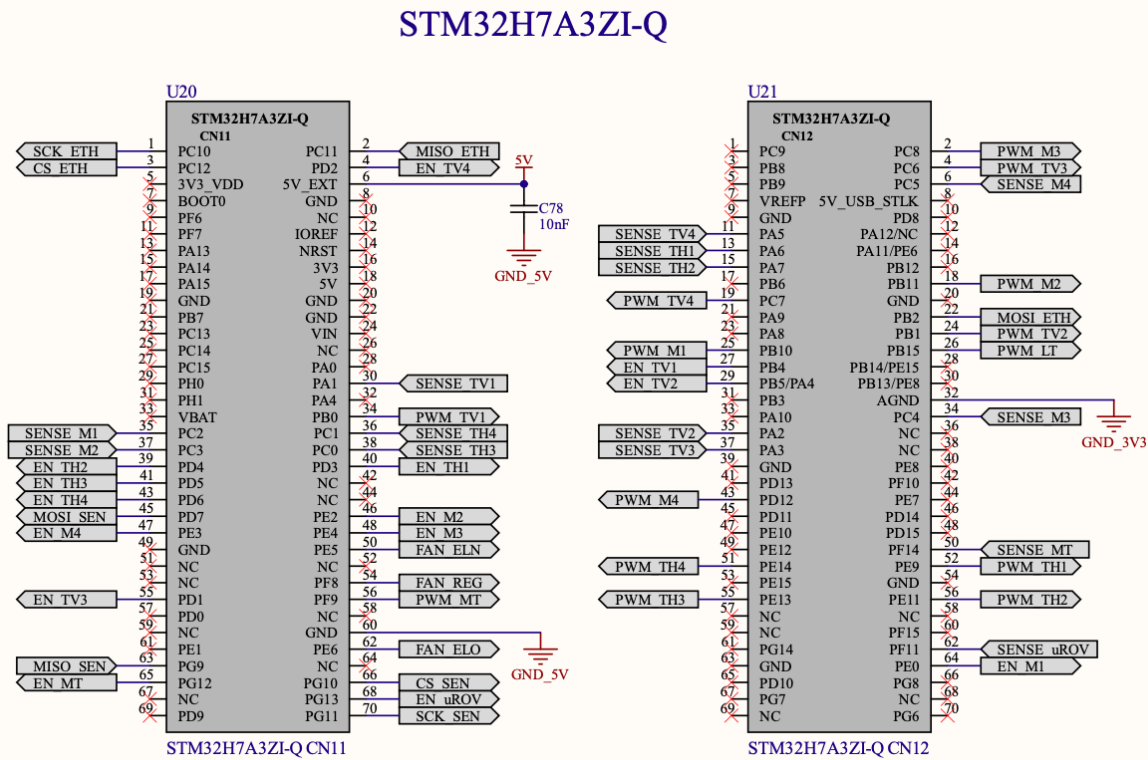
Tabell 8.12: Komponentliste til de øvrige konnektorene.

Komponentnavn	Komponent type	Verdi	Beskrivelse
J11	Konnektor 2-pin	8.5 A	Konnektor med to pinner til sensor kortet
J12	Konnektor 3-pin	8.5 A	Konnektor med tre pinner til lysdriver
J14	Konnektor 8-pin	8.5 A	Konnektor med åtte pinner til 12 V-komponentene
J15	Konnektor 6-pin	8.5 A	Konnektor med seks pinner til 5 V-komponentene
F2	Sikring	3 A	Sikring til sensor kortet
F3, F4, F5, F6, F7, F8, F9, F10	Sikring	4 A	Sikringer til 5 V- og 12 V-komponenter

Ved testing av spenningsverdiene ut fra konnektorene vil det være mulig å koble seg direkte på pinnene, det er derfor ikke behov for testpunkt til konnektorene.

8.1.4 Utviklingskort

Utviklingskortet NUCLEO-H7A3ZI-Q blir koblet på kraftfordelingskortet ved hjelp av to pinnerekker med 70 pinner på hver, oppsettet til disse blir vist i figur 8.17. I delkapittel 4.1.1 valgte en å tilføre 5 V-spenning inn på utviklingskortet, som er koblet på 5V_EXT-pinnen. I figur 8.17 ser en oversikten over signalportene inn på og ut fra mikrokontrolleren, som ble beskrevet i signalbudsjettet i vedlegg B. Det ble valgt å ta i bruk en 10 nF avkoblingskondensator for forsyningsspenningen 5V_EXT slik at en får redusert noe høyfrekvent støy, som beskrevet i delkapittel 2.3. Pinnerekke og avkoblingskondensatoren til utviklingskortet er listet opp i tabell 8.13.



Figur 8.17: Pinnerekke for utviklingskortet på kraftfordelingskortet.

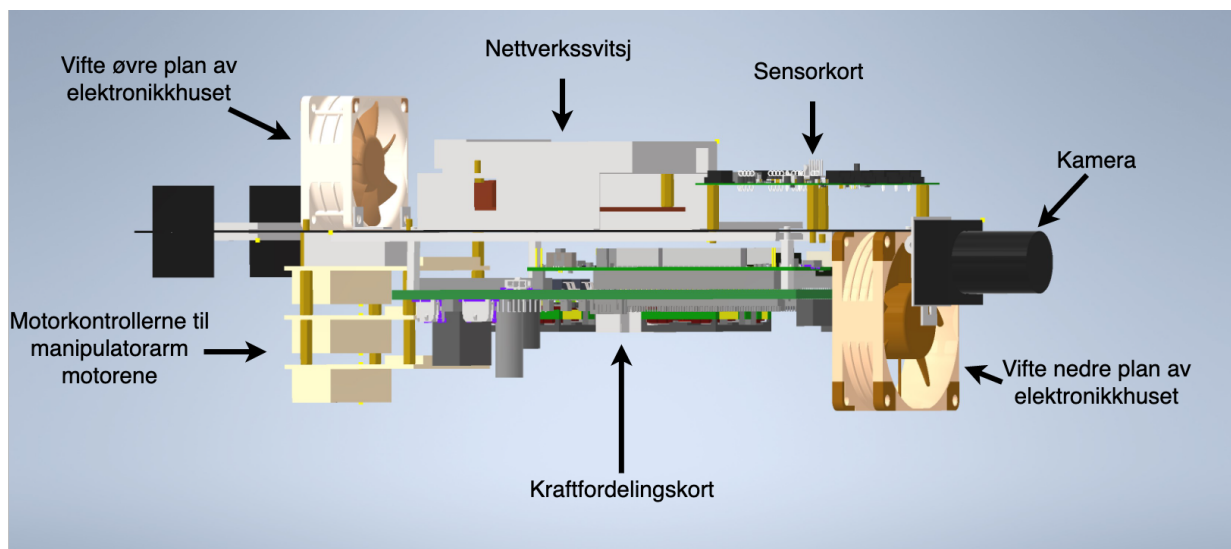
Tabell 8.13: Komponentliste for pinnerekke til utviklingskortet på kraftfordelingskortet.

Komponentnavn	Komponent type	Verdi	Beskrivelse
U20, U21	Pinnerekke 70-pin	5.2 A	Pinnerekke med 70 pinner til utviklingskortet
C78	Kondensator	10 nF	Avkoblingskondensator

I prosjektene tidligere år har de tatt i bruk et mindre utviklingskort, da de ikke hadde bruk for like mange perifermoduler som i år. For at en skulle få nok TIM-moduler, ADC-innganger og to SPI-moduler var det behov for å ta i bruk et utviklingskort, som beskrevet i delkapittel 4.1. Alle pinnene på utviklingskortet har hver sin funksjon, slik at noen av disse kanalene vil overlappe hverandre, som vist i figur 4.2. Dette førte til at det ble behov for å ta i bruk et utviklingskort som var større enn pinnebehovet.

8.2 Fysiske krav til kretskortet

I årets ROV er elektronikkhuset konstruert av aluminium med en sylindrisk utforming, og med en indre diameter på 155 mm. Det ble valgt å plassere kretskortene horisontalt i elektronikkhuset, slik at en får bedre luftgjennomstrømning enn tidligere. Det har tidligere år blitt tatt i bruk et mindre utviklingskort og én spenningsregulator for forsyningsspenning til alle motorene. I år ble det valgt et større utviklingskort, samt å fordele motorene over to spenningsregulatorer da det i delkapittel 2.2 ble valgt å ta i bruk kraftigere fremdriftsmotorer. Dette førte til at årets kraftfordelingskort ville bli ganske stort i forhold til tidligere år. Det ble derfor bestemt at kraftfordelingskortet skulle plasseres på undersiden av midtplaten inni elektronikkhuset, mens sensorkortet og nettverkssvitsjen ble plassert på oversiden, som vist i figur 8.18 under.



Figur 8.18: Oppbygningen inni elektronikkhuset. 3D-modell laget av sensorgruppen [63] ved design av elektronikkhuset.

Oppbygningen av elektronikkhuset blir vist i figur 8.18. På det øvre planet i elektronikkhuset er det plassert en vifte NF-A6 på 60 mm, en nettverkssvitsj, og sensorkortet. På det nedre planet er det plassert en vifte NF-A8 på 80 mm, kraftfordelingskortet, og motorkontrollene til motorene for å styre manipulatorarmen. Med dette oppsettet vil kraftfordelingskortet oppta omtrent like stor plass som nettverkssvitsjen og sensorkortet.

8.2.1 Designkrav

De fysiske begrensningene i elektronikkhuset avgjør størrelsen og formen på kraftfordelingskortet, i tillegg er det en del designkrav for design av kraftfordelingskortet. Dette gjelder blant annet hullstørrelse, banebredde, avstand mellom baner og komponenter, lagtykkelse, og antall lag på kortet. Bedriften som produserer kretskortet har en del fastsatte krav og standardverdier en må følge. I Altium Designer har en mulighet til å sette en minimumsverdi og maksimumsverdi for de ulike designkravene, slik at en er sikker på at kortet blir laget med de riktige verdiene.

I år har UiS Subsea-prosjektet blitt sponset av bedriften Elprint Norge AS, figur 8.19. De er en leverandør som leverer kretskort av høy kvalitet på kort tid. Bedriftens hovedkontor er lokalisert i Bergen, og de har flere salgskontorer rundt i Europa.



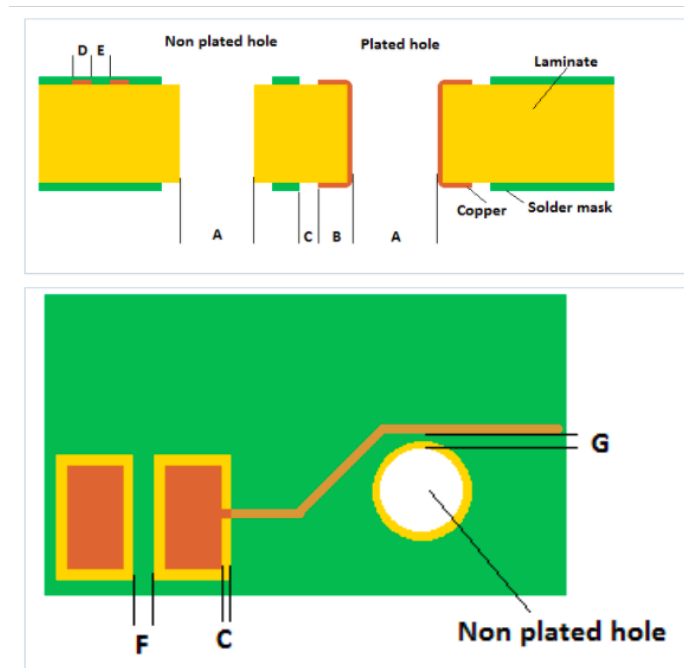
Figur 8.19: Elprint Norge AS logo [33].

Elprint bruker et MIX-prinsipp, som går ut på at de faste kostnadene kan fordeles på flere kunder ved at en velger å bruke noen fastsatte standarder. Ved å bruke standardoppbygginger av 1-, 2-, og 4-lags kretskort kan en mikse kretskort med de samme spesifikasjonene, noe som gjør at en oppnår en bedre utnyttelse av produksjonsprosessen. En vil dermed få en lavere pris på kretskortene dersom en følger standardoppbyggings-spesifikasjonene [34]. I tabell 8.14 under ser en noen av spesifikasjonene en må følge for å kunne velge et mikset kort.

Tabell 8.14: Designkrav og kapabilitet på mikset mønsterkort fra Elprint Norge AS [34].

Type	Verdi
Minimums produksjonstid	2 dager
Leveringstid	2 dager
Basemateriale	FR4 ³
Produktspekter	1, 2 og 4 lag
Overflate	1.6 mm; 35 μ m kobber på alle lagene
Loddemaske	Blyfri HASL ⁴
Komponentavtrykk	Grønn
	Hvit
	Minimum 0.125 mm banebredde
Minimum hullstørrelse (A)	0.3 mm
Banebredde (D)	0.125 mm
Baneavstand (E)	0.125 mm
Annular ring (B)	0.15 mm

Minimum hullstørrelse, banebredde, baneavstand og annular ring fra tabell 8.14 blir illustrert i figur 8.20 under sammen med andre designkrav til loddemaske, hull og baner.



Figur 8.20: Illustrasjon over noen av designkravene en må ta hensyn til ved utvikling av et kretskort [34].

Spesifikasjonene vist i figur 8.20 blir listet opp under:

- **A:** Hullstørrelse
- **B:** Annular ring ($\frac{\text{flatestørrelse} - \text{hullstørrelse}}{2}$)
- **C:** Tykkelse på loddemaske
- **D:** Banebredde
- **E:** Avstand mellom baner
- **F:** Avstand mellom loddemaske
- **G:** Avstand mellom ubelagte hull og kobber

En kan også velge spesifikasjoner som er utenfor rammene i tabell 8.14, men må da regne med en høyere totalpris på kretskortet. Hvilke behov en vil ha på kretskortet avhenger av kompleksiteten på kortet og hvilke ønsker en har til designet.

³Eng. **F**lame **R**etardant, class 4

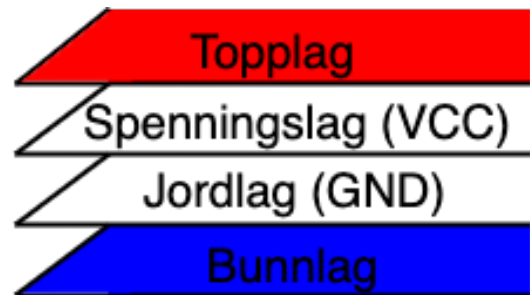
⁴Eng. **H**ot **A**ir **S**older **L**eveling

8.2.2 Spesifikasjoner på kraftfordelingskortet

De ulike systemene til kraftfordelingskortet er beskrevet gjennom de tidligere kapitlene i oppgaven, og som beskrevet vil kraftfordelingskortet være et kompleks design med mange ulike komponenter. Komponentene med store strømtrekk på kraftfordelingskortet vil ha behov for relativt store banebredder. For å få redusert banebreddene på kraftfordelingskortet ble det valgt å gå opp i tykkelse på kobberlagene. Operasjonsforsterkerne som ble valgt i delkapittel 5.6 har relativt liten flatestørrelse, det vil derfor være begrenset hvor tykt kobberlag en kan velge på ytterlagene til kraftfordelingskortet. Det vil gå en del høye strømmer i spennings- og jordlagene, det ble derfor valgt å gå opp i tykkelse på de indre lagene. Ut fra kommunikasjon med Elprint ble en enig om å velge en kobbertykkelse på $70\ \mu\text{m}$ på ytre lag og $105\ \mu\text{m}$ på indre lag.

Det ble valgt følgende spesifikasjoner på kraftfordelingskortet:

- Firkantet kort med dimensjoner $140\ \text{mm} \times 200\ \text{mm}$.
- Firelags kretskort:
 - Lag 1: Topplag - Signalbaner i rød
 - Lag 2: Spenningslag - VCC
 - Lag 3: Jordlag - GND
 - Lag 4: Bunnlag - Signalbaner i blå
- Ytre kobberlag på $70\ \mu\text{m}$.
- Indre kobberlag på $105\ \mu\text{m}$.
- Grønn loddemaske med hvitt silketrykk



Figur 8.21: Illustrasjon av de fire ulike lagene i kretskortet.

Oppsettet av lagene på kraftfordelingskortet blir illustrert i figur 8.21. For å skille mellom banene og komponentene på de ulike lagene ble det tatt i bruk ulike fargekoder. Det ble valgt å ta i bruk rød til banene og komponentene på topplaget, mens en tar i bruk blå på bunnlaget. De indre lagene vil ikke ha noen baner eller komponenter, slik at fargekodene til disse ikke blir illustrert her. Etter en hadde valgt kobbertykkelse på inner- og ytterlagene måtte en se i kapabilitetstabellene til Elprint [34] for å finne minimum banebredde og minimum avstand mellom baner og flatene. Dette blir vist i tabell 8.15 under.

Tabell 8.15: Minimum banebredde og -avstand på kraftfordelingskortet [34].

Kobbertykkelse (lag)	Minimum banebredde	Minimumsavstand mellom banene/flatene
$70\ \mu\text{m}$ (ytre lag)	$300\ \mu\text{m}$	$300\ \mu\text{m}$
$105\ \mu\text{m}$ (indre lag)	$300\ \mu\text{m}$	$300\ \mu\text{m}$

De resterende designkravene vil bli lagt inn som designregler i Altium Designer. En ville da få feilmelding

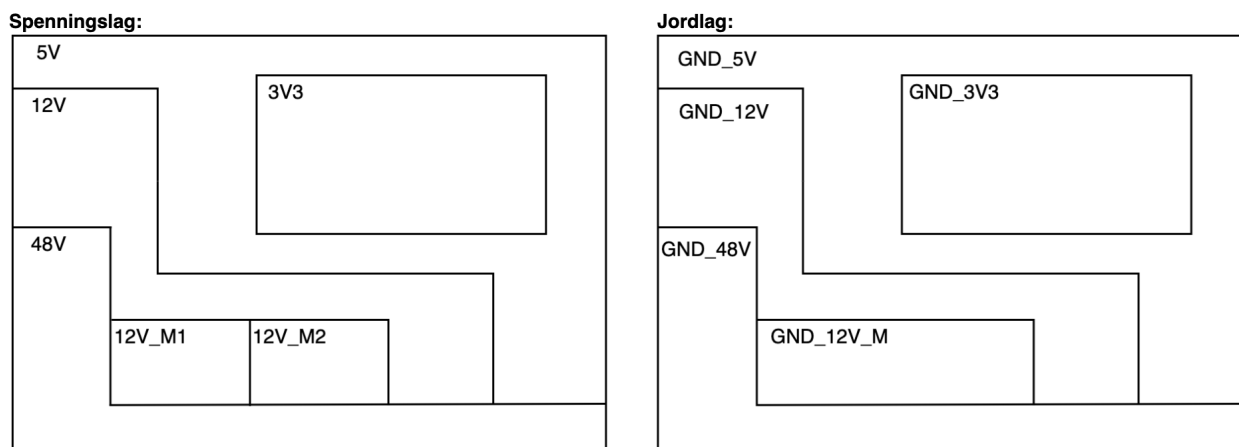
dersom kravene som var satt ble brutt, i tillegg til at en fikk lagt inn standardtykkelse på for eksempel banebredde og viastørrelse. Etter alle PCB-spesifikasjonene er fastsatt starter en med å lage en overordnet oversikt av komponentplassering på kretskortet, som vist i figur 8.1.

8.3 PCB-utlegg

Kraftfordelingskortet er en fundamental byggeblokk for å sette sammen de ulike delsystemene, som vist i kretsskjema i vedlegg A. De ulike komponentene i delsystemene, som for eksempel konnektorer, spenningsregulatorer, kondensatorer og motstander ble montert på kraftfordelingskortet og kommuniserer ved hjelp av banene på kraftfordelingskortet. En vil her ta for seg planleggingsprosessen til utlegget, kretsoppsettet og baneføringen, samt hvilke tiltak som blir utført for å redusere støy på kraftfordelingskortet.

8.3.1 Planlegging

Etter å ha fått fastsatt alle designkravene og spesifikasjonene til kraftfordelingskortet starter planleggingen av hvordan komponentene skulle plasseres på kraftfordelingskortet. Under planleggingen av oppsettet var det viktig at en tenkte på hvor det ville gå store strømmer, hvor banene mellom komponentene ville gå, hvilke komponenter som støyer mye, og hvilke deler av kretsen som måtte skjermes fra støy. Helt først i planleggingen av utlegget til kraftfordelingskortet ble det laget et overordnet oppsett over hvordan en tenkte at utformingen til de ulike spennings- og jordplanene skulle være, som vist i figur 8.22.



Figur 8.22: Overordnet oversikt over spennings- og jordoppsettet på kraftfordelingskortet.

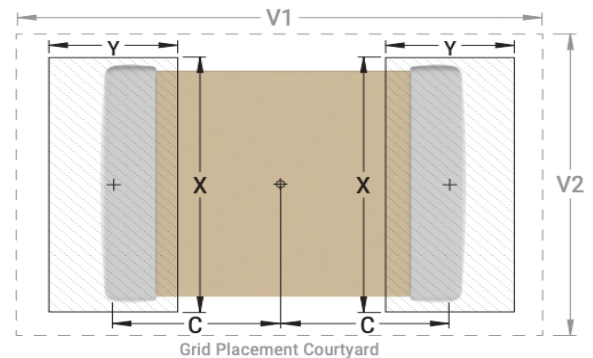
Ut fra oppsettet over spennings- og jordplanene ville en få en oversikt over hvor en ønsket å plassere komponentene på de ulike sonene. Det var fortsatt en del krav som måtte avklares og klargjøres i prosjektet før en kunne starte på en mer detaljert komponentplassering.

Fotavtrykk

Før en kunne starte på utlegget måtte alle komponentene få hvert sitt fotavtrykk. Et fotavtrykk gir informasjon om hvor komponenten skal monteres på kortet. De ulike komponentene ville ha ulike fotavtrykk, slik at en måtte gå gjennom fotavtrykkene til alle komponentene på kretskortet. Det er laget en del standarder som gjør at flere komponenter kan bruke det samme fotavtrykket, dette gjelder ofte for eksempel for motstander og kondensatorer. Det er viktig at fotavtrykkene er nøyaktig for å kunne montere komponentene på kretskortet. Det finnes ofte ferdiglagde fotavtrykk på nett, men en må dobbeltsjekke fotavtrykket ut fra databladet til komponenten. Dersom fotavtrykket ikke stemmer med komponenten, vil en ikke klare å lodde den på kortet. Det er viktig å merke komponentenes retningsbestemmelse, slik at en ved bruk av for eksempel en diode vet hvilken pinne som er katoden ved montering av komponentene.

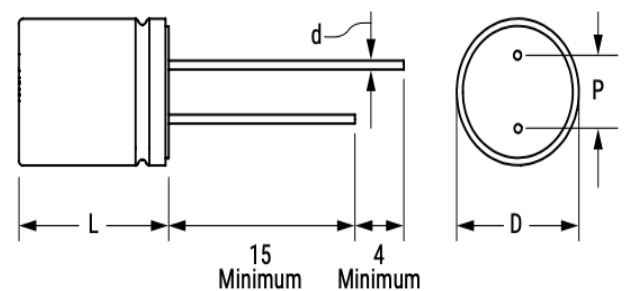
Komponentene på kraftfordelingskortet er enten gjennomhulls- eller overflatemontert. En komponent som er gjennomhulls har pinner som går gjennom hele kortet, og en vil kunne koble baner til komponenten på alle lagene. En komponent som er overflatemontert vil bare oppta plass på det laget den er plassert på, dette gjør at en frigjør plass på andre siden av kretskortet.

I figur 8.23 ser en et eksempel på fotavtrykket til en av kondensatorene som er brukt på kraftfordelingskortet. Kondensatoren er overflatemontert og er en standardstørrelse, slik at en kan bruke samme fotavtrykk på flere ulike kondensatorer. X og Y i figur 8.23 viser størrelsen på flatene, og C viser avstanden fra midten av komponenten til midten av flaten. Det er viktig at en dobbeltsjekker at disse målene stemmer med fotavtrykket i Altium Designer. $V1$ og $V2$ viser hvor stort silketrykk det er anbefalt å ha rundt komponenten. Figuren viser også at flatene på fotavtrykket er litt større enn på komponenten slik at en tar hensyn til loddeflaten.



Figur 8.23: Illustrasjon av kondensator C0805C125K4RACTU [21].

I figur 8.24 er det vist et eksempel på fotavtrykket til en komponent som er gjennomhullsmontert. Dette er en av bulk-kondensatorene på kraftfordelingskortet. De viktigste detaljene å sjekke at stemmer i fotavtrykket er hull diameteren d , og avstanden mellom hullene P , samt riktig antall og plassering av hullene til komponenten. I fotavtrykket må en også ta med ekstra loddeflate rundt hullet, slik at en får festet komponenten på kortet. L viser lengden og D viser diameteren på selve kondensatoren, dette er viktig informasjon å ha med i silketrykk slik at en ikke risikerer å plassere andre komponenter på samme plass som kondensatoren.



Figur 8.24: Illustrasjon av kondensator C2 A759PY337M1JAAE042 [20].

Banebredde

Etter en hadde plassert alle komponentene på topp- og bunnlaget til kretskortet, måtte en koble komponentene sammen som vist i kretsskjema i delkapittel 8.1. En kan koble sammen komponentene ved å bruke baner eller en kan koble de direkte til et plan. Banene og planene på et kretskort kan bestå av en del ulike materialer som for eksempel fiberglass og kobber. Kobber blir mest brukt til kretskort på grunn av den høye elektriske konduktiviteten. Det er viktig å ha riktige dimensjoner på kobberet som skal lede strøm, da en ønsker å unngå høy baneresistans, varmeutvikling, og hindre signaltap. For å finne den nødvendige banebredden ved ulike strømtrekk kan en ta i bruk ulike kalkulatorer over banebredde på nett. Det ble valgt å ta i bruk industristandarden IPC-2221 til å beregne banebredden i strømtrekket på kraftfordelingskortet. Dette er standarden Altium Designer anbefaler å bruke [108]. En kan også beregne banebredden ved å ta i bruk ligning 8.1 og ligning 8.2.

For å beregne banebredden må en først beregne arealet til banen.

$$A = \left(\frac{I}{k * \Delta T^{0.44}} \right)^{\frac{1}{0.725}} \quad (8.1)$$

Deretter bruker en arealet til å beregne bredden til banen.

$$B = \frac{A}{t * 1.378 \text{ mils/oz}} \quad (8.2)$$

A : Areal, [mils^2]

I : Strøm, [A]

k : Konstant: ytterlag = 0.048, innerlag = 0.024

ΔT : Temperaturøkning, [$^{\circ}C$]

B : Banebredde, [mils]

t : Korttykkelse, [oz]

Ved å bruke ligning 8.1 og ligning 8.2, hentet fra [23], ender en opp med å få banebredden i benevningen mils. En mils tilsvarer en tusendedel av en tomme, og en kan enkelt gjøre mils om til mm ved å multiplisere svaret med 0.0254. En kan også finne en kalkulator på nett, hvor en kan legge inn de aktuelle verdiene på kretskortet, og som deretter regner ut banebredden ut fra standarden IPC-2221. Det ble valgt å ta i bruk kalkulatoren til DigiKey Electronics [23] til å beregne nødvendig banebredde på kraftfordelingskortet. For å finne den nødvendige banebredden måtte en legge inn strøm, korttykkelse og temperaturøkning, og en fikk ut banebredden på både inner- og ytterlagene i ønsket benevning. Ved å legge inn omgivelsestemperatur og banelengde finner en ut hvor mye motstand, spenningsfall og effekttap det vil være i banene.

Via

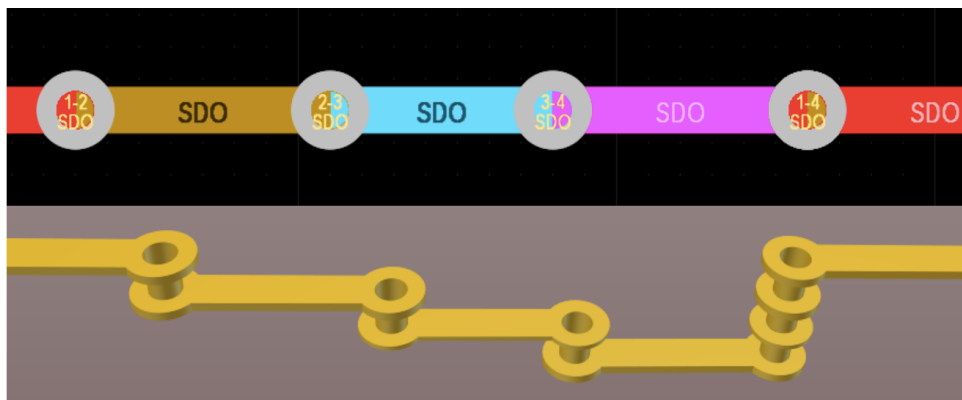
Ved å koble komponenter på begge sidene av kraftfordelingskortet vil det bli nødvendig å koble baner på tvers av lagene, dette gjøres ved å ta i bruk en via. En via er en vertikal forbindelse mellom fysiske lag. En via kan være gjennomhulls og gå gjennom alle lagene, eller den kan være usynlig og enten gå fra et ytterlag til et innerlag eller den kan gå mellom innerlagene på kretskortet. Noen av de ulike typene via som kunne blitt brukt på kraftfordelingskortet blir vist i figur 8.25. En velger via-type ut fra hva en skal bruke via til, og om

en ønsker kontakt mellom alle lagene eller bare noen spesifikke. Det kan være ønskelig å bruke en usynlig via dersom det er en konflikt mellom topp- og bunnlaget, og ikke ønsker å ha en fysisk kobling mellom de. Ved bruk av en sammenkobling med høy tetthet, og i veldig komplekse kretsdesign vil en ha behov for å bruke en mikro-via som har en fysisk avkobling i den ene enden [74].

#	Name	Type	#	Thru 1:4	Blind 1:2	Buried 2:3	µVia 4:3 1:2
	Top Overlay	Overlay					
	Top Solder	Solder Mask					
1	Top Layer	Signal	1				
	Dielectric 2	Prepreg					
2	VCC	Signal	2				
	Dielectric 1	Dielectric					
3	GND	Signal	3				
	Dielectric 3	Prepreg					
4	Bottom Layer	Signal	4				
	Bottom Solder	Solder Mask					
	Bottom Overlay	Overlay					

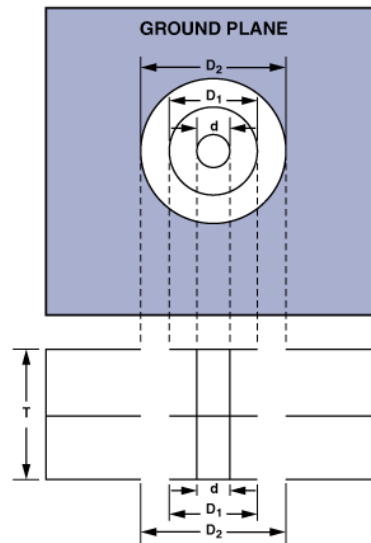
Figur 8.25: Illustrasjon over de ulike via-typene en kan ha på kraftfordelingskortet.

Fordelen med å bruke en gjennomhullsvia er at en har mulighet å koble baner på via i alle lagene. Det vil også være behov for å ha fysisk plass til via på alle lagene, slik at den ikke vil kollidere med verken flater eller baner på topp- eller bunnlaget. En vil få en mye høyere produksjonskostnad ved bruk av en usynlig via, så UiS Subsea-prosjektet har bare brukt gjennomhullsviaer på kretskortene for å få kortene sponset av Elprint.



Figur 8.26: Illustrasjon som viser hvordan ulike via-typer vil se ut på et 4-lags kretskort [74].

En via vil i praksis fungere som en liten kondensator da det vil oppstå parasittisk kapasitans i banen. Hvor mye parasittisk kapasitans som vil oppstå er avhengig av størrelsen på via og tykkelsen på kortet. Dimensjonene til en via er vist i figur 8.27.



Figur 8.27: Dimensjonene til en via [4].

Den parasittiske kapasitansen regnes ut ved å dele ladningen på spenningen, $C = \frac{Q}{V}$. For å beregne den parasittiske kapasitansen til en via bruker en ligning 8.3 som er hentet fra «A Practical Guide to High-Speed Printed-Circuit-Board Layout» [4].

$$C = \frac{0.55 \cdot \epsilon_r \cdot T \cdot D_1}{D_2 - D_1} \quad (8.3)$$

C : Parasittisk kapasitans i en via, [pF]

ϵ : Relativt permeabilitet

T : Kretskorttykkelse, [cm]

D_1 : Diameteren til flaten rundt via, [cm]

D_2 : Diameteren til klareringen i jordplanet, [cm]

Standardstørrelsen på en via i kraftfordelingskortet har en diameter D_1 på 1.27 mm. Diameteren på klareringen til jordplanet D_2 med en via på 1.27 mm vil være 2.1 mm. Kraftfordelingskortet vil ha en tykkelse på totalt 0.35 mm med to ytterlag på 70 μm og to innerlag på 105 μm .

$$C = \frac{0.55 \cdot 1 \cdot 0.035 \text{ cm} \cdot 0.127 \text{ cm}}{0.21 \text{ cm} - 0.127 \text{ cm}} = 0.03 \text{ pF} \quad (8.4)$$

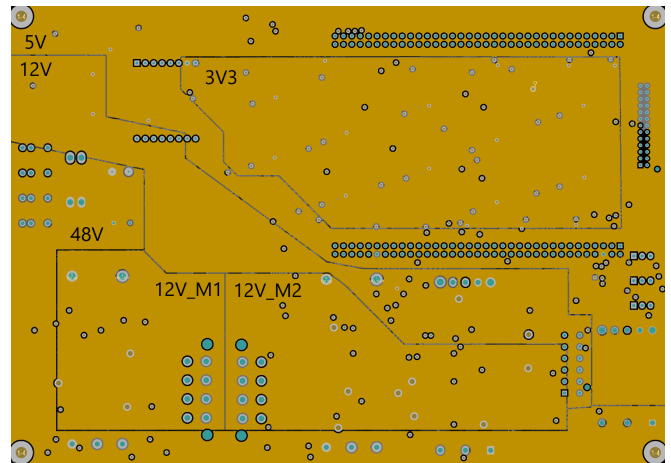
Selv om en får noe parasittisk kapasitans ved bruk av en via, vil det være så lite at det ikke har noen særlig betydning for kvaliteten på signalene i kraftfordelingskortet. Det ble derfor bestemt at en kunne bruke via på kraftfordelingskortet dersom det skulle være behov for det.

8.3.2 Kretsoppsett og baneføring

Etter en hadde kartlagt designkravene til kraftfordelingskortet, ordnet fotavtrykk til alle komponentene, og beregnet nødvendig banebredde ut fra hvor store strømmer som skulle gå i kraftfordelingskortet, startet en med å plassere ut komponentene fra det overordnede oppsettet i figur 8.22. Under oppsettet av komponentene var det viktig å tenke på hvor det ville gå store strømmer, hvor banene mellom komponentene ville gå, samt å skille de komponentene med ulikt sensitivitetsnivå på kraftfordelingskortet. Det ble valgt å dele innerlagene på kortet opp i ulike spennings- og jordplan for å unngå lange baner med store strømmer på signallagene. I figur 8.28 og figur 8.29 ser en oppdelingen av spennings- og jordplanene.

Spenningslag

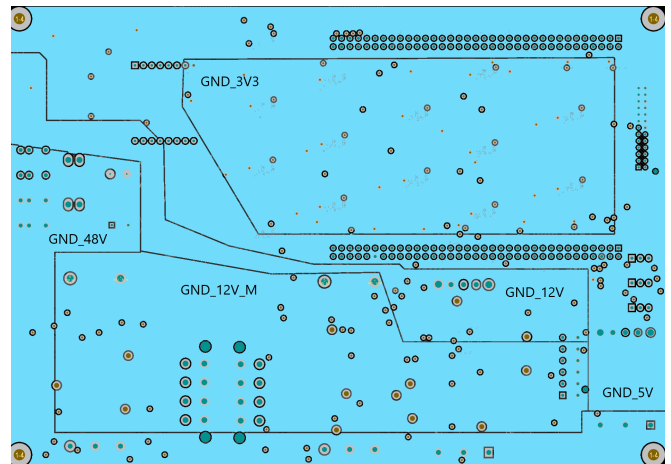
En har satt opp spenningslaget i figur 8.28 tilsvarende spenningsoppsettet i figur 8.22 som ble laget i planleggingsfasen. Spenningsplanene er delt opp ut fra hvor reguleratorene er plassert, og hvor det er flest komponenter på de aktuelle spenningene. Ved å trekke 48V-planet ned langs kanten unngår en at de store strømmene går tvers gjennom kortet og en får koblet alle ned-regulatorene på spenningsplanet uten å trekke baner. For å unngå at støy fra motor-kontrollene overføres til 3.3 V-kretsen ble det valgt å trekke 12 V- og 5 V-spenningsplanene på tvers, slik at eventuell støyoverføring vil stoppe der.



Figur 8.28: Inndelingen av spenningslaget *VCC* på kraftfordelingskortet.

Jordlag

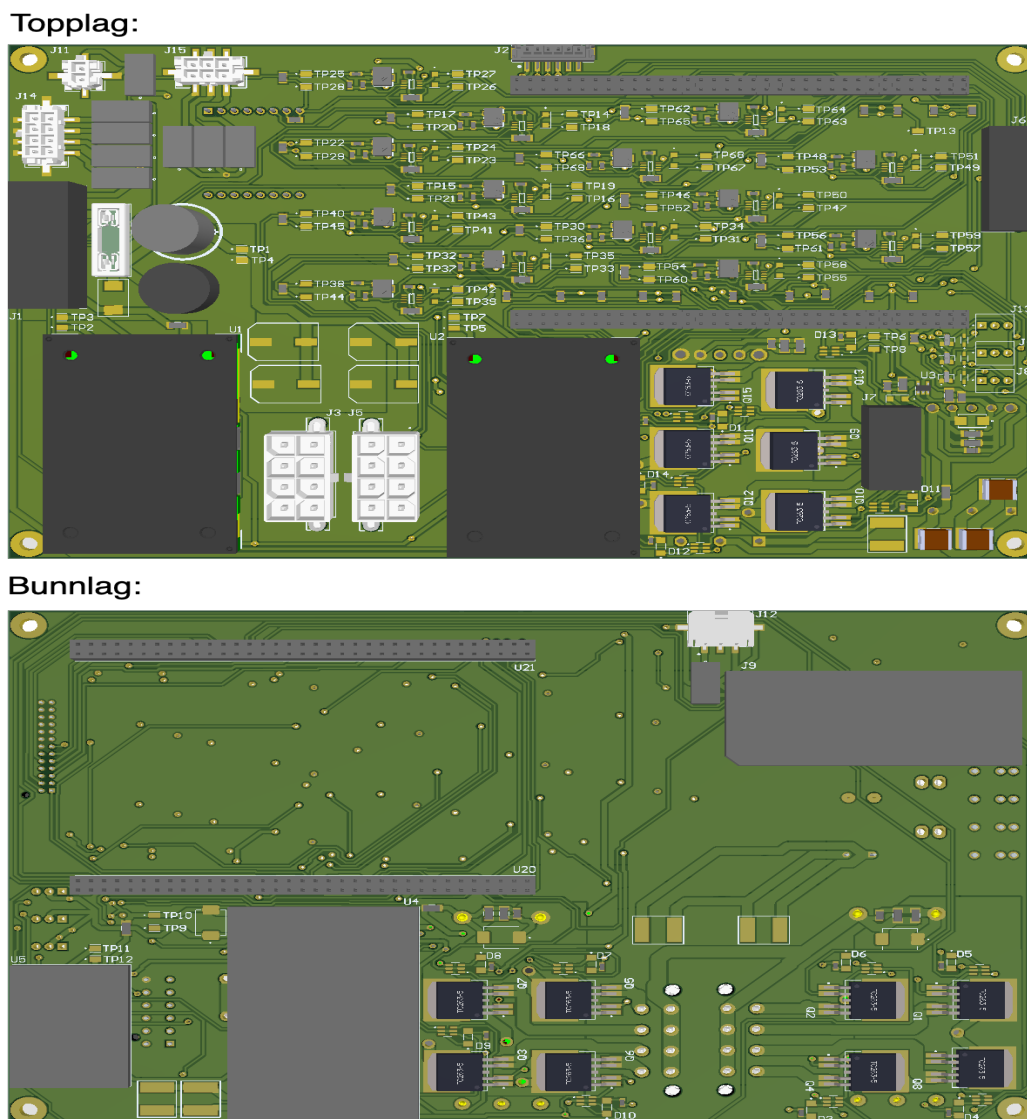
Ved oppsettet av jordlaget i figur 8.29 ble det tatt utgangspunkt i jordoppsettet i figur 8.22 som ble laget i planleggingsfasen, og hvordan spenningslaget var blitt oppdelt. Den største forskjellen mellom oppdelingen av spennings- og jordlaget er planene til 800 W-regulatorene. Jordplanene vil ha en fysisk kobling via motstandene i jordkoblingskretsen i figur 8.8, som er plassert i overgangen mellom de respektive jordplanene nærme spenningsforsyningene deres. Det vil også være en kobling mellom jordplanene GND_12V_M, GND_12V, og GND_5V til jordplanet GND_48V via den interne kretsen i ned-regulatorene.



Figur 8.29: Inndelingen av jordlaget *GND* på kraftfordelingskortet.

3D-modell

I Altium Designer kan en enkelt lage 3D-modell av kretskortet ved å legge inn 3D-modeller av de ulike komponentene i det tilhørende fotavtrykket. På kraftfordelingskortet ble det valgt å prioritere 3D-modeller av de største komponentene, samt de som vil være mest kritisk å kunne sjekke underveis var plassert riktig i forhold til rotasjon og høyde. Dette førte til at en enkelt kunne få overblikk over komponentplasseringen på kraftfordelingskortet. Det er mange ulike komponenter på kraftfordelingskortet, det ble derfor ikke prioritert å lage 3D-modell av alle komponentene på kraftfordelingskortet. En 3D-modell av topp- og bunnlaget på kraftfordelingskortet er vist i figur 8.30.

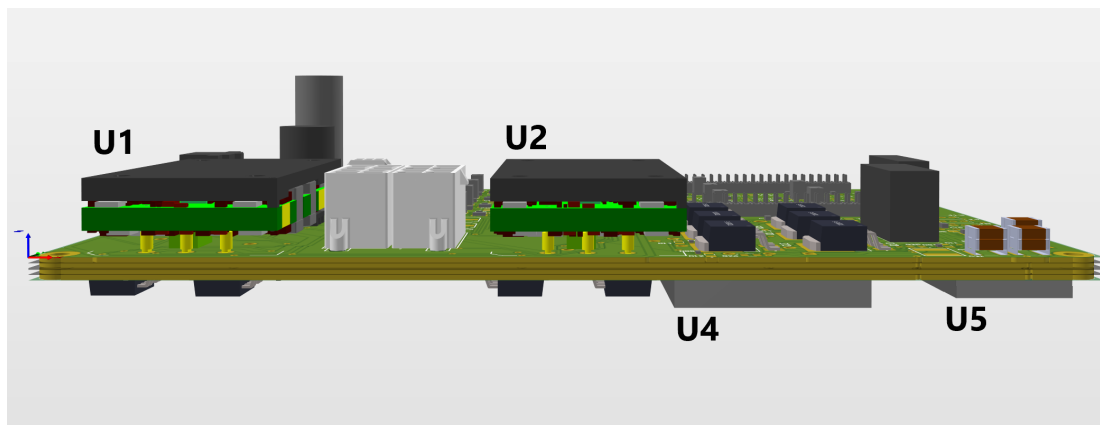


Figur 8.30: 3D-modell av kraftfordelingskortet.

3D-modellen gir et godt overblikk over hvordan kretskortet ville bli når det var ferdig produsert. Det blir lagt ved utsnitt av alle kretsene fra utlegget i delkapitlet under, det fullstendige utlegget finner en i vedlegg A.2.

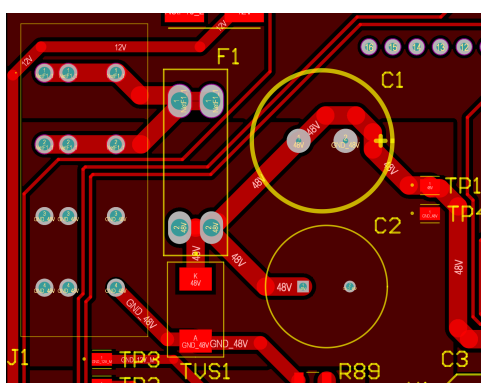
Kraftfordelingskrets

Koblingen og komponentene i kraftfordelingskretsen ble beskrevet i delkapittel 8.1.1. En vil nå ta for seg komponentplasseringen og banekoblingen til kretsen på utlegget. Figur 8.31 viser en 3D-modell av siden til kraftfordelingskortet, der $U1$ og $U2$ er på topplaget, mens $U4$ og $U5$ er på bunnlaget.



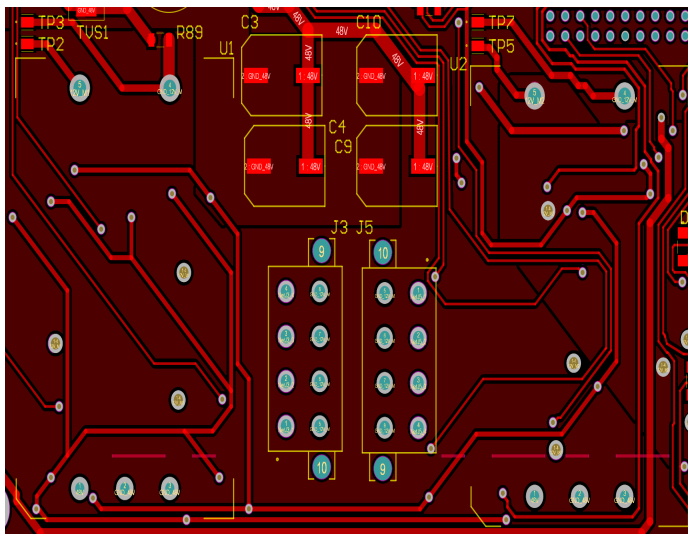
Figur 8.31: Oppsett av ned-regulatorene på kraftfordelingskortet.

I figur 8.31 ser en plasseringen til ned-regulatorene på kraftfordelingskortet. Krafttilførselkretsen er plassert bak regulator $U1$ i figuren. Kablene fra navlestrengen blir koblet på konnektor $J1$, denne er plassert ytterst på topplaget til kraftfordelingskortet. Figur 8.32 viser oppsettet til krafttilførselkretsen som ble beskrevet i figur 8.4 i kretsskjema. Alle komponentene til krafttilførselkretsen er plassert på topplaget til kraftfordelingskortet. Det er tatt i bruk gjennomhullskobling i konnektor $J1$, sikringsholder $F1$, og bulk-kondensatorene $C1$ og $C2$. Dette fører til at en kan koble disse direkte på 48 V-planene i spennings- og jordlaget.

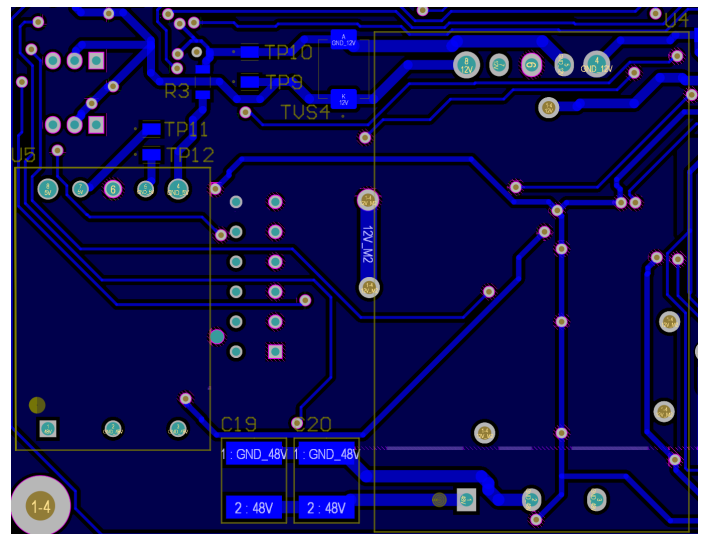


Figur 8.32: Krafttilførselkrets.

Etter sikringsholderen og bulk-kondensatorene blir 48 V-spenningen fordelt til de fire ned-regulatorene, som vist i figur 8.6 i kretsskjema. Ned-regulatorene er plassert ut fra oppdelingen av spennings- og jordlagene, slik at alle ned-regulatorene er koblet direkte på det tilhørende spennings- og jordplanet på både inngangen og utgangen. Det ble valgt å plassere 800 W-regulatorene $U1$ og $U2$ lengst frem på topplaget, slik at de står nærme motorkontrollene. For å unngå støysmitte og varmgang mellom regulatorene ble det valgt å plassere 204 W- og 65 W-regulatorene $U4$ og $U5$ på bunnlaget som vist i figur 8.31. Ved å plassere de lengst bort på kortet vil de også få god luftsirkulasjon fra 80 mm viften NF-A8 da det ikke vil være noe annen kjølemetode montert på disse. Det ble i planleggingsfasen valgt å bruke ned-regulatorer som er gjennomhullsmontert for bedre mekanisk feste. Ved å velge spenningsregulatorer som er gjennomhulls kunne en velge å plassere TVS-diodene, inngangs- og utgangskondensatorene på både topp- og bunnlaget.

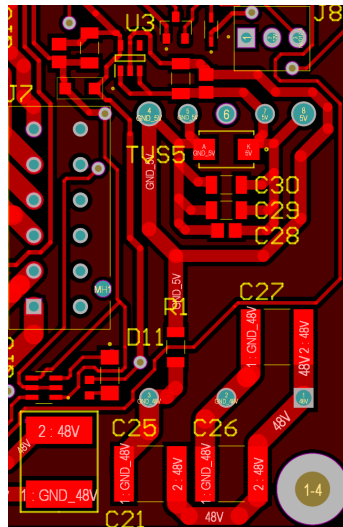


Figur 8.33: 800 W-regulatorene, $U1$ og $U2$.



Figur 8.34: 204 W- og 65 W-regulatorene, $U4$ og $U5$.

Den lineære regulatoren $U3$ som regulerer spenning fra 5 V til 3.3 V er overflatemontert og plassert på topplaget nærmest mulig 5 V-regulatoren, som vist i figur 8.35. Den lineære regulatoren vil dermed være plassert slik at den er adskilt fra 800 W-regulatorene, samt den vil være nærme strøm- og filterkretsen.



Figur 8.35: Den lineære 3.3 V-regulatoren $U3$ og kondensatoroppsettet til 5 V-regulatoren.

Ut fra den termiske analysen av 3.3 V-regulatoren utført i delkapittel 2.2.4, så en at regulatoren vil kunne oppnå høy temperatur dersom den kjøres på det maksimale strømtrekket. Det ble derfor valgt å plassere den like ved 80 mm viften NF-A8 i elektronikkhuset, slik at en vil ha god sirkulasjon av luften i nærheten av regulatoren.

En oversikt over testpunktene som hører til kraftfordelingskretsen er listet opp i tabell 8.16.

Tabell 8.16: Oversikt av testpunkt.

Testpunkt (+)	Testpunkt (-)	Testpunkt for
TP1	TP4	J1
TP2	TP3	U1
TP5	TP7	U2
TP6	TP8	U3
TP9	TP10	U4
TP11	TP12	U5
TP13		GND_3V3

Ved verifisering av spenningene i kraftfordelingskretsen vil en ta i bruk testpunktene listet opp i tabell 8.16.

Styrings- og lyskrets for strømsikringer med filterkrets til motorene og mikro-ROV-en

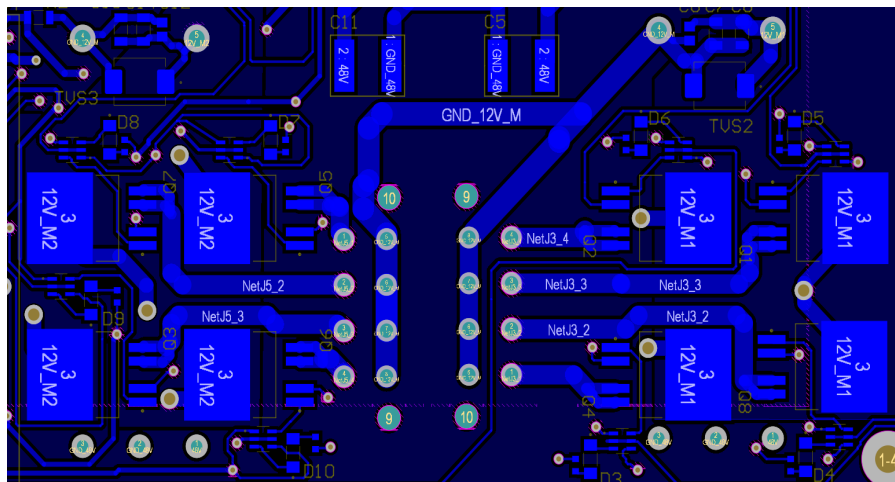
Koblingen og komponentene i styrings- og lyskretsene, samt strøm- og filterkretsene til motorene og mikro-ROV-en ble beskrevet i delkapittel 8.1.2. En vil nå ta for seg komponentplasseringen og banekoblingen til kretsene på utlegget. På kraftfordelingskortet er det kretsene til motorkonnektorene som vil ha de største strømmene. Ved bruk av DigiKey sin kalkulator for banebredde [23] fant en den nødvendige banebredden ved strømtrekk på 7.5 A, 12 A og 16 A, som blir listet opp i tabell 8.17.

Tabell 8.17: Beregning av banebredde med DigiKey sin kalkulator for banebredde [23].

Strømtrekk	7.5 A	12 A	16 A
Lagtykkelse	70 μm	70 μm	70 μm
Temperaturøkning	25 $^{\circ}\text{C}$	25 $^{\circ}\text{C}$	25 $^{\circ}\text{C}$
Banebredde	1.4 mm	2.7 mm	3.9 mm

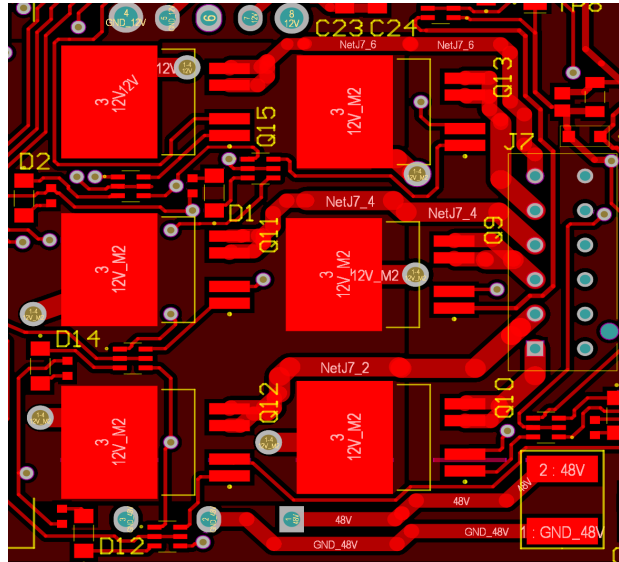
Det ble valgt banebredde ut av strømsikringene tilsvarende den beregnede verdien i tabell 8.17. I figur 8.36 og figur 8.37 ser en oppkoblingen av strømsikringene og de tilhørende konnektorene til motorkontrollene. Styrings- og lyskretsen til de tilhørende strømsikringene ble plassert i nærheten av de respektive strømsikringene. Dette førte til at en unngikk lange baner på tvers av kraftfordelingskortet, samt at en vil få en rask oversikt ved testing.

En har valgt å samle strømsikringene til fremdriftsmotorene for horisontal og vertikal navigering på hver sin konnektor J3 og J5, som vist i figur 8.36. Konnektorene er plassert mellom U1 og U2, og de tilhørende strømsikringene er plassert på motsatt side av regulatorene. Dette blir vist i figur 8.31.



Figur 8.36: Strømsikringene til fremdriftsmotorene.

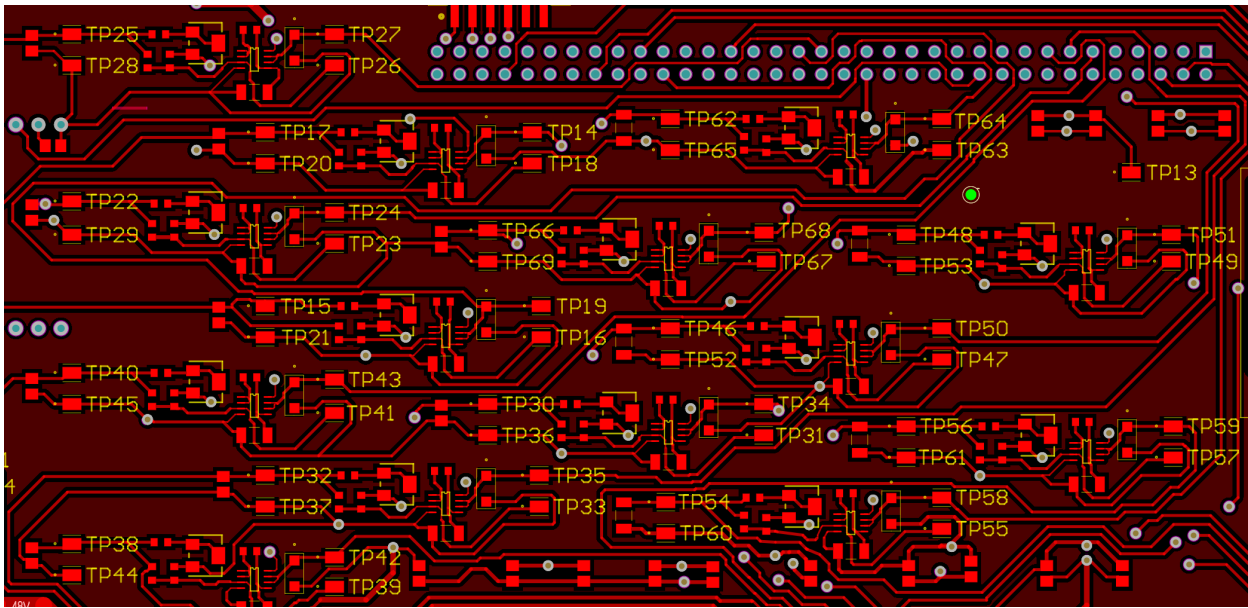
En har valgt å samle strømsikringene til motorene for manipulatorarmen, og kabeltrommelen til mikro-ROV-en, samt mikro-ROV-en på konnektor *J7*, som vist i figur 8.37. Strømsikringene og konnektoren er plassert på motsatt side av regulatoren *U4*, som vist i figur 8.31.



Figur 8.37: Strømsikringene til de øvrige motorene.

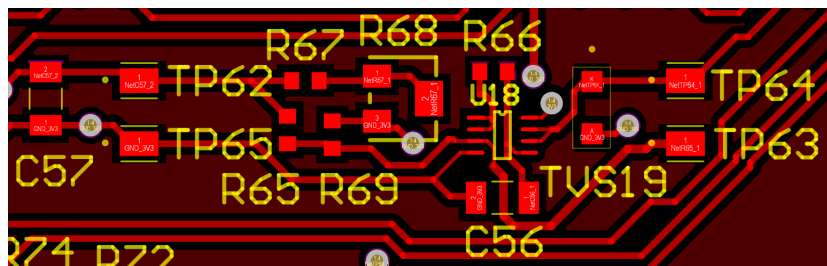
Konnektorene til motorkontrollene *J3*, *J5* og *J7* er plassert på topplaget ved siden av regulatorene, som vist i figur 8.36 og figur 8.37. Ved å bruke konnektorer som er gjennomhullsmontert behøver ikke strømsikringene være på samme side som konnektoren, og en kan derfor ha strømsikringene fordelt på begge lagene.

Strøm- og filterkretsen ut av strømsikringene ble beskrevet i kapittel 5. Det ble valgt å plassere strømsikringene så nærme de tilhørende regulatorene som mulig, slik at en unngår lange baner med store strømtrekk. For å isolere strøm- og filterkretsene tilhørende strømmålingen av motorene og mikro-ROV-en ble det valgt å plassere disse kretsene på oversiden av utviklingskortet. Dette blir illustrert i 3D-modellen av topplaget i figur 8.30. Dette førte til at signalet ut fra Ifb-pinnen på strømsikringene vil gå på tvers av kortet, og en risikerer støyoverføring på signalet. Ved å plassere strøm- og filterkretsen på andre siden av utviklingskortet vil ikke banene ut fra filterkretsene til ADC-en bli så lange, og de vil heller ikke krysse støyfulle komponenter eller baner. En vil da ha en minimal sjanse for støysmitte over til det filtrerte signalet inn på ADC-en. Det ble prioritert å få alle strøm- og filterkretsene i samme område, og en fikk dermed et ganske kompakt design med lite plass mellom komponentene. En valgte derfor å ha indikator på bare testpunktene i strøm- og filterkretsene slik at en får raskest mulig oversikt ved testing.



Figur 8.38: Overordnet bilde av strøm- og filterkretsene.

Strøm- og filterkretsene er satt sammen av mange små komponenter, og en har valgt å prioritere å få mange kretser på et minst mulig område. Det ble derfor lite oversiktlig med å ta i bruk komponentnavn på alle komponentene i kretsene, slik at en valgte å prioritere testpunktene for en enkel oversikt over de ulike kretsene. Et nærbilde av strøm- og filterkretsen til *MT* er vist i figur 8.39. En ser her hvordan kretsen er satt opp inkludert komponentnavnene, og hvordan banene er trukket mellom komponentene. Kretsskjema for styrings- og lyskretsen, samt strøm- og filterkretsen til *MT* blir vist i figur A.5, slik at en kan sammenligne komponentene for å se flyten i kretsen. De andre strøm- og filterkretsene er koblet opp tilsvarende.



Figur 8.39: Nærbilde av strøm- og filterkretsen til *MT*.

Det ble valgt å sette opp testpunkter i ulike deler av strøm- og filterkretsen, som vist i kretsskjema i delkapittel 8.1.2. Ved testing av strøm- og filterkretsen, og verifisering av ADC-en vil en bruke testpunktene fra tabell 8.18.

Tabell 8.18: Oversikt av testpunkt.

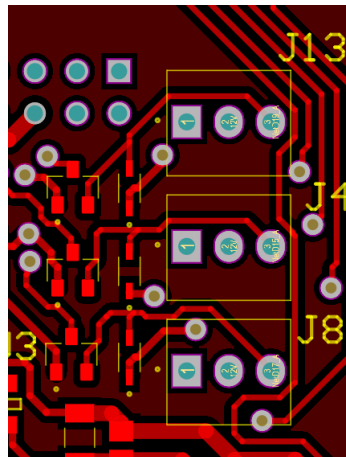
Testpunkt (+)	Testpunkt (-)	Strøm- og filterkrets for
TP17, TP18, TP14	TP20	TV1
TP25, TP26, TP27	TP28	TV2
TP15, TP16, TP19	TP21	TV3
TP22, TP23, TP24	TP29	TV4
TP32, TP33, TP35	TP37	TH1
TP40, TP41, TP34	TP45	TH2
TP30, TP31, TP34	TP36	TH3
TP38, TP39, TP42	TP44	TH4
TP48, TP49, TP51	TP53	M1
TP56, TP57, TP59	TP61	M2
TP46, TP47, TP50	TP52	M3
TP54, TP55, TP58	TP60	M4
TP62, TP63, TP64	TP65	MT
TP66, TP67, TP68	TP69	uROV

Ved ferdigstilling av ROV-en vil en teste strømsikringene på kraftfordelingskortet med og uten last for å verifisere at de fungerer som forklart i kapittel 5, samt utføre en test av strøm- og filterkretsene for å se hvor godt signalet blir filtrert.

Konnektorer, og styrekrets til vifter

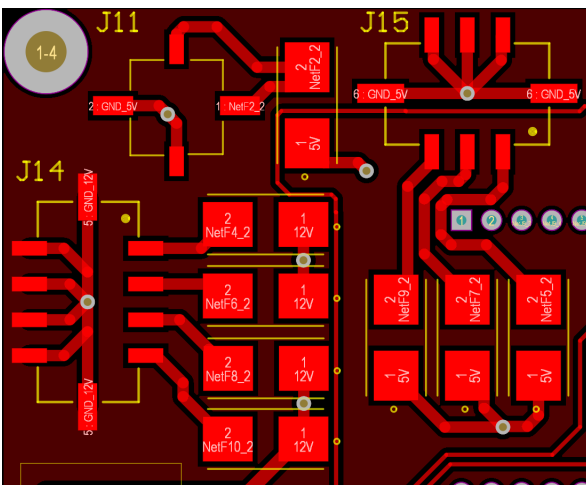
Under planleggingen av konnektorplasseringen ble det prioritert å plassere konnektorene langs kanten av kraftfordelingskortet. Dette for å unngå at kabler inn på konnektorene ville bli trukket over kortet. Det er også sett på hvilke spennings- og jordplan komponentene som skal forsynes av konnektorene tilhører. Det ble valgt å plassere konnektorene ved de tilhørende spennings- og jordplanene, for å enkelt kunne koble konnektorene på de respektive planene. Plasseringen av konnektorene er vist på 3D-modellene av kraftfordelingskortet i figur 8.30.

Det ble valgt å plassere konnektorene $J4$, $J8$ og $J13$ til viftene bakerst på kraftfordelingskortet. Styringskretsen og konnektorene til viftene vil dermed være nærmere 12 V-spennings- og jordplanet. Oppsettet for styringskretsen til viftene blir vist i figur 8.40

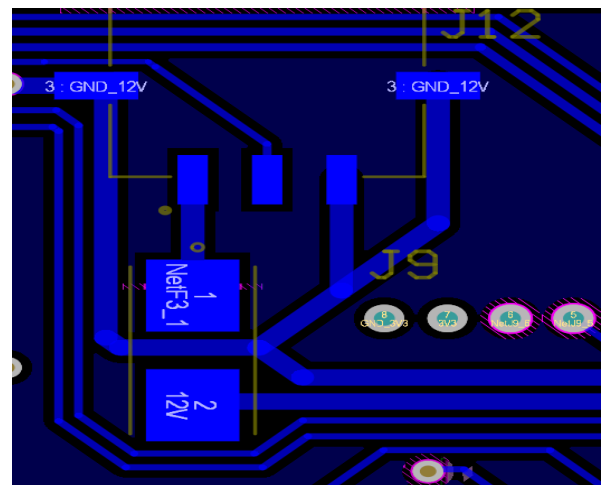


Figur 8.40: Konnektorene og styringskretsen til viftene.

De resterende konnektorene som gir kraft til de ulike komponentene i ROV-en har en forsøkt å samle i et hjørne av kraftfordelingskortet. Konnektorene som gir kraft til sensor kortet *J11*, til de resterende 5 V-komponentene *J15*, og til 12 V-komponentene *J14* er plassert ytterst på topplaget sammen med de tilhørende sikringene, som vist i figur 8.41. Konnektoren til de utvendige lysene, som er vist i 8.42, er en vinklet konektor. Dette førte til at en ville få plass til å ha den på bunnlaget ved siden av utviklingskortet og SPI til Ethernet-modulen.

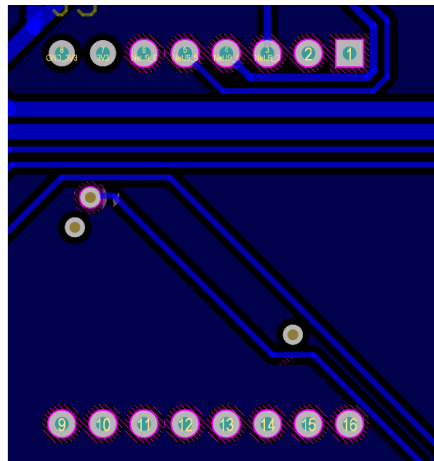


Figur 8.41: Konnektorer *J11*, *J15* og *J14*, og tilhørende strømsikring.



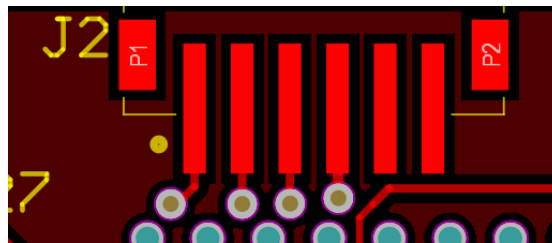
Figur 8.42: Konnektor til de utvendige lysene, og tilhørende strømsikring.

Pinnerekkene til Ethernet-modulen er vist i figur 8.43. Denne er plassert fremst på bunnlaget. Ved å plassere den der vil den være nærmest mulig nettverkssvitsjen i elektronikkhuset.



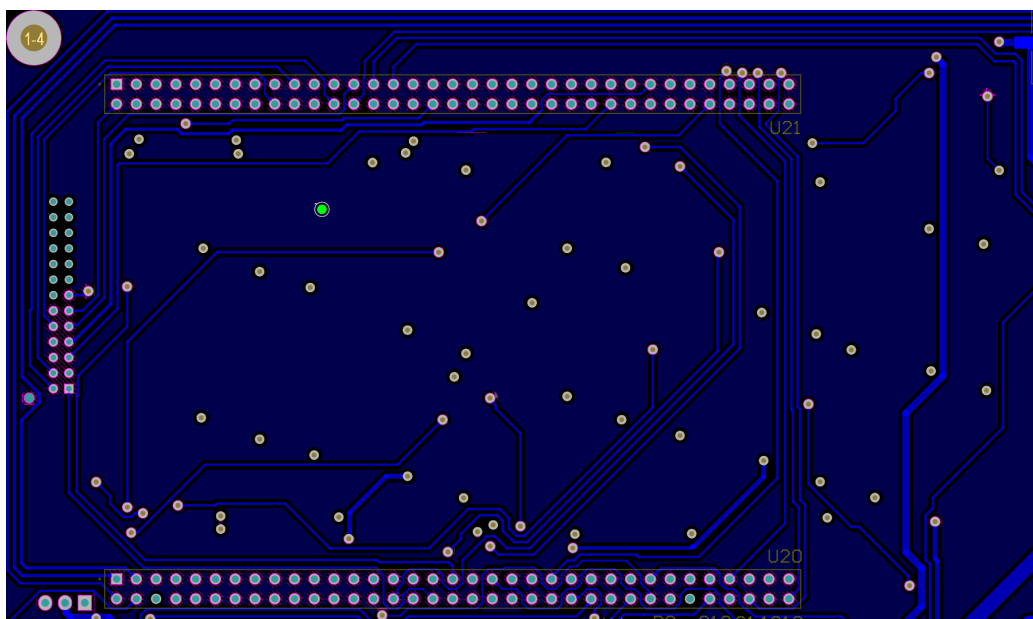
Figur 8.43: Pinnerekken til Ethernet-modulen.

SPI-konnektoren til sensorkortet ble plassert ved siden av pinnerekken til utviklingskortet helt ytterst på topplaget, denne blir vist i figur 8.44. For å slippe å trekke baner gjennom strøm- og filterkretsene, ble det valgt å bruke via for å kunne trekke banene på bunnlaget.



Figur 8.44: Konnektoren for SPI-kommunikasjon til sensorkortet.

Det ble valgt å plassere utviklingskortet på bunnlaget, slik at en fikk isolert utviklingskortet fra 800 W-regulatorne. I kapittel 4.1.1 ble det bestemt at en skulle forsyne utviklingskortet med 5 V-spenning. Det ble derfor valgt å føre 5 V-spennings- og jordplanene rundt hele utviklingskortet for enkel tilkobling til spenning og jord, og en får skjermet kortet fra de mer støyfulle planene. I figur 8.45 ser en plasseringen av utviklingskortet, samt pinnene til PWM-konnektoren som er plassert helt til venstre på topplaget. Ved å plassere PWM-konnektoren nærme utviklingskortet ville det bli enkelt å trekke baner fra konnektoren til de tilhørende pinnene på utviklingskortet, og en får koblet pinnene direkte på 5 V-jordplanet.



Figur 8.45: Pinnerekkene til utviklingskortet, og PWM-konnektoren som er plassert på topplaget.

Ved ferdigstilling av ROV-en vil en verifisere beregningene for kraftfordelingskortet utført tidligere i oppgaven ved hjelp av testpunktene og konnektorene beskrevet i delkapittel 8.3.2.

8.3.3 Tiltak mot støy

Det finnes flere ulike kilder til støy i et utleggsdesign. Når det kommer til støy innenfor elektronikk, er det vanlig å skille mellom ESD⁵ som er elektrostatisk utladning, og EMI⁶ som er forstyrrelser og støy fra omgivelsene som kommer fra en elektromagnetisk påvirkning, samt intern støy innad i komponentene. Den vanligste kilden til støy fra elektrostatisk utladning er mennesker, det er derfor viktig å beskytte kraftfordelingskortet med antistatisk utstyr. Under planleggingen av utleggsdesignet var det viktig å ta hensyn til støykilder på grunn av elektromagnetisk interferens da dette kan påvirke informasjonen som er lagret i de elektriske komponentene. De ulike støykildene og hvilke tiltak en kan gjøre er hentet i notatene fra Datamaskinkonstruksjon [37], og blir listet opp under. For forklaring av støykildene har en tatt utgangspunkt i [28], [66] og [101].

- **Parasittisk induktans** oppstår i alle ledere og baner, og skapes av induktansen i banene. Dette fører til et magnetisk felt rundt de elektrisk ledende banene og lederne på kretskortet. I motsetning til ønsket induktans hvor en plasserer en spole i kretsen er parasittisk induktans nesten alltid en uønsket påvirkning på kretsen.

⁵Eng. **E**lectro **S**tatic **D**ischarge

⁶Eng. **E**lectromagnetic **I**nterference

Tiltak:

- Avkoblingskondensatorer
 - Større banebredder
 - Effektiv ruting ved bruk av kortere baner
- **Induktiv kobling mellom ledere** er gjensidig induktans mellom baner. Det kan oppstå når baner på kretskortet går parallelt med hverandre. Det dannes et magnetisk felt rundt en elektrisk leder når det går strøm gjennom banen. Når to ledere er induktivt koblet kan en strømdring i den ene lederen indukere en spenning over den andre lederen gjennom elektromagnetisk induksjon.

Tiltak:

- Redusere sløyfeareal
 - Skille støyende sløyfer fra andre signal
 - Skjerming mellom sløyfer
- **Kapazitiv kobling mellom ledere** fører til signalsmitte mellom banene på kretskortet. En kapazitiv kobling kan oppstå når en har spenningsforskjeller mellom to nærliggende baner på kretskortet. En kapazitiv kobling er ofte uønsket, men det kan også ha blitt utført med en hensikt.

Tiltak:

- Større avstand mellom banene
 - Redusere areal på signalsløyfene
 - Legge en jordingsbane eller en tom bane mellom banene
- **Innstrålt elektromagnetisk støy** skilles mellom RFI⁷ og EMP⁸. Radiofrekvensforstyrrelser er en spesifikk del av spekteret for elektromagnetisk interferens. Dette er støy med frekvenser i samme frekvensområder som for eksempel trådløse signaler. Radiofrekvensforstyrrelser kan derfor være kritisk i kretser som opererer med eller i nærheten av trådløs kommunikasjon. En elektromagnetisk puls er en forbigående elektromagnetisk forstyrrelse, denne pulsen kan oppstå av naturlige årsaker eller den kan være menneskeskapt.

Tiltak:

- Skjerming
 - * Skjermet kabel
 - * Skjermet kapsling
 - Tvinning av kabler
- **Jordstøy** er en uønsket effekt som kan oppstå på grunn av motstand i jordbaner og potensialforskjeller mellom jordplan. Når det går strømmer gjennom jordplanene på kretskortet, eller når jordpotensialet varierer mellom de forskjellige områdene på kretskortet vil det kunne oppstå jordstøy. Jordplanene vil

⁷Eng. **R**adio **F**requency **I**nterference

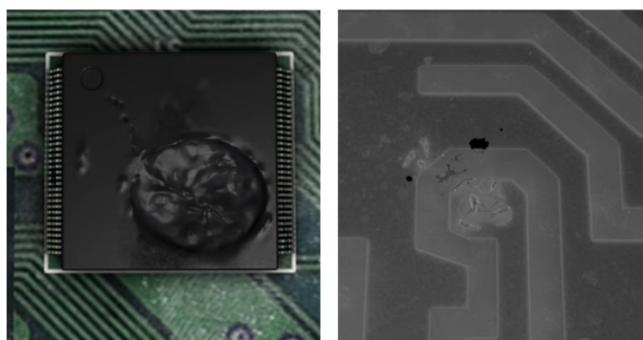
⁸Eng. **E**lectromagnetic **P**ulse

ikke kunne ta til seg en uendelig mengde med strøm, og strømmene vil alltid ta letteste vei. Det er derfor viktig å minimere strømsløyfene på kraftfordelingskortet, samt sørge for at en har fysiske koblinger slik at jordstrømmene kan føres ut av kretskortet uten å gå gjennom kritiske områder.

Tiltak:

- Minimer strømsløyfer
- Jordplan
- Skjerme sensitive signaler fra støyfulle signaler

Støy er uønsket i alle elektriske kretser, da det kan forstyrre eller i verste fall ødelegge funksjonen til kretsene. Et eksempel på hvor farlig støy fra elektrostatisk utlading kan være på en integrert krets er vist i figur 8.46.



Extreme ESD damage on an integrated circuit package (left) and die (right).

Figur 8.46: Illustrasjon av hva ESD kan gjøre med en IC [73].

Ved feilsøking av kretskort med denne type feil vil en ofte ta i bruk av mikroskoper, da komponenter på kretskort kan ha en relativt liten størrelse. Ødeleggelse på grunn av støy fra elektromagnetisk interferens kan være usynlig på et kretskort, men vil påvirke signalene og kretsene intern i komponentene. For å begrense mengden støy på kraftfordelingskortet vil det bli gjort flere ulike tiltak. Under planleggingen ble det tatt utgangspunkt i tiltakene Altium Designer anbefaler for støyreduksjon i utlegg [107], samt «Right the First Time» av L.W. Ritchey [66] og [67] for å redusere støy i kraftfordelingskortet. I dette delkapittelet vil en gå gjennom de ulike tiltakene som er implementert på kraftfordelingskortet for å begrense mengden støy.

Firelagskort:

Det ble valgt å ha fire lag på kraftfordelingskortet, slik at en kunne ha egne lag til spenningsplanene og til jordplanene. STMicroelectronics anbefaler å bruke et flerlagskort med separerte lag til jord og spenning slik at en får god frakobling og en god skjermende effekt [88]. Ved å ha egne spennings- og jordlag kunne en koble gjennomhullskomponentene og andre baner ved hjelp av via direkte til det tilhørende spennings- og jordplanet. Dette førte til at en ikke ville ha behov for å trekke de største strømbanene sammen med de mer sensitive banene på signallaget, men kunne sende strømmene i spennings- og jordlagene istedenfor.

Ved oppsett av spennings- og jordplanene ble det tatt en vurdering av hvilke jordplan som ville være mest støyfull og hvilke en må prøve å få isolert. Etter å ha sett på de ulike jordplanene ble det bestemt at GND_3V3

måtte isoleres fra GND_12V_M og GND_48V. For å få separert GND_3V3 ble det valgt å trekke GND_5V rundt GND_3V3, i tillegg til at en har trukket GND_12V på tvers over kraftfordelingskortet for å skille GND_5V fra GND_12V_M. Det ble også valgt å koble hele topp- og bunnlaget på GND_12V for å få isolert eventuelle kritiske sammenkoblinger mot elektromagnetisk interferens ved å koble de til jord. Utformingen til jordlagene er vist i figur 8.29.

Komponentplassering og kreativ ruting:

Under planleggingen av komponentplasseringen på kraftfordelingskortet sjekket en ut støyspesifikasjonene til de ulike komponentene. Ved å se på hvilke komponenter og kretser som er sensitive kunne en planlegge komponentplasseringen bedre, slik at de ikke ble plassert nærme støyfulle eller varme komponenter. På bakgrunn av dette ble det valgt å separere spenningsregulatorene på topp- og bunnlaget, slik at 800 W-regulatorene står på topplaget og 204 W- og 65 W-regulatorene står på bunnlaget, som vist i figur 8.31. Dette vil føre til at en ikke får veldig mye varmgang på samme sted, og en får også separert de mest støyfulle komponentene på kraftfordelingskortet. Det ble bestemt å plassere utviklingskortet på bunnlaget slik at det ikke ble plassert nærme de største ned-regulatorene. For å få plass til hele strøm- og filterkretsen samlet ble det bestemt å plassere den på motsatt side av utviklingskortet. Strøm- og filterkretsen vil da være plassert inni pinnerekene til utviklingskortet, slik at 3.3 V-jordplanet vil være adskilt fra de mer støyfulle jordplanene ved at 5 V-jordplanet blir trukket rundt det. Det er anbefalt å bruke avkoblingskondensatorer på 10-100 nF koblet så nærme som mulig spenningspinnene der det blir tilført spenning på komponentene. Dette vil være viktig på utgangen av spenningsregulatorene, inngangsspenningen på utviklingskortet, og inngangsspenningen på Ethernet-modulen. Det ble valgt å ha avkoblingskondensatorer ved LED-lysene også, slik at eventuelle spenningspiker vil bli glattet ut.

En har forsøkt å holde signalbanene så korte som mulig for å unngå støysmitte på signalene. Dette ble valgt å ta i bruk DigiKey sin kalkulator for banebredde [23] for å se hvor stor banebredde de ulike banene måtte ha. Strømsikringene ble plassert nærmest mulig de respektive ned-regulatorene slik at de ikke fikk så lange baner. Strømsikringene er koblet sammen med strøm- og filterkretsen, noe som førte til at denne banen ville bli litt lengre enn ønsket da en vil holde strøm- og filterkretsen mest mulig adskilt fra ned-regulatorene. Ved å ha lange baner på tvers av kortet risikerer en støysmitte, slik at det er viktig at filterkretsen fungerer bra. Ved å plassere strøm- og filterkretsen på motsatt side av pinnerekene til utviklingskortet ville det bli minimalt med støysmitte på det filtrerte signalet inn på ADC-en, da signalbanene ikke vil krysse noen støyfulle eller varme komponenter. Etter å ha sjekket ut ulike typer filter og satt de opp mot behovet en hadde for filtrering inn på ADC-en ble det bestemt at et første ordens RC-filter ville gi bra nok filtrering av signalet. Ved å se for seg hvor det ville gå store strømmer på kraftfordelingskortet kunne en ta en vurdering på hvor det ville være mest hensiktsmessig å trekke banene for å unngå støysmitte.

Elektrostatisk utladning:

Elektrostatisk utladning kan føre til støt mellom to objekter med ulikt elektrisk potensiale. En statisk utladning kan for eksempel oppstå når en tar borti et dørhåndtak, og vil være helt ufarlig for mennesker. Det er derimot veldig viktig å unngå elektrostatisk utladning når det kommer til sensitive elektriske komponenter. Selv et veldig lite støt kan føre til at komponenten blir ødelagt. De områdene på et kretskort som vil være mest kritisk å beskytte er der en oftest vil komme i kontakt med kortet som konnektorer og brytere. Tiltakene som er tatt for å unngå elektrostatisk utladning er vist i figur 8.47.



Figur 8.47: Bilde av utstyret som ble brukt for å beskytte kortet for elektrostatisk utladning.

For å unngå at elektrostatisk utladning skal ødelegge komponenter på kraftfordelingskortet kan en gjøre flere ulike tiltak. En kan bruke antistatisk underlag, antistatiske poser, ESD-beskyttede beholdere, ESD-beskyttet pinsett, pensel, jordingsarmbånd, og ESD-beskyttede klær som hansker og sko, samt overspenningsvern som TVS-dioder og seriemotstander.

Intern støy i komponentene:

Det vil kunne være en del intern støy i komponentene på kraftfordelingskortet, dette kommer av oppbygningen av komponentene, toleranse, og fra de termiske spesifikasjonene til komponentene. Ned-regulatorene vil ha en del intern støy fra svitsjingen i den interne kretsen, og siden det oppstår en del varmeutvikling. For å redusere mengden støy på regulatorkretsene har det blitt fokusert på filtrering av signalet ved hjelp av inngangs- og utgangskondensatorer på alle regulatorene, samt god sirkulasjon av luften i nærheten av regulatorene.

Etter ROV-en er ferdigstilt vil kraftfordelingskortet bli testet for å se om tiltakene mot støy fungerer etter tenkt hensikt.

8.4 Produksjon av kraftfordelingskortet

Det er flere ulike måter å utføre prosessen rundt bestilling og produksjon av et kretskort. Det finnes flere ulike leverandører på markedet som kan hjelpe med produksjonsprosessen av kretskortet. De ulike kretskort-leverandørene legger opp bestillingsprosessen på ulike måter, og de bruker ulike produsenter til å produsere kretskortene. Som forklart tidligere i kapitlet har UiS Subsea-prosjektet blitt sponset av Elprint i årets prosjekt. Elprint samarbeider tett sammen med E-Lannet, figur 8.48, slik at en vil få en enklere prosess ved bestilling og produksjon av kretskortene. Det er Elprint som står for bestillingsprosessen av kretskortene, og har fungert som et mellomledd mellom utvikleren og produsenten. Produksjonsprosessen blir utført i Shenzhen, Kina av E-Lannet. E-Lannet har streng kvalitetskontroll, rask leveringstid, og de balanserer kostnader og kvalitet for lavest mulig pris på kretskortene. De bruker flere ulike typer maskiner for å produsere kretskortene ut fra hvilke typer komponenter kortene inneholder [25].



Figur 8.48: Logo E-Lannet [25].

Det vanligste materialet å produsere kretskort av er FR4, som er en type plastlaminat. For baner på kretskortet blir det vanligvis lagt en tynn kobberfolie på hvert av lagene på kretskortet. For å få definert hva som er baner og plan på et kretskort vil de enten bli etset frem ved hjelp av syre, eller en kan frese de ut ved å bruke drill eller laser. Dersom en ønsker å ha et flerlagskort limer en sammen flere tynne plastkort med baner på hver side. Det er ulike fordeler og ulemper ved å bruke de ulike metodene for å lage kretskort, både når det kommer til materiale og når det kommer til hvilken metode en velger til å lage banene. Hvilket materiale som blir valgt avhenger av hva kretskortet skal brukes til, og hvilke egenskaper en ønsker det skal ha [75] og [64].

Dersom en skal lage en prototype eller et enklere design kan en ta i bruk en fresemaskin til å lage banene på kretskortet. Dette er en prosess som ikke tar i bruk kjemikalier, slik at en kan produsere kretskort på et kontor uten å risikere noen eksponering av farlige kjemikalier. Her på IDE ved UiS er det en CNC⁹-maskin en kan bruke til å produsere kretskort. Denne maskinen freser ut baner og tekst i ettlags- eller tolagskort. Kretskortmaskinen kan ikke ordne silketrykk på kretskortene, slik at eventuell tekst på kortet må freses inn i kortet sammen med banene. Det vil derfor være viktig å passe på at teksten ikke overlapper banene, da det potensielt vil kunne lage et brudd i signalet.

⁹Eng. Computer Numerical Control



Figur 8.49: Produksjonslokalene til E-Lannet [26].

For mer komplekse kretsdesign vil det være fordelaktig å sende kretskortet til produksjon, som for eksempel gjennom Elprint. En vil da få god hjelp i bestillingsprosessen, og produsenten vil ta seg av alle mellomledd. For å få kretskortene sponset av Elprint ble det valgt å gå for billigste løsning som ville fungere bra for kraftfordelingskortet. Det var ikke noen spesifikke egenskaper en ville ha bruk for i kraftfordelingskortet, derfor ble det bestemt å bruke FR4 som materiale til selve kretskortet og å bruke kobberfolie til baneføring. E-Lannet har flere ulike maskiner for de ulike delene av produksjonsprosessen, i figur 8.49 er en av maskinene til E-Lannet avbildet.

Etter at selve kretskortet er produsert må en feste komponentene på kortet, noe som gjøres ved å lodde de på. Lodding er en sammenføyning av metalliske deler ved å bruke et loddemetall som har lavere smeltepunkt enn delene som skal festes sammen. Loddemetallet må velges ut fra hvilke grunnmaterialer som skal loddet sammen, men det er vanligst å bruke loddetinn som er en legering av tinn og bly. Det er også viktig å bruke et flussmiddel for å fjerne metalloksider på grunnmaterialet. Etter en er ferdig å lodde er det viktig å fjerne rester av flussmiddelet for å ikke ødelegge forbindelsen i loddingen på grunn av korrosjon. Industriell lodding utføres ofte i ovn, det vil da ikke være behov for flussmiddel [7].

Under bestilling av kraftfordelingskortet ble det diskutert innad i gruppen om en skulle lodde på komponentene selv, eller om en skulle få de ferdig loddet fra produsenten. Fordelene og ulempene ved å lodde selv, og ved å få kortet med komponentene ferdig loddet fra produsent. Tabell 8.19 viser fordelene og ulempene ved å lodde kraftfordelingskortet selv.

Tabell 8.19: Fordeler og ulemper ved å lodde komponentene på kraftfordelingskortet.

Lodde komponentene på kraftfordelingskortet selv	
Fordeler	Ulemper
<ul style="list-style-type: none"> - En har bedre kontroll over oppsett og komponentplassering - Øker egen kompetanse innenfor ulike lodde metoder - Ved et mindre kompleks design ville det vært tidsbesparende å lodde selv - Kort leveringstid på komponenter som var tilgjengelig 	<ul style="list-style-type: none"> - Måtte bestilt alle komponentene til kraftfordelingskortet fra ulike leverandører direkte - Størrelsen på noen av de valgte komponentene på kraftfordelingskortet var relativt små - Hadde ikke tilgjengelig utstyr for overflatelodding i UiS Subsea - Hadde tatt mye tid og ressurser - Hadde ikke fått kvalitetssikret loddepunktene på kraftfordelingskortet

Det er både flere fordeler og flere ulemper ved å lodde selv, men de største ulempene er størrelsen på enkelte av komponentene og hvor mange komponenter kraftfordelingskortet består av. Tabell 8.20 viser oversikten over fordelene og ulempene med å få kraftfordelingskortet ferdig loddet fra produsenten.

Tabell 8.20: Fordeler og ulemper ved å bestille et ferdig produsert kretskort med ferdig loddede komponenter fra produsent.

Ferdig loddet kraftfordelingskort fra produsent	
Fordeler	Ulemper
<ul style="list-style-type: none"> - Fikk sponset både kretskortet og komponentene til alle kretskortene - Bedre loddekvalitet, siden produsenten tar røntgen av hvert enkelt loddepunkt - Fikk sponset to ferdig loddede kretskort, samt et kretskort uten komponenter - Fikk tak i deler som ikke var på markedet - Tar kortere tid med maskinlodding 	<ul style="list-style-type: none"> - Tidskrevende prosess, der en må sette seg inn i produsentens programvare - Kostbar prosess hvis en ikke får det sponset - Måtte sende inn komponentliste til fabrikk tidlig i prosjektet for at delene var tilgjengelig ved bestilling av utlegg

Når det kommer til å få kraftfordelingskortet ferdig loddet fra produsenten er det flere fordeler enn ulemper. UiS Subsea-prosjektet fikk i år sponset alle kretskortene som skulle brukes i prosjektet, og kostnad var derfor ikke være noe problem. Den største ulempen med å få kortet ferdig loddet fra produsenten var dermed tiden

det vil ta før en fikk kortene, og at en måtte ha klar komponentliste, som er listet opp i vedlegg C, mye tidligere slik at de fikk tid til å bestille komponentene.

På bakgrunn av tabell 8.19 og tabell 8.20 ble det valgt å bestille ferdig loddede kretskort fra Elprint. Det ble noen endringer i siste liten før kraftfordelingskortet ble sendt til produksjon, slik at det var noen komponenter de ikke fikk tid til å få tak i og noen fotavtrykk som ikke hadde fått rotasjonsmerking. Dette gjaldt pinnerekkene til utviklingskortet og noen av elektrolytt-kondensatorene. Dette førte til at en måtte lodde noe selv etter kraftfordelingskortet ble levert. I figur 8.50 ser en utstyret som ble brukt da en loddet komponentene for hånd.



Figur 8.50: Bilde av utstyret som ble brukt under loddingen.

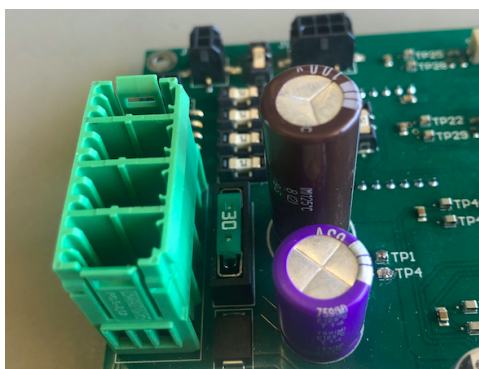
8.5 Konklusjon

Dette var første gang gruppen utviklet et kretskort, noe som medførte til en bratt læringskurve. Etter første utkast av utlegget til kraftfordelingskortet var ferdig så en at det ikke ville fungere i henhold til formålet, da en blant annet hadde feil banebredde i forhold til strømbelastningen. Ved utvikling av andre utkast hadde en dårligere tid til å få det ferdig da fristen for å sende kretskortene til produksjon nærmet seg. Dette førte til

at en ikke hadde så god tid til å dobbeltsjekke at alt stemte, og siden gruppen ikke hadde noen erfaring fra tidligere ser en nå i ettertid at det er en del ting som kunne og skulle vært gjort annerledes.

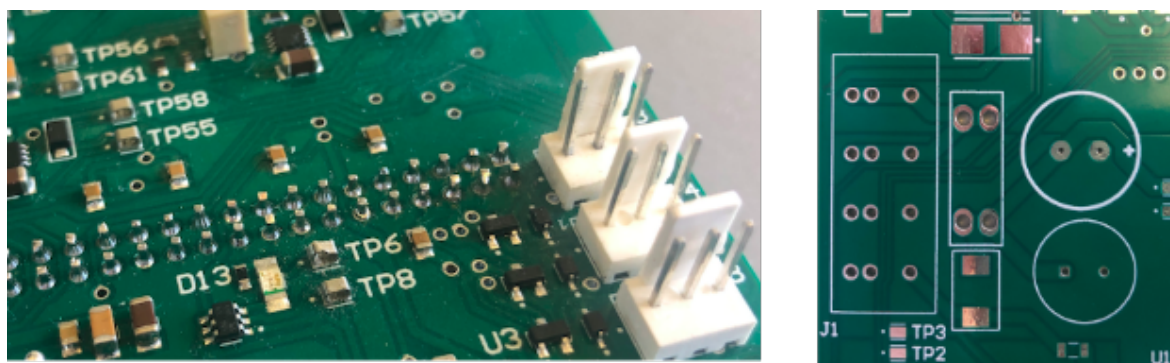
Under utviklingen av kretskortet har en fått god hjelp av de andre gruppene i UiS Subsea-prosjektet, Elprint og E-Lannet. Spesielt Elprint og E-Lannet har stått på for at en skulle få utviklet et best mulig kretskort, og har hjulpet alle gruppene med å få et best mulig produkt. De feilene som er gjort har ikke noe med Elprint og deres samarbeidspartnere å gjøre. I tillegg til å hjelpe gruppene med utviklingen av kretskortene har de stått på for å få tak i alle komponentene på kretskortene, selv om de var utilgjengelig og vanskelig å få tak i.

I industrien blir det ofte laget flere utkast av kretskort før en har alt på plass. Gruppen har lært utrolig mye i løpet av prosessen som en ville tatt med seg videre under utviklingen av et eventuelt tredje utkast. Den viktigste endringen i et nytt utkast ville vært pinnerekken til utviklingskortet, da de har blitt plassert feil vei under utviklingen av andre utkast og avstanden mellom pinnerekken ikke stemte. En ville også ha forsøkt å finne en inntakskonnettor og bulk-kondensator som er mindre i størrelse, i tillegg til å flytte på sikringsholderen da det viste seg å være vanskelig å få på plass sikringen i den posisjonen den står nå. Det ble primært sett på konnettorer fra Molex, men siden det var lite tilgjengelighet på markedet av konnettorer som kunne belastes med den strømmen vi hadde inn på ROV-en ble det valgt å se på andre leverandører. Inntakskonnettoeren som ble valgt er overdimensjonert, og en kunne her valgt en mindre konnettor i og med at kraftkabelen ble splittet i to. Dette gjorde at en fikk fordelt strømmen på flere pinner i konnettoeren istedenfor at all belastningen skulle gått gjennom en pinne. Illustrasjon av inntakskonnettoeren, sikringsholder med sikring og bulk-kondensatorene er vist i figur 8.51.



Figur 8.51: Illustrasjon av inntakskonnettor $J1$, bulk-kondensatorene $C1$ og $C2$, og sikringsholder $F1$ med tilhørende sikring.

Kort tid før kraftfordelingskortet ble sendt til produksjon ble det oppdaget at den lineære regulatoren $U3$ var ugunstig å bruke i forhold til at en ikke fikk avstandene mellom flatene i fotavtrykket store nok i den tykkelsen en ønsket å bruke på lagene i kraftfordelingskortet. Det ble derfor valgt å bytte den ut, og en fikk dermed ikke satt seg ordentlig inn i oppsettet til den nye regulatoren før utlegget var sendt inn. Det var også litt feilkommunikasjon mellom gruppene slik at det ikke ble plassert en styretransistor før konnettoeren til de utvendige lysene. For å spare plass ble det valgt å bruke overflatemonterte testpunkt, disse ble plassert nærme hverandre, og en ser at det ville vært bedre å bruke testpunkt som er gjennomhullsmontert for å få et bedre mekanisk feste. De valgte overflatemonterte testpunktene er vist i figur 8.52 for den lineære regulatoren $U3$.



Figur 8.52: Til venstre: Overflatemonterte testpunkt brukt på kraftfordelingskortet. Til høyre: Illustrasjon av feil orientering i fotavtrykk der + tegn er på feil side av fotavtrykket.

Ved testing av kraftfordelingskortet viste det seg at kortet trakk mer strøm enn forventet uten noe last tilkoblet. Etter feilsøking ble det funnet ut at rotasjonsmerkingen på fotavtrykkene til elektrolytt-kondensatorene var feil, slik at kondensatorene var satt feil vei i forhold til polariseringen. Dette er vist i figur 8.52 for bulk-kondensatoren $C1$. En måtte dermed lodde om noen av kondensatorene for å få polariseringen riktig. Under loddingen av de overflatemonterte elektrolytt-kondensatorene fikk en et stort varmetap slik at det ble vanskelig å få festet de ordentlig. Det hadde blitt valgt å ha en direkte kobling på planene slik at de hadde full kontakt med flatene til de tilhørende komponentene. Ved å ha en direkte kobling risikerer en at varmen spres seg over hele planet istedenfor på bare flaten. En ser også i ettetid at jordkoblingskretsen ikke er helt ideell. Den ble koblet opp som en jordsløyfe. Det hadde vært mer fordelaktig å ta i bruk en stjernekobling med GND_48V i sentrum. Dette vil ikke være kritisk, men kan føre til økt støy på kraftfordelingskortet. Tiltaket som blir realisert for dette er at en vil lodde av motstandene $R1$ og $R89$ som kobler GND_48V til de andre jordplanene i jordsløyfen, samt lodde på en ledning mellom GND_5V og GND_12V_M. Dette vil føre til at strømmene blir tvunget tilbake gjennom ned-regulatorene til GND_48V, da en vil ha et felles jordpotensiale i GND_48V.

Det ferdigstilte kraftfordelingskortet med og uten komponenter er vedlagt i vedlegg A.

Kapittel 9

Programstruktur

Dette kapitlet omhandler den overordnede programstrukturen som blir tatt i bruk, og oppsett av mikrokontrolleren STM32H7A3ZIT6Q. Mikrokontrolleren er implementert på utviklingskortet NUCLEO-H7A3ZI-Q, som ble valgt i kapittel 4. Programmeringen av mikrokontrolleren er en omfattende oppgave, og fordeles på flere av gruppene i UiS Subsea-prosjektet. I dette kapitlet vil en ta for seg programstrukturen for ADC-modulene til strømmåling, og GPIO-pinnene for å aktivere strømsikringene.

9.1 Pinneoppsett i STM32CubeIDE

Det ble valgt å ta i bruk støtteverktøyet STM32CubeIDE fra STMicroelectronics, forklart i kapittel 4, for å ordne et overordnet pinneoppsett, samt for å konfigurere mikrokontrolleren. Ved å ta i bruk støtteverktøyet STM32CubeIDE må en først velge hvilket utviklingskort en tar i bruk, og dermed hvilken mikrokontroller en skal sette opp programkode for. I kapittel 4.1 ble det valgt hvilket utviklingskort som skulle bli tatt i bruk på kraftfordelingskortet i ROV-en. Etter en hadde valgt utviklingskort i støtteverktøyet kunne en grafisk velge hvilke perifermoduler og GPIO-pinner en ville sette opp, og hvilke variabelnavn en ønsket på de ulike pinnene. Ut fra spesifikasjonene og oppsettet en valgte grafisk ville støtteverktøyet automatisk generere en oppstartskode. Denne koden vil fungere som et grunnlag til videre programkode av de ulike modulene på mikrokontrolleren. I figur 9.1 er alle inngangene og utgangene på mikrokontrolleren satt opp i henhold til pinneoppsettet til mikrokontrolleren i tabell 4.3 som ble sett på og presentert i delkapittel 4.1.2.

som betyr at en i koden må instruere ADC-ene til å utføre målingene. Hver gang dette utføres vil det bli tatt målinger på hver av kanalene på den respektive ADC-en. ADC-en har et enkelt dataregister, så når en skal måle flere analoge inngangssignaler vil det være viktig at dataene blir lest mellom samplingene. For å lagre målingene kan en lagre de i variabler ved å bruke prosessoren på mikrokontrolleren.

For å aktivere strømsikringene ved oppstart av ROV-en må en sette GPIO-pinnene, som vist i delkapittel 4.3. Dersom en sikring bryter på grunn av for høyt strømtrekk under kjøring av ROV-en vil en måtte sette GPIO-pinnen for å aktivere strømsikringen igjen. Pådraget på motorene må reduseres før en aktiverer sikringene igjen ellers vil sikringen brytes.

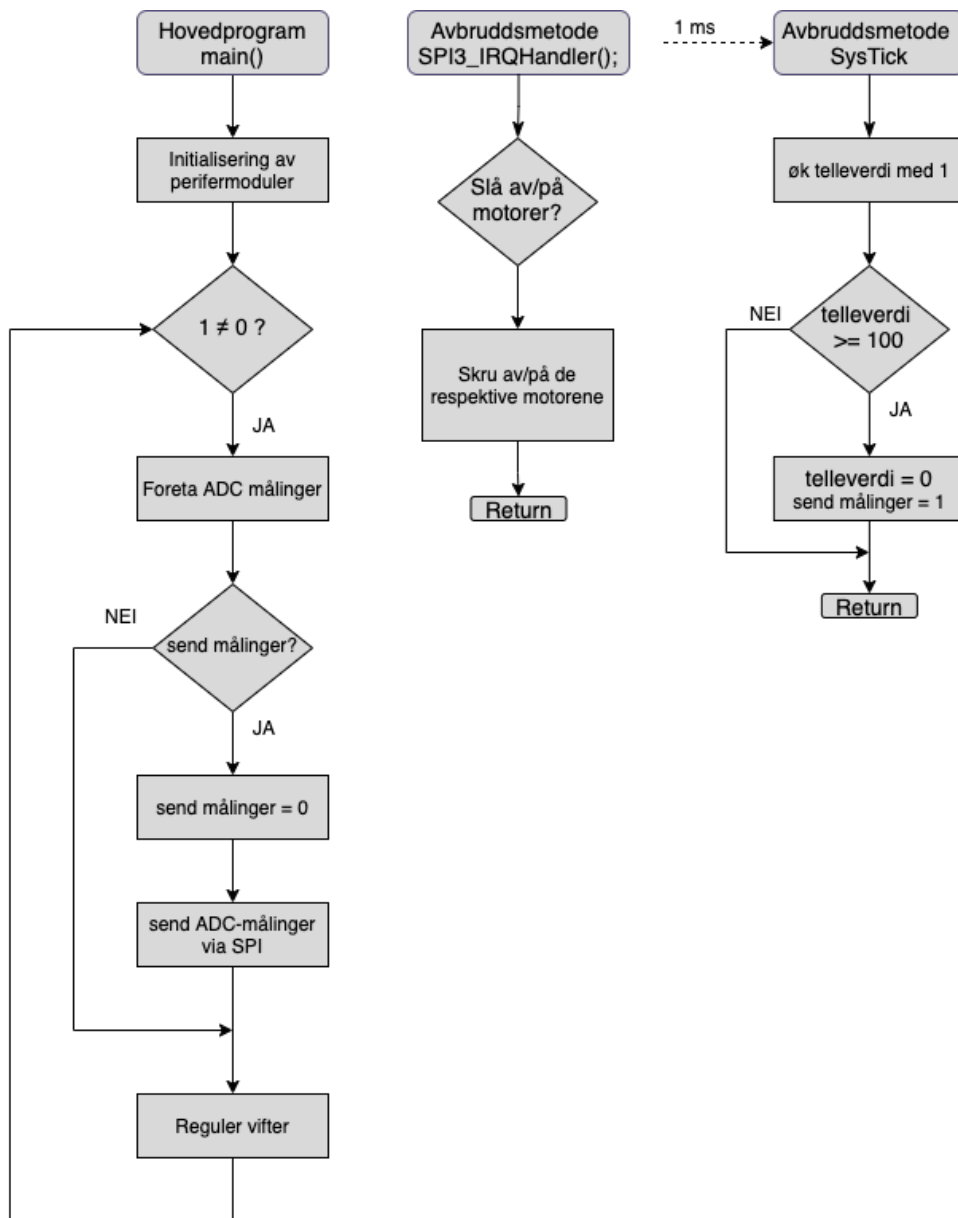
Viftene styres ved hjelp av PWM-hastighetskontroll, slik at en kan regulere hastigheten på viftene ut fra temperaturen en får tilsendt fra temperaturmåleren på sensorkortet. Pulsbredden på signalet vil bli justert ut fra testing av hastigheten til viftene med PWM-signal.

Det fullstendige oppsettet av de valgte perifermodulene og GPIO-pinnene til mikrokontrolleren er vedlagt i vedlegg B.

9.2 Programstruktur

En skal her ta for seg programstrukturen for behandling av dataene fra strømmålingene som blir gjort ved hjelp av strømsikringene, samt aktivering og deaktivering av utgangspinnene på mikrokontrolleren. Delkapittelet vil også omhandle programstrukturen for regulering av viftene til 800 W-regulatorene og i elektronikkhuset.

Før en starter å lage programkoden til mikrokontrolleren STM32H7A3ZIT6Q må en lage en overordnet programstruktur, slik at en har oversikt over hvordan programkoden skal bli satt opp. Programstrukturen for delene av programkoden som gruppen har ansvar for vil bli laget ved hjelp av et flytskjema, som vist i figur 9.2. Denne er skrevet i pseudokode og viser de planlagte programfunksjonene som koden skal inneholde. Det skal være et avbruddsbasert program der funksjonene vil bli utført ved gitte intervaller, eller bli utført ved beskjed fra overflatesystemet.



Figur 9.2: Flytskjema for den tenkte programkoden.

Utgangene til motorkontrollene i ROV-en vil bli aktivert eller deaktivert ved beskjed over SPI fra Ethernet-modulen som er implementert på kraftfordelingskortet. Avbruddsmetoden vil bli valgt av kommunikasjonsgruppen [70], en vil derfor i det overordnede flytskjema bare anta at det er en avbruddsmetode over SPI-melding. I figur 9.2 er det valgt å bruke *SPI3_IRQHandler()*;, da det er SPI3-modulen som vil bli tatt i bruk.

Avbruddsmetoden for strømmålingene blir gjort hvert 1 ms fra oppstarten. Det er satt inn en teller i avbrudds-

metoden, slik at hver 100. gang den kjøres vil det bli sendt målinger fra ADC-en til overflatesystemet. Dette fører til at en vil få lest av målingene fra motorene og mikro-ROV-en hvert 100 ms. Det totale strømforbruket til motorene og mikro-ROV-en vil fortløpende bli vist på PC-en ved overflatesystemet.

Måledata som ikke er illustrert i flytskjema i figur 9.2 kan sendes fra main() på samme måte som ADC-målingene. Generell styredata kan håndteres i SPI-avbruddsmetoden, likt som for av- og påslag av motorene. Dette har ikke blitt håndtert i denne oppgaven på grunn av tidsbegrensning og at store deler av dette vil være under ansvarsområdet til andre grupper i UiS Subsea-prosjektet.

9.2.1 Konklusjon

For å kunne lage et grunnlag for programkode til behandling av strømmålingene som blir gjort ved hjelp av strømsikringene, samt aktivering og deaktivering av utganger på mikrokontrolleren ble det laget en overordnet programstruktur, som vist i figur 9.2.

Det vil ikke være kritisk for verken kraftoverførings- og kraftfordelingssystemet, eller for piloten av ROV-en å ha en kontinuerlig tilbakemelding av strømtrekket på motorene og mikro-ROV-en. Det blir derfor valgt å bruke enkel konverteringsmodus hvor en må legge inn i programkoden en instruksjon når ADC-ene skal foreta målinger, for så å lagre målingene i hver sine respektive variabler ved å bruke prosessoren på mikrokontrolleren. Det vil bli sett på hvilke tiltak som skal utføres ved de ulike strømmålingene sammen med reguleringsgruppen [62] når en setter sammen den totale programkoden til mikrokontrolleren. Under ferdigstilling av den totale programkoden må en ha fokus på begrensning og overvåking ved høye verdier på strømmålingene inn på ADC-en, samt generelle måledata og styredata.

Det har vært forsinkelser på leveringer av alle kretskort til årets ROV, en har derfor ikke fått satt sammen alle de ulike programkodene fra de ulike gruppene som er involvert i UiS Subsea-prosjektet. Det er heller ikke satt sammen en felles kommunikasjonsprotokoll slik at en har fått testet kommunikasjonen mellom kretskortene i ROV-en, samt kommunikasjon opp til overflatesystemet.

Kapittel 10

Funksjonstesting av kraftfordelingskortet

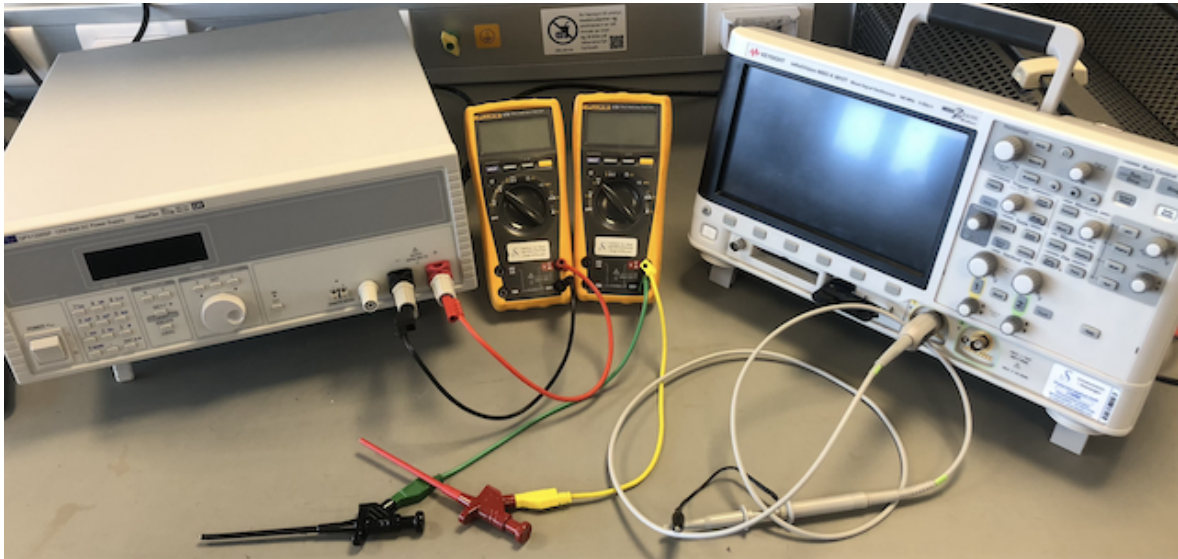
Dette kapittelet tar for seg testing av kraftfordelingskortet. Dette blir gjort ved å koble opp kraftfordelingskortet på laboratoriet. I konklusjonen til kapittel 8 er det belyst av pinnerekkene til utviklingskortet var plassert feil på kraftfordelingskortet. I de testene som blir utført i dette kapittelet blir utviklingskortet dermed koblet opp på et eksternt koblingsbrett. Alle testene ble utført av Andrine Pedersen og Anniken Hjelm.

10.1 Måling av spenninger på kraftfordelingskortet

Det ble utført spenningsmålinger for å verifisere spenningsverdien på kraftfordelingskortet. Dette gjøres ved å koble kraftfordelingskortet til en kraftforsyning som vist i figur 10.1. Spenningsverdiene måles ved hjelp av multimeter, mens rippelspenningen og støyet ut av spenningsregulatoren ble målt ved hjelp av oscilloskop. Utstyret som benyttes under målingene for å verifisere spenningene på kraftfordelingskortet er listet opp under i utstyrlisten.

Utstyrliste:

- **Kraftforsyning:** QPX1200SP 1200 Watt DC Power Supply, 60 V 50 A
Innstillinger satt til:
 - Spenningsverdi: 48 V
 - Strømbegrensning: 1 A
- **Multimeter:** Fluke 179 True RMS multimeter
- **Oscilloskop:** KEYSIGHT InfiniiVision MSO-X 3012T
- **Utviklingskort:** NUCLEO-H7A3ZI-Q
- **Vifte:** NF-A9x14



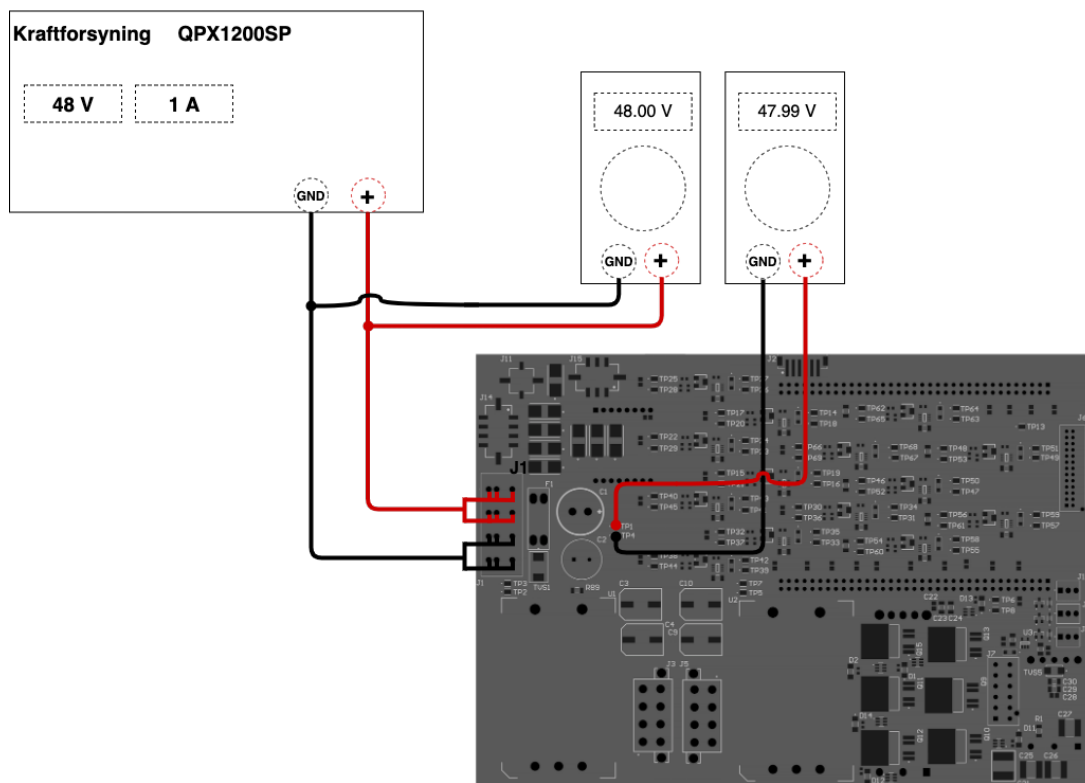
Figur 10.1: Testutstyr for oppkobling ved spenningsmåling og verifisering av spenningene på kraftfordelingskortet.

Hensikten med å utføre denne testen er for å verifisere spenningsverdiene på kraftfordelingskortet som ble bestemt i planleggingsfasen av prosjektet. Under verifisering og spenningsmåling av spenningsregulatorene hadde en følgende last tilkoblet på spenningsregulatorene.

Tilkoblet last på spenningsregulatorene:

- **U1 - 12 V, 800 W-regulator (VM):** Ingen last tilkoblet
- **U2 - 12 V, 800 W-regulator:** Ingen last tilkoblet
- **U3 - 3.3 V, Lineær regulator:** Ingen last tilkoblet
- **U4 - 12 V, 204 W-regulator:** Ingen last tilkoblet
- **U5 - 5 V, 65 W-regulator:** Lineær regulatoren (U3) tilkoblet

Kjøleribbene til 800 W-regulatorene var ikke maskinert ferdig under testingen. Det ble derfor tatt i bruk en ekstern vifte NF-A9x14 for å kjøle ned regulatorene under spenningsmålingen. Oppsettet for spenningsmålingstesten av kraftfordelingskortet er vist i figur 10.2.



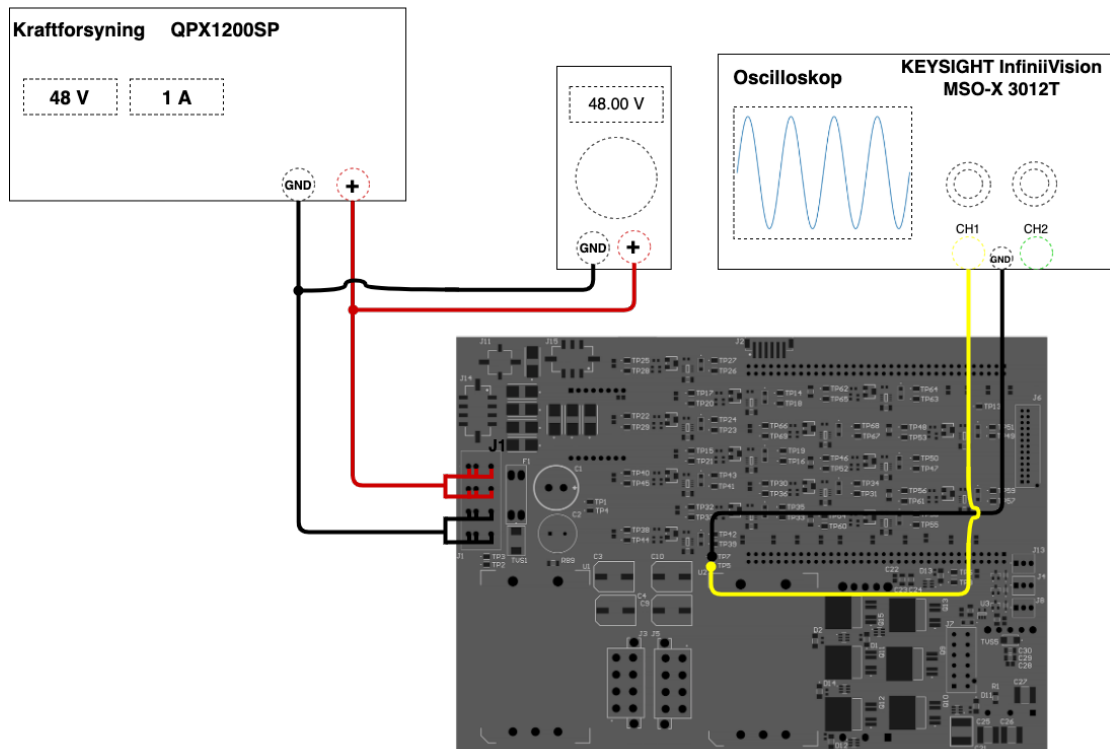
Figur 10.2: Testoppsettet for spenningsmålingene.

I figur 10.2 tar en utgangspunkt i et oppsett for testpunktene til inntakskonnektoren $J1$. Spenningsmålingene av inntakskonnektoren $J1$ og utgangsspenningen på spenningsregulatorene er listet opp i tabell 10.1.

Tabell 10.1: Oversikt over testpunktene til inntakskonnektoren og spenningsregulatorene, samt resultat fra spenningsmålingene.

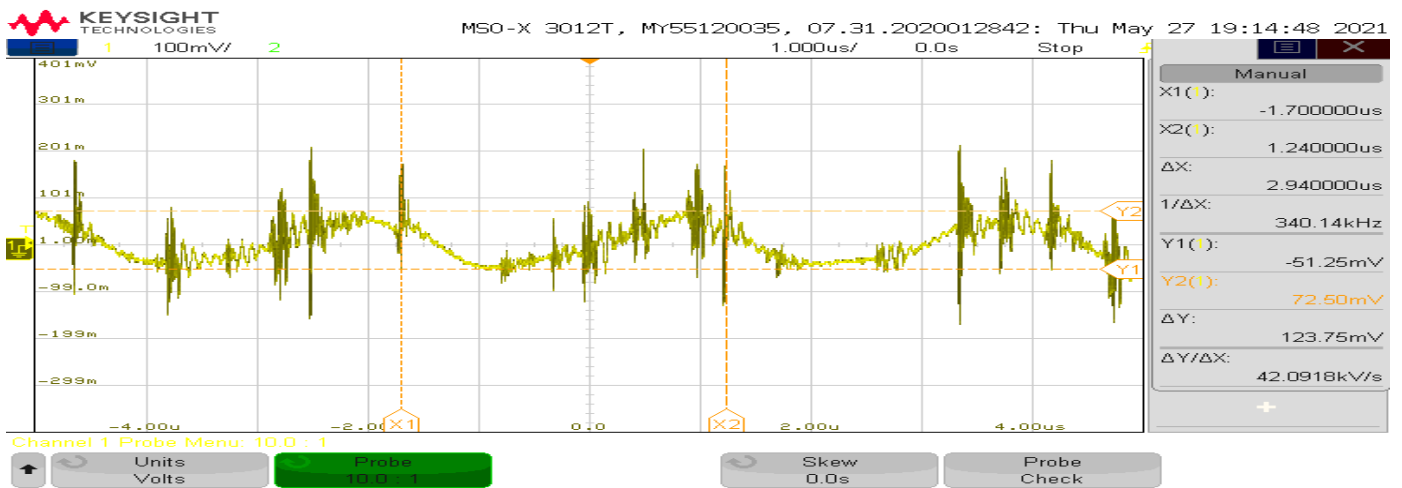
	Komponentnavn	Målepunkt (+)	Målepunkt (-)	Forventet verdi	Målt verdi
Inngangsspenning	$J1$	TP1	TP4	48.00 V	47.99 V
800 W-regulator	$U1$	TP2	TP3	12.00 V	12.02 V
800 W-regulator	$U2$	TP5	TP7	12.00 V	12.02 V
204 W-regulator	$U4$	TP9	TP10	12.00 V	12.02 V
65 W-regulator	$U5$	TP11	TP12	5.00 V	4.99 V
Lineær regulator	$U3$	TP6	TP8	3.30 V	3.31 V

Det ble sett på spenningsrippelen og støyet som en hadde på utgangen av spenningsregulatorene $U1$, $U2$, $U3$, $U4$ og $U5$. Dette ble gjort ved å koble kraftfordelingskortet opp mot et oscilloskop som vist i figur 10.3.



Figur 10.3: Testoppsettet ved måling av spenningsrippelen og støyet ut av regulatorene.

Det ble tatt i bruk linjalere på oscilloskopet for å måle spenningsrippelen og støyet ut av utgangen til spenningsregulatorene. Det ble tatt i bruk en x10 oscilloskopprobe for å måle rippelspenningen og støyet til alle spenningsregulatorene. Resultatene av målingene er vist i figurene 10.4, 10.5, 10.8, 10.6 og 10.7.

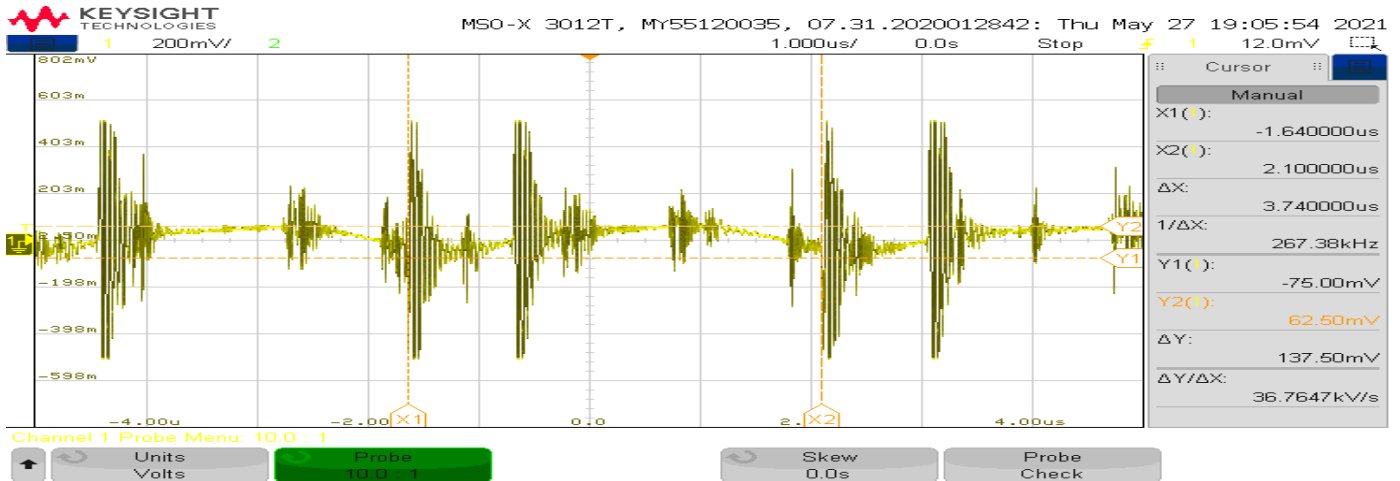


Figur 10.4: Rippelspenning på utgangen til spenningsregulatoren $U1$, ved bruk av dempningsforhold x10 på oscilloskopproben. Innstillinger på oscilloskopet: 100 mV/div og 1 μ s/div



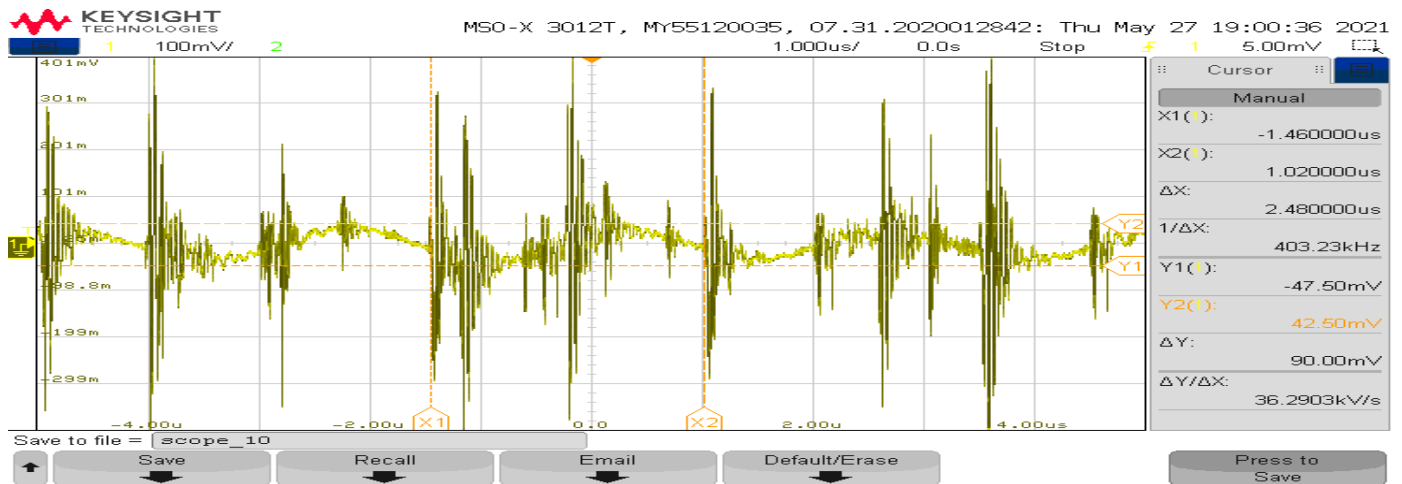
Figur 10.5: Rippelspenning på utgangen til spenningsregulatoren U_2 , ved bruk av dempningsforhold x10 på oscilloskopproben. Innstillinger på oscilloskopet: 100 mV/div og 1 μ s/div

Figur 10.4 og figur 10.5 viser rippelspenningen på utgangen av de to 800 W-spenningsregulatorene U_1 og U_2 ved bruk av x10 på oscilloskopproben. Ved hjelp av linjaler på oscilloskopet ble rippelspenningen ut fra regulator U_1 målt til å være 123.75 mV_{p-p} , mens ut fra regulator U_2 ble rippelspenningen målt til å være 138.75 mV_{p-p} . En ser ut fra figurene at de to 800 W-regulatorene har repeterende støyspikere med en frekvens rundt 340 kHz. Ut fra databladet [1] til 800 W-regulatorene har en at svitsjefrekvensen f_{sw} er på 170 kHz, noe som vil påvirke støyet fra de to 800 W-regulatorene. Ut fra målingene ser en at en får støyspiker fra svitsjingen til begge regulatorene. Det vil kunne oppstå påvirkninger fra de andre ned-regulatorene da de er koblet sammen med et felles jordpotensiale, men siden 800 W-regulatorene er koblet på samme jordplan vil det være en mer merkbar påvirkning.



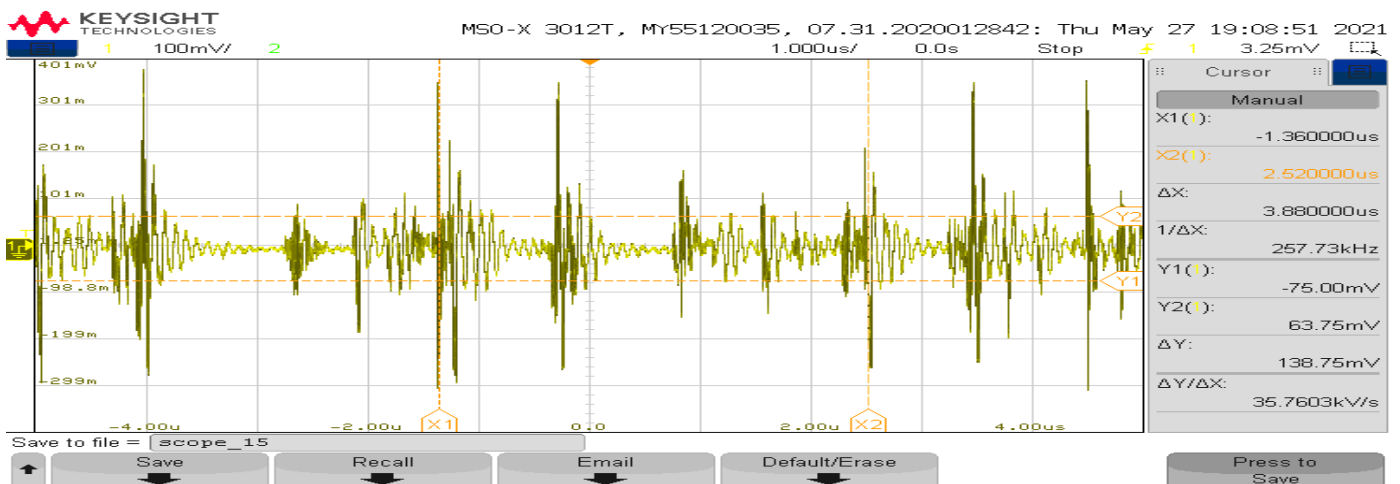
Figur 10.6: Rippelspenning på utgangen til spenningsregulatoren U_4 , ved bruk av dempningsforhold x10 på oscilloskopproben. Innstillinger på oscilloskopet: 200 mV/div og 1 μ s/div

Figur 10.6 viser rippelspenningen ved utgangen av 204 W-spenningsregulatoren $U4$. Rippelspenningen ble målt til å være $137.50 \text{ mV}_{p.p.}$. Ut fra figur 10.6 har en at 204 W-spenningsregulatoren $U4$ har repeterende støyspiker med en frekvens rundt 260 kHz. Ut fra databladet [31] til 204 W-regulatoren har en at svitsjefrekvensen f_{sw} er på 260 kHz. En ser ut fra målingen at støyet ut av spenningsregulatoren er påvirket av svitsjefrekvensen på 260 kHz.



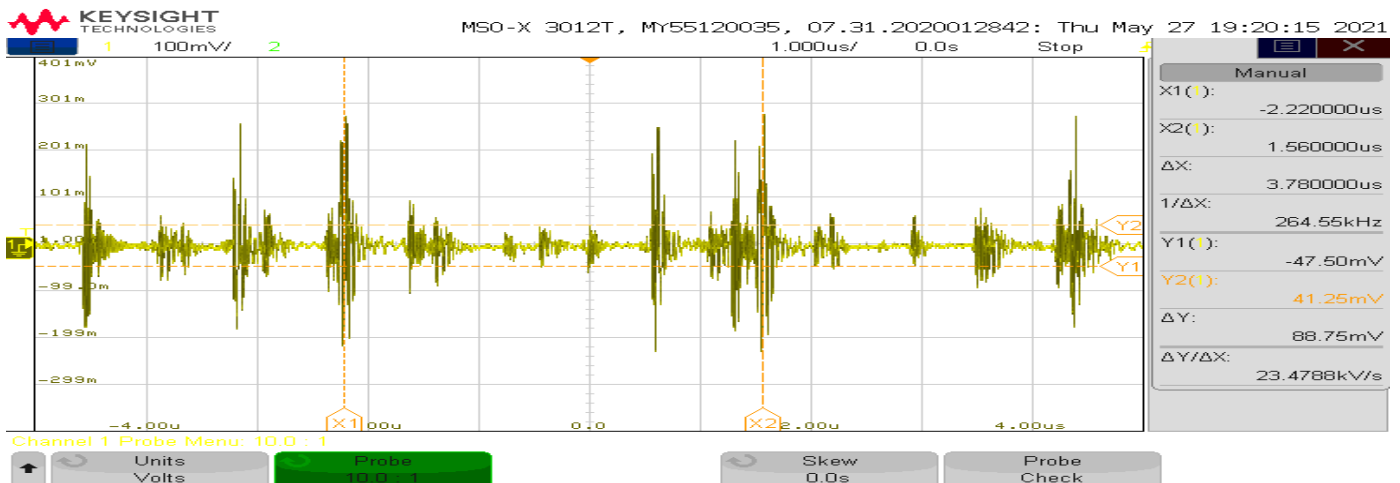
Figur 10.7: Rippelspenning på utgangen til spenningsregulatoren $U5$, ved bruk av dempningsforhold $\times 10$ på oscilloskopproben. Innstillinger på oscilloskopet: 100 mV/div og $1 \mu\text{s/div}$

Figur 10.7 viser rippelspenningen ved utgangen av 65 W-spenningsregulatoren $U5$. Rippelspenningen ble målt til å være $90.00 \text{ mV}_{p.p.}$. Ut fra figur 10.7 har en at 65 W-spenningsregulatoren $U5$ har repeterende støyspiker med en frekvens rundt 415 kHz. Ut fra databladet [31] til 65 W-regulatoren har en at svitsjefrekvensen f_{sw} er på 415 kHz. En ser ut fra målingen at støyet ut av spenningsregulatoren er påvirket av svitsjefrekvensen på 415 kHz.



Figur 10.8: Rippelspenning på utgangen til spenningsregulatoren $U3$, ved bruk av dempningsforhold x10 på oscilloskopproben. Innstillinger på oscilloskopet: 100 mV/div og 1 μ s/div

Figur 10.8 viser støyet på utgangen av den lineære spenningsregulatoren $U3$. Ut fra målingen ser en at støysignalet til den lineære regulatoren har en frekvens på 258 kHz. Databladet til regulatoren viser at den vil ha en internstøy på 10 Hz til 100 kHz. Ut fra målingen ser en at regulatoren blir påvirket av andre kretser og utenforstående støy. I figur 10.9 ser en støy inn på LED-lyset $D13$. Ved sammenligning av de to målingene ser en at støy inn på komponentene som blir forsynt av den lineære regulatoren er noe lavere enn ved utgangen til regulatoren $U3$.



Figur 10.9: Rippelspenning på utgangen til dioden $D13$, ved bruk av dempningsforhold x10 på oscilloskopproben. Innstillinger på oscilloskopet: 100 mV/div og 1 μ s/div

Det ble også tatt spenningsmåling av forsyningsspenningen inn på utviklingskortet NUCLEO-H7A3ZI-Q, dette ble gjort ved å koble opp et multimeter. Det er en intern lineær regulator som regulerer spenning ned

fra 5 V til 3.3 V på utviklingskortet, slik at en eventuell støymåling inn på utviklingskortet derfor ikke vil vise det reelle støyet til de sensitive delene av mikrokontrolleren. Siden en ikke har målepunkter for dette ble målingen tatt direkte på pinnerekkene til utviklingskortet. Resultatet er vist i tabell 10.2.

Tabell 10.2: Spenningsmåling av forsyningsspenningen til utviklingskortet

Komponentnavn	Målepunkt (+)	Målepunkt (-)	Forventet verdi	Målt verdi	
Utviklingskort	U20	P6	P60	5.00 V	4.99 V

Forsyningsspenningen til LED-lysene ble målt ved hjelp av multimeter. Det var ikke testpunkter til disse, så det ble dermed tatt målinger direkte på de tilhørende komponentene. Resultatet vises i tabell 10.3.

Tabell 10.3: Oversikt av spenningsmålingene tatt ved LED-lysene.

Komponentnavn	Målepunkt (+)	Målepunkt (-)	Forventet verdi	Målt verdi
D1	R64	GND_3V3	3.30 V	3.31 V
D2	R70	GND_3V3	3.30 V	3.31 V
D3	R76	GND_3V3	3.30 V	3.31 V
D4	R77	GND_3V3	3.30 V	3.31 V
D5	R78	GND_3V3	3.30 V	3.31 V
D6	R79	GND_3V3	3.30 V	3.31 V
D7	R80	GND_3V3	3.30 V	3.31 V
D8	R81	GND_3V3	3.30 V	3.31 V
D9	R82	GND_3V3	3.30 V	3.31 V
D10	R83	GND_3V3	3.30 V	3.31 V
D11	R84	GND_3V3	3.30 V	3.31 V
D12	R85	GND_3V3	3.30 V	3.31 V
D13	R86	GND_3V3	3.30 V	3.31 V
D14	R87	GND_3V3	3.30 V	3.31 V

Test av styretransistorene for LED-lysene og strømsikringene

Det ble utført test for å verifisere om mikrokontrolleren fungerer etter tenkt hensikt, utviklingskortet ble derfor montert på et eksternt koblingsbrett og koblet opp mot kraftfordelingskortet. Mikrokontrolleren STM32H7A3ZIT6Q som er implementert på utviklingskortet NUCLEO-H7A3ZI-Q ble satt opp i støtteverktøyet STM32CubeIDE, forklart i kapittel 4.

For å aktivere strømsikringene må IN-pinnen være koblet aktivt lavt, dette betyr i praksis at strømsikringen leder når pinnen kobles til jord. For å aktivere og deaktivere IN-pinnen til strømsikringene ble det tatt i

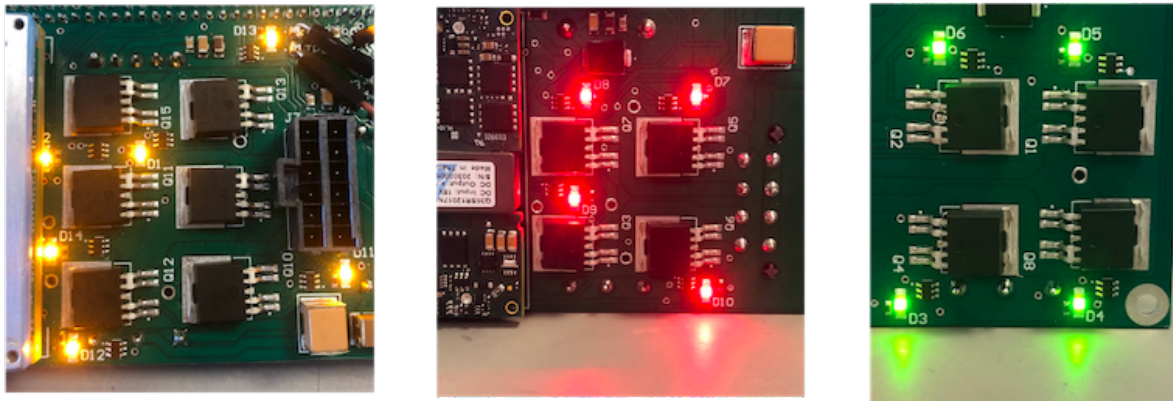
bruk en dobbel transistor DMN2004DMK-7 som er beskrevet i delkapittel 7.2.1. For å verifisere om mikrokontrolleren aktiverer strømsikringene på kraftfordelingskortet blir alle GPIO-pinnene ut til strømsikringene satt høye. Programmeringskoden for å sette GPIO-pinnene til mikrokontrolleren er skrevet i støtteverktøyet STM32CubeIDE, som tar i bruk programvarestandarden HAL. Programmeringskoden blir lagt inn i `main.c`, og er vist under.

```

115 // Aktiverer motorer
116
117 HAL_GPIO_WritePin(EN_TV1_GPIO_Port, EN_TV1_Pin, GPIO_PIN_SET);
118 HAL_GPIO_WritePin(EN_TV2_GPIO_Port, EN_TV2_Pin, GPIO_PIN_SET);
119 HAL_GPIO_WritePin(EN_TV3_GPIO_Port, EN_TV3_Pin, GPIO_PIN_SET);
120 HAL_GPIO_WritePin(EN_TV4_GPIO_Port, EN_TV4_Pin, GPIO_PIN_SET);
121 HAL_GPIO_WritePin(EN_TH1_GPIO_Port, EN_TH1_Pin, GPIO_PIN_SET);
122 HAL_GPIO_WritePin(EN_TH2_GPIO_Port, EN_TH2_Pin, GPIO_PIN_SET);
123 HAL_GPIO_WritePin(EN_TH3_GPIO_Port, EN_TH3_Pin, GPIO_PIN_SET);
124 HAL_GPIO_WritePin(EN_TH4_GPIO_Port, EN_TH4_Pin, GPIO_PIN_SET);
125 HAL_GPIO_WritePin(EN_M1_GPIO_Port, EN_M1_Pin, GPIO_PIN_SET);
126 HAL_GPIO_WritePin(EN_M2_GPIO_Port, EN_M2_Pin, GPIO_PIN_SET);
127 HAL_GPIO_WritePin(EN_M3_GPIO_Port, EN_M3_Pin, GPIO_PIN_SET);
128 HAL_GPIO_WritePin(EN_M4_GPIO_Port, EN_M4_Pin, GPIO_PIN_SET);
129 HAL_GPIO_WritePin(EN_MT_GPIO_Port, EN_MT_Pin, GPIO_PIN_SET);
130 HAL_GPIO_WritePin(EN_uROV_GPIO_Port, EN_uROV_Pin, GPIO_PIN_SET);

```

For å laste programkoden opp på mikrokontrolleren blir det tatt i bruk USB, etter tilkobling vil lysdiodene *D1* - *D14* lyse opp. «Gate»-pinnene på transistorene DMN2004DMK-7 er koblet sammen, slik at når LED-lysene lyser etter tilkobling kan en dermed konkludere med at utgangene på mikrokontrolleren er satt høy, og at strømsikringene er aktivert. Indikasjons- og feilsøkingslysene *D1* - *D14* er vist i figur 10.10.



Figur 10.10: Indikasjonslysene til motorene og mikro-ROV-en på kraftfordelingskortet.

Spenningsmåling av konnektorene

Det ble utført spenningsmåling av konnektorene på kraftfordelingskortet. Dette for å verifisere at en har korrekt spenningsverdi ut til komponentene i ROV-en. Forutsetningene som lå til grunn for testen var at utviklingskortet var koblet til kraftfordelingskortet. Spenningsverdiene ut på konnektorene er vist i tabell 10.4.

Tabell 10.4: Oversikt av spenningsmålinger ut fra konnektorene.

Komponent navn	Målepunkt (+)	Målepunkt (-)	Forventet verdi	Målt verdi
J3	J3_1	J3_5	12.00 V	12.02 V
	J3_2	J3_6	12.00 V	12.02 V
	J3_3	J3_7	12.00 V	12.02 V
	J3_4	J3_8	12.00 V	12.02 V
J4	J4_2	J4_3	12.00 V	12.03 V
J5	J5_1	J5_5	12.00 V	12.02 V
	J5_2	J5_6	12.00 V	12.02 V
	J5_3	J5_7	12.00 V	12.02 V
	J5_4	J5_8	12.00 V	12.02 V
J7	J7_1	J7_7	12.00 V	12.03 V
	J7_2	J7_8	12.00 V	12.03 V
	J7_3	J7_9	12.00 V	12.03 V
	J7_4	J7_10	12.00 V	12.03 V
	J7_5	J7_11	12.00 V	12.03 V
	J7_6	J7_12	12.00 V	12.03 V
J8	J8_2	J8_3	12.00 V	12.03 V
J9	J9_7	J9_8	3.30 V	3.303 V
J11	J11_1	J11_2	5.00 V	4.99 V
J12	J12_1	J12_3	12.00 V	12.02 V
J13	J13_2	J13_3	12.00 V	12.03 V
J14	J14_1	J14_5	12.00 V	12.02 V
	J14_2	J14_6	12.00 V	12.02 V
	J14_3	J14_7	12.00 V	12.02 V
	J14_4	J14_8	12.00 V	12.02 V
J15	J15_1	J15_4	5.00 V	4.99 V
	J15_2	J15_5	5.00 V	4.99 V
	J15_3	J15_6	5.00 V	4.99 V

10.1.1 Konklusjon

En ser at alle spenningsverdiene på utgangene til regulatorene, utviklingskortet, LED-lysene og på konnektorene er korrekte. Alle komponentene i ROV-en vil få tilført den kraften som de har behov for. Denne testen er tatt uten last på regulatorene, men ved ferdigstilling av ROV-en er det behov for å teste spenningsverdiene med last.

Ut fra støymålingene ser en at alle ned-regulatorene er påvirket av sin egen svitsjefrekvens, de har også en amplitudeverdi på rippelspenningen som tilsvarer de forventede amplitudeverdiene i databladene [1], [31] og [30]. Alle jordplanene til ned-regulatorene er koblet sammen med et felles jordpotensiale i GND_48V. Svitsjingen fra spenningsregulatorene vil dermed påvirke støyet på de andre jordplanene, men ikke noe som er merkbart ut fra målingene tatt ovenfor. En ser nå at det ville ha vært fordelaktig å ta i bruk en koblingsbro ved inngangene til hver av ned-regulatorene, slik at en kunne ha isolert spenningsregulatorene ved testing av støy og ved feilsøking.

Etter lodding av pinnerekkene på utviklingskortet og kraftfordelingskortet ble det oppdaget at avstanden på pinnerekkene på kraftfordelingskortet ikke var korrekt. Under testene som ble utført ble utviklingskortet derfor koblet opp på et eksternt koblingsbrett, også koblet til pinnerekkene på kraftfordelingskortet. Det er sett på ulike metoder å løse dette på. Løsningene er vist i listen under:

- Lodde ledninger mellom kraftfordelingskortet og utviklingskortet.
- Undersøke om det er mulig å få tak i vinklede pinnerekker som festes på utviklingskortet.
- Plastfeste for å feste utviklingskortet.
- Små plastskruer som kunne festes mellom utviklingskortet og kraftfordelingskortet.

Det vil være viktig å velge en løsning som gir en god mekanisk festeordning, og at en tar hensyn til støy og induktans i ledninger. Det vil bli avgjort hvilken løsning som passer best ved ferdigstilling av elektronikkhuset.

10.2 Test av strømsikringene på kraftfordelingskortet

Det ble utført test på strømsikringene og deres virkemåte, strømsikringene AUIR3313(S) og AUIR3315(S) ble beskrevet i kapittel 5. Strømmen ut på Ifb-pinnen for AUIR3313(S) er omtrent 8800 ganger mindre enn strømmen som faktisk blir målt, mens for AUIR3315(S) er strømmen omtrent 2800 ganger mindre enn den faktiske strømmen som måles. Når spenningen på Ifb-pinnen overstiger 4.7 V brytes strømmen ut til lasten, det vil si at strømmen brytes når $V_{ifb} - V_{IN} \geq 4.7$ V. Dette er forklart nærmere i kapittel 5. En får dermed formelen for laststrømmen gitt av ligning 10.1.

$$I_{last} = I_{ifb} \cdot \text{Strømforhold} = \frac{V_{ifb}}{R_p} \cdot \text{Strømforhold} \quad (10.1)$$

Ut fra databladene [76] og [77] til strømsikringene har en at laststrømmen blir satt ved å justere motstandsverdien på R_{ifb} . I delkapittel 5.2 ble det forklart at det er behov for å tilpasse spenningen inn på ADC-en på utviklingskortet, samt en beskrev metoden for spenningstilpassingen. Motstanden R_{ifb} ble i delkapittel 5.3 erstattet med et parallellkoblet motstandsoppsett som inneholder et potensiometer for kalibrering, dette for å ta høyde for de minimale- og maksimale spenningsverdiene som strømsikringene kunne ha. En ser ut fra ligning 10.1 at laststrømmen dermed blir justert av parallellmotstanden R_p . De utregnede verdiene for parallellmotstanden R_p , og den utregnede brytestrømmen I_{last} blir vist for alle sikringsverdiene i tabell 10.5.

Tabell 10.5: Beregnet verdi for R_p , og den beregnede brytestrømmen I_{last} ved sikringsverdiene 7.5 A, 12 A og 16 A.

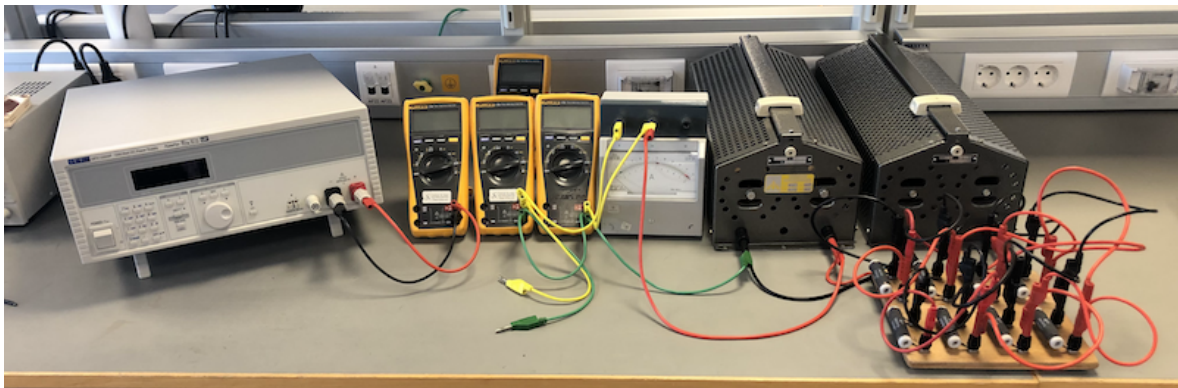
Brytestrøm	Strømforhold	Parallellmotstand R_p	Utregnet brytestrøm I_{last}
7.5 A	2800	1744 Ω	7.55 A
12 A	8800	3403 Ω	12.15 A
16 A	8800	2558 Ω	16.17 A

For å teste at alle strømsikringene bryter ved den utregnede bryterstrømmen som vist i tabell 10.5 blir motstandsverdien på parallellmotstanden R_p justert ved hjelp av potensiometeret R_{ifb2} for alle sikringsverdiene. Utstyret som ble benyttet under verifisering av bryterstrømmen på strømsikringene på kraftfordelingskortet er listet opp under i utstyslisten.

Utstysliste:

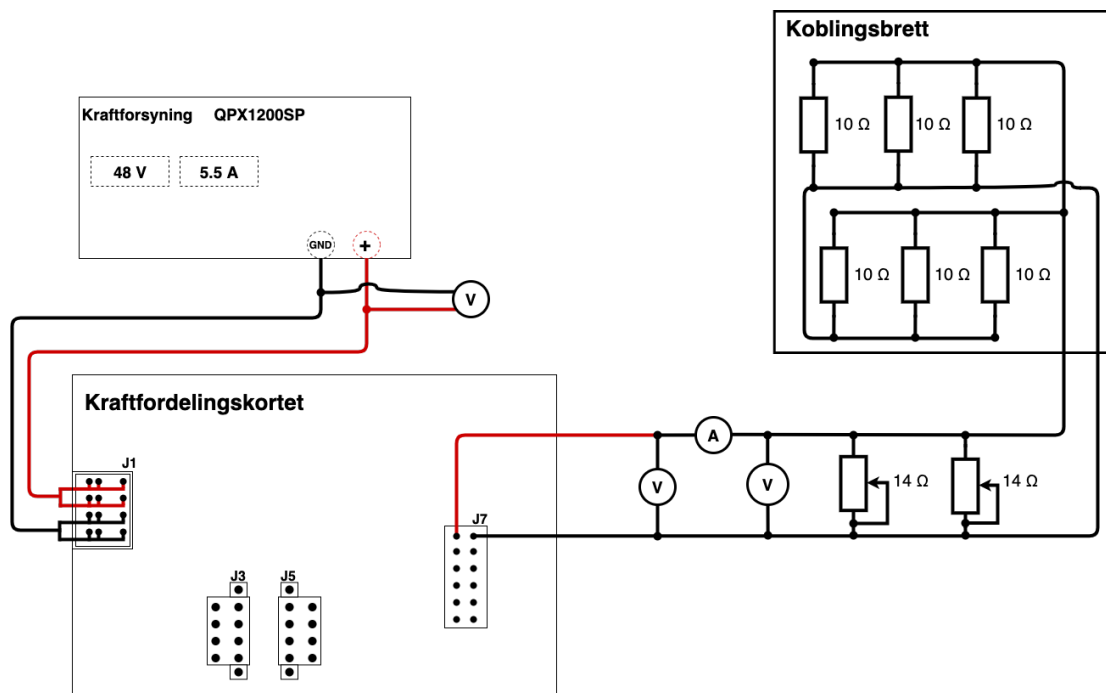
- **Kraftforsyning:** QPX1200SP 1200 Watt DC Power Supply, 60 V 50 A
Innstillinger satt til:
 - Spenningsverdi: 48 V
 - Strømbegrensning: 5.5 A

- **Multimeter:** 4x Fluke 179 True RMS multimeter
- **Analogt amperemeter:** NORMA
 - Skala fra 0-12 A
 - Skala fra 0-24 A
- **Effektpotensiometer:** 2x 14 Ω
- **Effektmotstander:** 10x 10 Ω
- **Vifte:** NF-A9x14



Figur 10.11: Testutstyr for å teste strømsikringene på kraftfordelingskortet.

Det ble valgt å ta i bruk effektmotstander og effektpotensiometer for å simulere lasten på strømsikringene. Koblingsskjema av testoppsettet for å verifisere brytestrømmen til strømsikringene er vist i figur 10.12.



Figur 10.12: Koblingsskjema for testoppsettet ved en sikringsverdi på 7.5 A.

Figur 10.12 viser koblingsskjema ved en sikringsverdi på 7.5 A. En har da behov for å ta i bruk seks effektmotstander på $10\ \Omega$ i parallell med to effektpotensiometer på $14\ \Omega$. De utregnede maksimalverdiene for R_{last} ved sikringsverdiene 7.5 A, 12 A og 16 A er vist i tabell 10.6.

Tabell 10.6: Utregnet maksimalverdi for R_{last} ved sikringsverdiene 7.5 A, 12 A og 16 A.

Sikringsverdi	Antall effektmotstander	Antall effektpotensiometer	Maksimalverdi R_{last}
7.5 A	6	2	$1.35\ \Omega$
12 A	8	2	$1.06\ \Omega$
16 A	10	2	$0.88\ \Omega$

Strømtrekket fra 0 A til 10 A måles ved bruk av multimeter som vist i figur 10.12, mens ved strømtrekk over 10 A blir det benyttet et analogt amperemeter NORMA. Effektpotensiometerene ble justert for å øke strømtrekket helt til sikringen bryter strømmen. Resultatet er vist i tabell 10.7.

Tabell 10.7: Oversikt over målt brytestrøm for strømsikringene.

Motor	Sikring	R_{ifb_2}	R_p	Forventet verdi	Målt verdi
uROV	Q15	0.660 k Ω	1735 Ω	7.55 A	7.5 A
M1	Q10	1.125 k Ω	3407 Ω	12.15 A	12.1 A
M2	Q12	1.124 k Ω	3406 Ω	12.15 A	12.1 A
M3	Q9	1.122 k Ω	3405 Ω	12.15 A	12.1 A
M4	Q11	1.124 k Ω	3406 Ω	12.15 A	12.1 A
MT	Q13	1.123 k Ω	3405 Ω	12.15 A	12.1 A
TV1	Q4	0.862 k Ω	2657 Ω	16.17 A	16.2 A
TV2	Q8	0.745 k Ω	2562 Ω	16.17 A	16.1 A
TV3	Q1	0.823 k Ω	2626 Ω	16.17 A	16.2 A
TV4	Q2	0.820 k Ω	2623 Ω	16.17 A	16.2 A
TH1	Q6	0.819 k Ω	2622 Ω	16.17 A	16.2 A
TH2	Q3	0.780 k Ω	2591 Ω	16.17 A	16.1 A
TH3	Q7	0.827 k Ω	2629 Ω	16.17 A	16.2 A
TH4	Q5	0.824 k Ω	2626 Ω	16.17 A	16.2 A

R_{ifb_2} ble justert til en motstandsverdi som førte til at en fikk den målte bryterstrømmen til å være tilsvarende lik den forventede bryterstrømmen som ble regnet ut i kapittel 5.2. Brytespenningen til noen av de valgte strømsikringene ble beregnet ut fra formel 10.1 med de typiske strømforholdene til strømsikringene, og vist i tabell 10.8.

Tabell 10.8: Beregnet brytespenning ved utvalgte strømsikringer.

Motor	Sikring	V_{ifb}
uROV	Q15	4.65 V
M1	Q10	4.68 V
TV1	Q4	4.86 V

Brytespenningen til strømsikringene med sikringsverdi på 16 A var noe høyere enn den typiske verdien for V_{ifb} , men siden spenningsverdien til V_{ifb} kan variere mellom 3.8 V og 5.9 V er det innenfor det gitte spenningsområdet.

10.2.1 Konklusjon

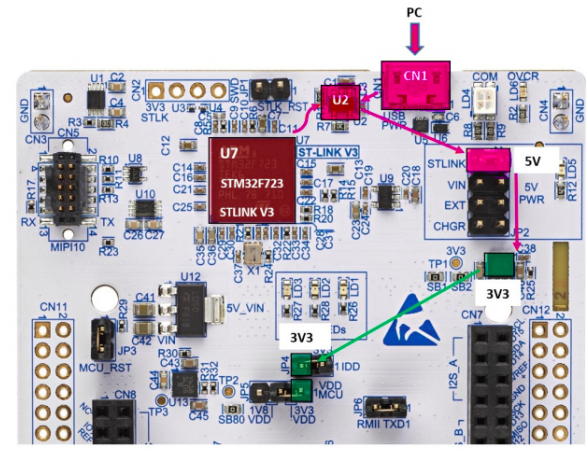
Det ble utført justeringer av potensiometeret R_{ifb_2} til en fikk brytestrømmen lik den forventede verdien som var beregnet. En ser ut fra tabell 10.7 at de målte brytestrømmene er tilnærmet lik de forventede brytestrømmene som var beregnet for strømsikringene.

Det vil også bli sett på målinger av den faktiske verdien av V_{ifb} og R_p når vi kobler på den faktiske lasten på strømsikringene. Da kan det være en mulighet for at en må foreta en etterjustering av motstanden R_{ifb_2} for å få korrekt brytestrøm ut av sikringene.

10.3 Test av strømmen og digitalverdien ut av ADC-en

Det ble utført test for å måle og verifisere spenningene i strøm- og filterkretsen til strømsikringene AU-IR3313(S) og AU-IR3315(S), samt inn på ADC-en i mikrokontrolleren. En vil også se på digitalverdien en får ut av mikrokontrolleren, som blir avlest ved å ta i bruk et grafisk brukergrensesnitt.

Pinneoppsettet til mikrokontrolleren STM32H7A3ZIT6Q er satt opp ved hjelp av støtteverktøyet STM32CubeIDE som beskrevet i delkapittel 4.1.2, mens en ut av tabell 4.3 ser oppsettet av ADC-inngangene i mikrokontrolleren. Etter en har satt opp pinneoppsettet i STM32CubeIDE, ble programkoden til mikrokontrolleren generert ved hjelp av støtteverktøyet STM32CubeIDE ved å trykke på **Project** → **Generate Code**. En får da generert all nødvendig kode for å starte med programmeringen. Dette vil si at en har grunnoppsettet klart, og ikke behøver å skrive koden for aktivering av perifermodulene selv. For å få den genererte programkoden overført til mikrokontrolleren STM32H7A3ZIT6Q, kobler en utviklingskortet til PC-en med USB. Ved bruk av USB som strømtilførsel må en sette koblingsbroen på STLINK, oppkoblingen for dette er vist i figur 10.13 under.



Figur 10.13: Oppkobling av utviklingskortet med USB [94].

Ved vellykket tilkobling lyser LED-lyset *LD5* grønt på utviklingskortet, en ser da at en har strømtilførsel på utviklingskortet. For å se om avlesningene på overflatesystemet stemmer med den faktiske laststrømmen på strømsikringene vil det bli tatt ulike målinger med et intervall på 1 A. Operasjonsforsterkeren har ut fra databladet [41] oppgitt en forsyningsspenning innenfor 0.9 V til 5.5 V. Det ble derfor valgt å ta målinger fra 1 A og oppover ved de ulike sikringsverdiene. For de valgte sikringsverdiene er målingsområdene listet opp under:

- **7.5 A sikring (uROV):** En tar målinger fra 1 - 7 A.
- **12 A sikring (MT):** En tar målinger fra 1 - 12 A.
- **16 A sikring (TV2):** En tar målinger fra 1 - 16 A.

Utstyret som ble benyttet under måling av laststrømmen til strømsikringene er listet opp i utstyrslisten under.

Utstysrliste:

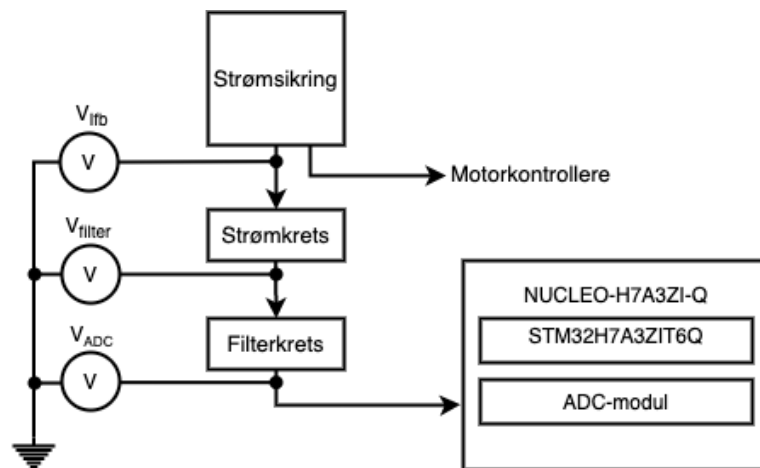
- **Kraftforsyning:** QPX1200SP 1200 Watt DC Power Supply, 60 V 50 A
Innstillinger satt til:
 - Spenningsverdi: 48 V
 - Strømbegrensning: 5.5 A
- **Multimeter:** 4x Fluke 179 True RMS multimeter
- **Analogt amperemeter:** NORMA
 - Skala fra 0-12 A
 - Skala fra 0-24 A
- **Effektpotensiometer:** 2x 14 Ω
- **Effektmotstander:** 10x 10 Ω
- **Vifte:** NF-A9x14
- **PC med grafisk brukergrensesnitt**
- **USART-modul:** PmodUSBUSART

Utstyret settes opp tilsvarende som de tidligere testene, som vist i figur 10.14.



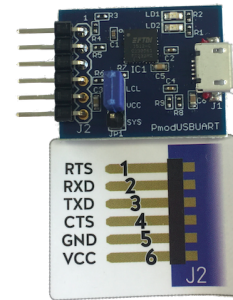
Figur 10.14: Testutstyr for å teste strømsikringene på kraftfordelingskortet.

Et overordnet blokkdiagram for testoppsettet er vist i figur 10.15. I figuren er lasten illustrert som motor-kontrollere, ettersom disse vil være den faktiske lasten til strømsikringene under kjøring av ROV-en. For å simulere strømmen som motorene og mikro-ROV-en trekker blir det koblet på effektmotstander og effektpotensiometer med ulike verdier for å kunne simulere en last mellom 0 A og 16 A. Lastoppsettet er likt som i testen av strømsikringene, og er illustrert i figur 10.12.



Figur 10.15: Koblingsskjema for test av strømmålingene på ADC-en.

For avlesning av strømmålingene vil en ta i bruk et grafisk brukergrensesnitt. For å få sendt verdiene fra ADC-en til det grafiske brukergrensesnittet ble det tatt i bruk en USART-modul av typen PmodUSBUSART. Denne modulen, samt forklaring på pinneoppsettet blir vist i figur 10.16.



Figur 10.16: USART-modul PmodUSBUSART.

Kodeutsnittene under er fra `main.c`. Her ser en koden for å utføre testen for ADC-målingene, samt for å få lest av målingene i et grafisk brukergrensesnitt. Kodeutsnittene er ikke en del av den ferdigstilte koden for ROVEN, men en kode som ble laget for å verifisere spenningene i strøm- og filterkretsen til strømsikringene, samt inn på ADC-en i mikrokontrolleren. For å få realisert strømmålingene må en først sjekke om ADC-modulene er klar for å motta målinger.

```

140 // Vent frem til ADRDY = 1 for både ADC1 og ADC2
141 while (!(ADC1->CR & 0x1)) {};
142 while (!(ADC2->CR & 0x1)) {};

```

Når ADC-modulene er klar vil det sendes en velkomstmelding ut på USART1, og det vil bli foretatt en lesing av den valgte ADC-modulen.

```

144 // Bruker USART for avlesning i GUI
145
146 USART_write_string(USART1, "USART1 READY", sizeof("USART1 READY"));
147 volatile uint32_t i = 0;
148 Read_ADC2(); // LES ADC2-VERDIER

```

Linje 148 leser av verdiene fra ADC-modulen til den valgte strømsikringen en måler på, denne må dermed endres ut fra hvilken strømsikring en måler på. Etter mikrokontrolleren har lest ut de digitale verdiene blir verdiene gjort om til en streng i en while-løkke som sendes ut på USART1. Det blir lagt inn en for-løkke i while-løkken for å realisere venting, slik at en får begrenset antall målinger som blir sendt over til USART1. Det vil ikke være behov for å ta målinger oftere, da en ikke har en kontinuerlig strømvlesing. Når målingene er sendt til USART1, og realiseringen av ventingen er ferdig blir det tatt en ny avlesing på den valgte ADC-modulen.

```

150 |   while (1)
151 |   {
152 |       /* USER CODE END WHILE */
153 |
154 |       USART_write_string(USART1, u162s(ch6), 6);           // 12A_ADC2ch6, 7A_ADC1ch2, 16A_ADC1ch14
155 |       USART_write_string(USART1, "\r\n", sizeof("\r\n"));
156 |
157 |       for (i=0; i < 8000000; i++);
158 |       Read_ADC2();           // LES ADC2-VERDIER
159 |
160 |       /* USER CODE BEGIN 3 */
161 |   }

```

I linje 154 og linje 158 må en endre ADC-kanal ut fra hvilken strømsikringen en ønsker å utføre målinger på. I metodene *Read_ADC1* og *Read_ADC2* som er lagt ved i kodeutsnittet under foretar en målinger fra de respektive ADC-kanalene, og lagrer måleverdiene i hver sine globale variabler.

```

166 | void Read_ADC1()           // Les ADC1-verdier
167 | {
168 | ADC1->CR |= 0x4;           // Start konvertering på ADC1
169 | while (!(ADC1->ISR & 0x4)); // Vent til EOC = 1
170 | ch2 = ADC1->DR;
171 | while (!(ADC1->ISR & 0x4)); // Vent til EOC = 1
172 | ch7 = ADC1->DR;
173 | while (!(ADC1->ISR & 0x4)); // Vent til EOC = 1
174 | ch8 = ADC1->DR;
175 | while (!(ADC1->ISR & 0x4)); // Vent til EOC = 1
176 | ch11 = ADC1->DR;
177 | while (!(ADC1->ISR & 0x4)); // Vent til EOC = 1
178 | ch14 = ADC1->DR;
179 | while (!(ADC1->ISR & 0x4)); // Vent til EOC = 1
180 | ch15 = ADC1->DR;
181 | while (!(ADC1->ISR & 0x4)); // Vent til EOC = 1
182 | ch17 = ADC1->DR;
183 | while (!(ADC1->ISR & 0x4)); // Vent til EOC = 1
184 | ch19 = ADC1->DR;
185 | }
186 |
187 | void Read_ADC2()           // Les ADC2-verdier
188 | {
189 | ADC2->CR |= 0x4;           // // Start konvertering på ADC2
190 | while (!(ADC2->ISR & 0x4)); // Vent til EOC = 1
191 | ch0 = ADC2->DR;
192 | while (!(ADC2->ISR & 0x4)); // Vent til EOC = 1
193 | ch1 = ADC2->DR;
194 | while (!(ADC2->ISR & 0x4)); // Vent til EOC = 1
195 | ch3 = ADC2->DR;
196 | while (!(ADC2->ISR & 0x4)); // Vent til EOC = 1
197 | ch4 = ADC2->DR;
198 | while (!(ADC2->ISR & 0x4)); // Vent til EOC = 1
199 | ch6 = ADC2->DR;
200 | while (!(ADC2->ISR & 0x4)); // Vent til EOC = 1
201 | ch10 = ADC2->DR;

```

En vil få strømmålingene gitt i digitalverdi ut fra ADC-en. De digitale verdiene blir brukt til å beregne den målte laststrømmen på strømsikringene. Laststrømmen ut av strømsikringene i ligning 5.12, og spenningen ved ADC-inngangen i ligning 5.5, ble utledet i delkapittel 5.2 og vil utvides for å beregne laststrømmen med hensyn på den digitale verdien ut fra ADC-en. Disse er lagt ved i ligning 10.2 og ligning 10.3 under.

Laststrømmen gjennom strømsikringen er gitt av ligning 10.2.

$$I_{Last} = \frac{V_{ifb}}{R_p} \cdot \text{Strømforhold} \quad (10.2)$$

Ved hjelp av spenningsdeleren i strømkretsen til strømsikringene kan en finne ligningen for spenningen ved Ifb-pinnen, denne er gitt av ligning 10.3.

$$V_{ifb} = \frac{R_2 + R_1}{R_2} \cdot V_{ADC} \quad (10.3)$$

Ved å sette V_{ifb} fra ligning 10.3 inn i ligning 10.2 får en uttrykket for laststrømmen gjennom strømsikringene gitt i ligning 10.4.

$$I_{Last} = V_{ADC} \cdot \frac{(R_2 + R_1) \cdot \text{Strømforhold}}{R_p \cdot R_2} \quad (10.4)$$

I delkapittel 5.6 ble det valgt å ta i bruk en 12-bits oppløsning på ADC-en. Den målte spenningsverdien inn på ADC-en blir dermed gitt av ligning 10.5.

$$V_{ADC} = \frac{V_{ref}}{2^n} \cdot \text{Digitalverdi} = \frac{3.3 \text{ V}}{2^{12}} \cdot \text{Digitalverdi} \quad (10.5)$$

Ved å sette V_{ADC} fra ligning 10.5 inn i ligning 10.4, får en uttrykket for laststrømmen gjennom strømsikringen ut fra digitalverdien gitt i ligning 10.6.

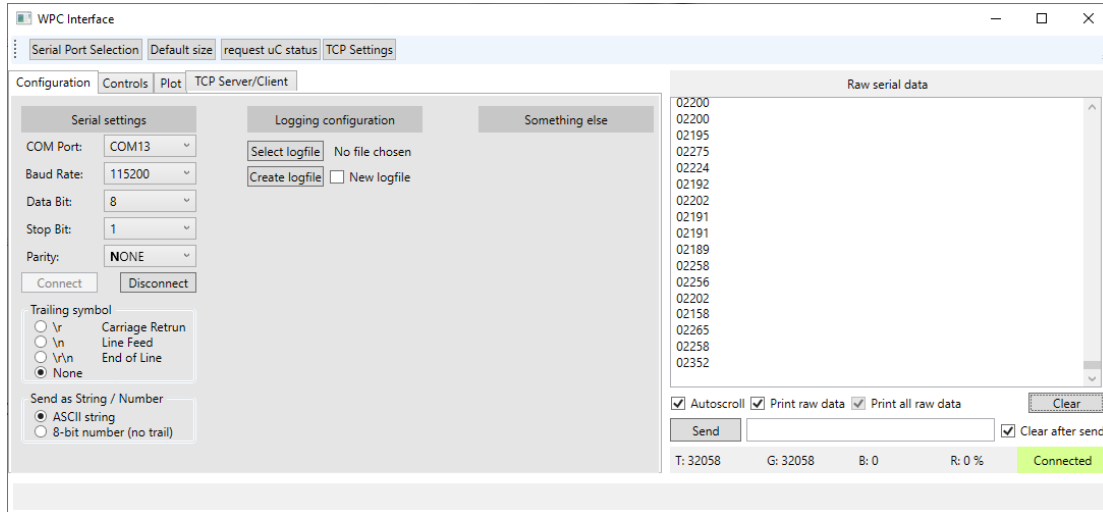
$$I_{Last} = \frac{(R_2 + R_1) \cdot \text{strømforhold}}{R_p \cdot R_2} \cdot \frac{3.3 \text{ V}}{2^{12}} \cdot \text{Digitalverdi} \quad (10.6)$$

Motstandsverdiene for de ulike strømsikringsverdiene i beregningene ovenfor ble bestemt i delkapittel 5.2. Disse blir listet opp i tabell 10.9.

Tabell 10.9: Strømforholdet og motstandsverdiene for de ulike sikringsverdiene på strømsikringene.

Strømsikring	Sikringsverdi	R_1	R_2	R_p	Strømforhold
AUIR3315(S)	7.5 A	10 k Ω	15.8 k Ω	1744 Ω	2800
AUIR3313(S)	12 A	10 k Ω	15.8 k Ω	3403 Ω	8800
AUIR3313(S)	16 A	10 k Ω	15.8 k Ω	2558 Ω	8800

For å verifisere digitalverdien fra ADC-en ble det tatt i bruk et grafisk brukergrensesnitt, som er vist i figur 10.17. Verdiene gitt i tekstboksen i høyre halvdel av det grafiske brukergrensesnittet er digitalverdiene en får ut av ADC-en.



Figur 10.17: Det grafiske brukergrensesnitt for å lese av digitalverdien ut av ADC-en, dette er hentet fra [79].

Det grafiske brukergrensesnittet gir ut en digitalverdi, en tar dermed i bruk ligning 10.6 ovenfor for å beregne laststrømmen med hensyn på digitalverdien fra ADC-en. Ved hjelp av det grafiske brukergrensesnittet vist i figur 10.17 ble målingene fra ADC-en på mikrokontrolleren verifisert opp mot laststrømmen I_{Last} . Det ble valgt å verifisere spenningen i strøm- og filterkretsen ved å ta målinger på V_{ifb} , V_{filter} og V_{ADC} , samt å verifisere laststrømmen avlest på overflatesystemet ved hjelp av det grafiske brukergrensesnittet forklart ovenfor. Det er tatt med et utvalg av strømsikringer; mikro-ROV-en sin strømsikring, motoren til kabeltrommelen til mikro-ROV-en, og en av fremdriftsmotorene for vertikal navigering. Dette blir vist i tabell 10.10.

Tabell 10.10: Verifisering av laststrøm avlest ved overflatesystemet.

Sikring	I_{Last}	V_{ifb}	V_{filter}	V_{ADC}	Digitalverdi	Konvertert verdi	Avvik
uROV	1 A	0.62 V	0.38 V	0.38 V	564	1.19 A	0.19 A
uROV	2 A	1.22 V	0.75 V	0.75 V	976	2.06 A	0.06 A
uROV	3 A	1.82 V	1.12 V	1.12 V	1448	3.06 A	0.06 A
uROV	4 A	2.40 V	1.47 V	1.47 V	1898	4.01 A	0.01 A
uROV	5 A	3.01 V	1.85 V	1.85 V	2345	4.95 V	0.05 A
uROV	6 A	3.61 V	2.21 V	2.21 V	2846	6.01 V	0.01 A
uROV	7 A	4.21 V	2.57 V	2.57 V	3336	7.05 V	0.05 A

Tabell 10.11: Verifisering av laststrøm avlest ved overflatesystemet.

Sikring	I_{Last}	V_{ifb}	V_{filter}	V_{ADC}	Digitalverdi	Konvertert verdi	Avvik
MT	1 A	0.41 V	0.25 V	0.25 V	383	1.30 A	0.30 A
MT	2 A	0.79 V	0.49 V	0.49 V	660	2.24 A	0.24 A
MT	3 A	1.16 V	0.71 V	0.71 V	954	3.25 A	0.25 A
MT	4 A	1.55 V	0.95 V	0.95 V	1218	4.14 A	0.14 A
MT	5 A	1.92 V	1.18 V	1.18 V	1500	5.10 A	0.10 A
MT	6 A	2.21 V	1.39 V	1.39 V	1745	5.94 A	0.06 A
MT	7 A	2.69 V	1.61 V	1.61 V	2047	6.96 A	0.04 A
MT	8 A	3.01 V	1.85 V	1.85 V	2356	8.01 A	0.01 A
MT	9 A	3.43 V	2.11 V	2.11 V	2624	8.93 A	0.07 A
MT	10 A	3.75 V	2.30 V	2.30 V	2886	9.82 A	0.18 A
MT	11 A	4.13 V	2.55 V	2.55 V	3179	10.82 A	0.18 A
MT	12 A	4.48 V	2.74 V	2.74 V	3426	11.66 A	0.34 A
TV2	1 A	0.30 V	0.19 V	0.19 V	298	1.35 A	0.35 A
TV2	2 A	0.58 V	0.36 V	0.36 V	503	2.28 A	0.28 A
TV2	3 A	0.86 V	0.53 V	0.53 V	704	3.19 A	0.19 A
TV2	4 A	1.14 V	0.70 V	0.70 V	924	4.18 A	0.18 A
TV2	5 A	1.43 V	0.87 V	0.87 V	1148	5.19 A	0.19 A
TV2	6 A	1.71 V	1.05 V	1.05 V	1351	6.11 A	0.11 A
TV2	7 A	1.99 V	1.22 V	1.22 V	1559	7.05 A	0.05 A
TV2	8 A	2.26 V	1.39 V	1.39 V	1760	7.96 A	0.04 A
TV2	9 A	2.53 V	1.55 V	1.55 V	1975	8.94 A	0.06 A
TV2	10 A	2.84 V	1.74 V	1.74 V	2208	9.99 A	0.01 A
TV2	11 A	3.10 V	1.90 V	1.90 V	2386	10.80 A	0.20 A
TV2	12 A	3.37 V	2.07 V	2.07 V	2621	11.86 A	0.14 A
TV2	13 A	3.63 V	2.23 V	2.23 V	2812	12.72 A	0.28 A
TV2	14 A	3.92 V	2.40 V	2.40 V	3019	13.66 A	0.34 A
TV2	15 A	4.19 V	2.57 V	2.57 V	3228	14.61 A	0.39 A
TV2	16 A	4.49 V	2.75 V	2.75 V	3433	15.53 A	0.47 A

Strømsikringene bryter ved en spenning på 4.7 V inn på Ifb-pinnen, en vil derfor ikke få verifisert disse verdiene. For å finne hvilken digitalverdi en vil ha når strømsikringene bryter må en først snu om på ligning 10.5 og ligning 10.3. Dette blir vist i ligning 10.7 og 10.8.

$$V_{ADC} = \frac{3.3 \text{ V}}{2^{12}} \cdot Digitalverdi \rightarrow Digitalverdi = \frac{V_{ADC}}{805.66 \mu\text{V}} \quad (10.7)$$

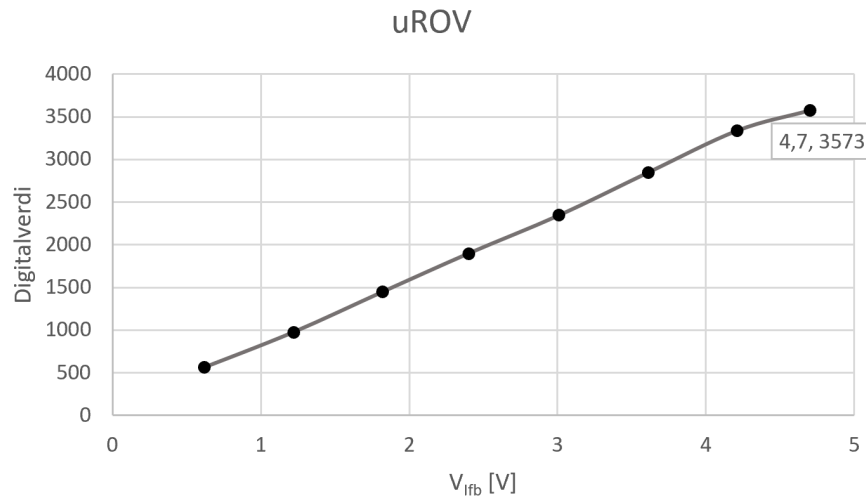
$$V_{ifb} = \frac{R_2 + R_1}{R_2} \cdot V_{ADC} \rightarrow V_{ADC} = \frac{V_{ifb}}{1.6329} = \frac{4.7 \text{ V}}{1.6329} = 2.8783 \text{ V} \quad (10.8)$$

En må deretter sette inn verdien for V_{ADC} fra ligning 10.8 inn i formelen for digitalverdien i ligning 10.7. Digitalverdien ved en spenning på 4.7 V inn på Ifb-pinnen blir gitt av ligning 10.9.

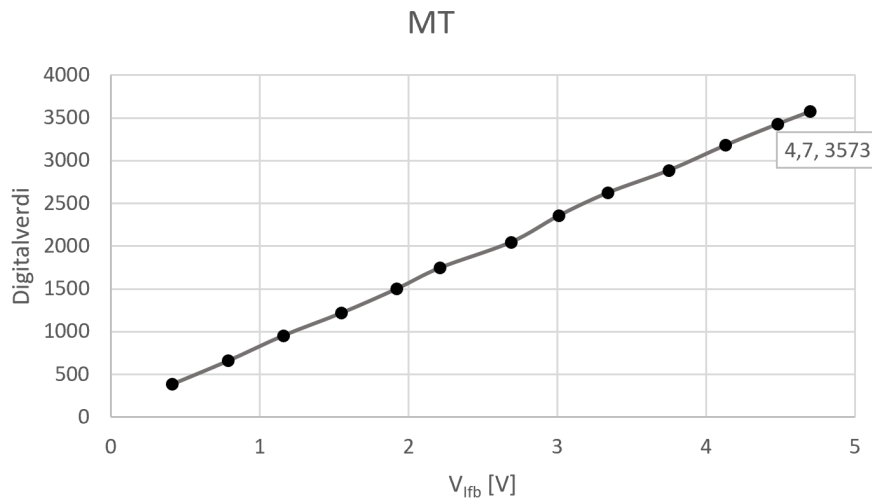
$$\text{Digitalverdi} = \frac{2.8783 \text{ V}}{805.66 \text{ } \mu\text{V}} = 3573 \quad (10.9)$$

En får dermed en digitalverdi på 3573 ved å sette inn $V_{ifb} = 4.7 \text{ V}$. Alle sikringene har de samme motstandsverdiene for R_1 og R_2 som vist i tabell 10.9, digitalverdien vil derfor være den samme for alle sikringsverdiene.

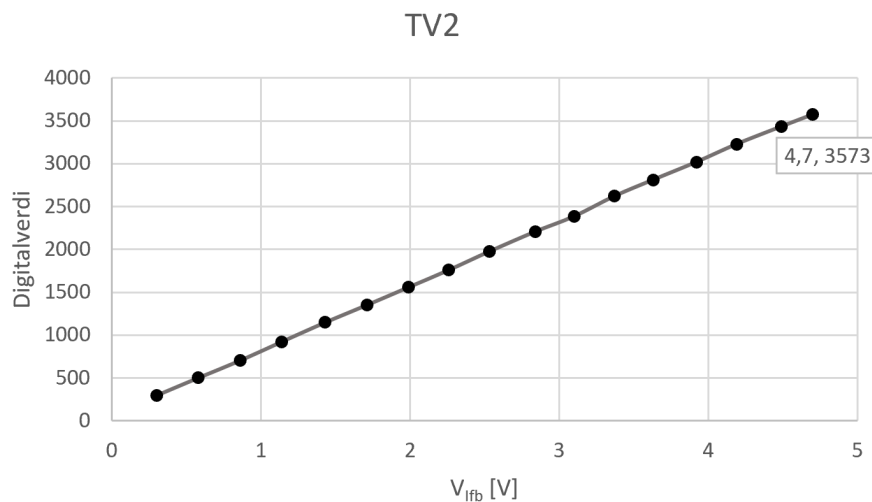
Det ble valgt å plote måleverdiene en fikk under testingen for å se om det var noen avvik i målingene. En fikk ikke tatt målinger ved en spenningsverdi på 4.7 V ut på Ifb-pinnen, det ble derfor— valgt å sette inn et beregnet punkt ved brytespenningen. Ved å ta med den forventede verdien strømsikringene skal bryte på, vil en ved å utføre en grafisk avlesning se om strømsikringene bryter ved riktig laststrøm. Den grafiske oversikten over strømmålingene er vist i figurene 10.18, 10.19 og 10.20.



Figur 10.18: Graf over spenningen V_{ifb} mot digitalverdien ut av ADC-en for mikro-ROV-en.



Figur 10.19: Graf over spenningen V_{ifb} mot digitalverdien ut av ADC-en for motoren til kabeltrommelen til mikro-ROV-en.



Figur 10.20: Graf over spenningen V_{ifb} mot digitalverdien ut av ADC-en for motor for vertikal navigering.

Ut fra målingene i tabell 10.10 får en grafene gitt av figurene 10.18, 10.19, og 10.20. En ser i grafene at at det er en lineær sammenheng mellom V_{ifb} og den digitale verdien i resultatene. Under testen ble det brukt et multimeter på målingene mellom 1 A og 10 A, mens det ved strømverdier på over 10 A ble brukt et analogt amperemeter.

10.3.1 Konklusjon

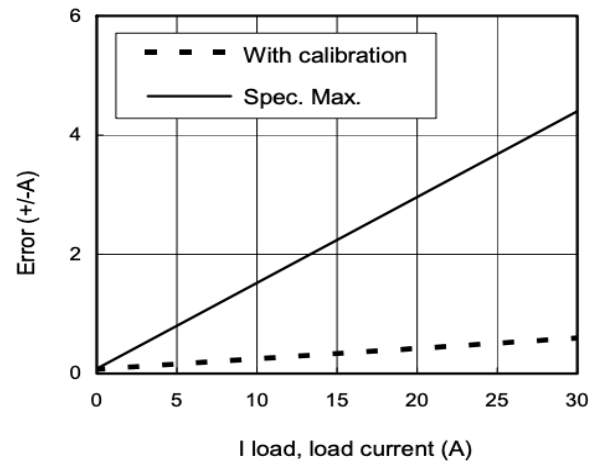
Det ble laget en programkode spesifikt for å teste ADC-målingene til strømsikringene. På grunn av tidsbegrensning i prosjektet ble det valgt å lage testkode som bare tok for seg måling av én strømsikring av gangen. Ved ferdigstilling av ROV-en vil det bli laget en mer fullstendig kode som utfører målinger på alle strømsikringene kontinuerlig.

Ut fra ADC-målingene ser en at det er et økende avvik i laststrømmen og den avleste verdien for laststrømmen fra ADC-en. Avviket i målingene kan oppstå på grunn av flere feilkilder i ulike deler av testoppsettet og systemet. De mest sannsynlige feilkildene er listet opp under.

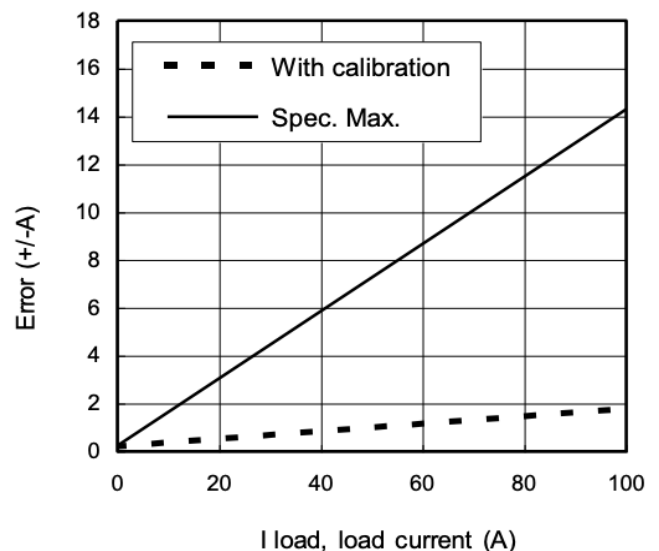
Feilkilder:

- Målefeil i testutstyr og -oppsett.
- Analogt amperemeter NORMA, da det ikke er krav til kalibrering.
- Referansespenningen inn på ADC-en er mindre enn referansespenningen på 3.3 V.
- Variasjon i digitalverdien ut fra avlesning på det grafiske brukergrensesnittet.
- Strømsikringene.

Ut fra databladene [77] og [76] til strømsikringene har en at en økning av laststrømmen på Out-pinnen vil kunne føre til at feilen i målingen blir større. Ut fra tabell 10.10 ser en at avviket øker ved ytterpunktene til de valgte testintervallene for strømsikringene. En ser ut fra figurene 10.21 og 10.22 at ved kalibrering av strømsikringen vil en få en lavere feilmargin i målingene av laststrømmen. Det vil bli gjort kalibrering av både strømsikringene og ADC-en, derfor vil ikke avviket som oppstår her være kritisk under drift av den ferdigstilte ROV-en.



Figur 10.21: Feilmargin i forhold til laststrømmen for strømsikringen AUIR3315(S) [77].



Figur 10.22: Feilmargin i forhold til laststrømmen for strømsikringen AUIR3313(S) [76].

Ved å plote målepunktene for V_{ifb} mot den digitale verdien en får ut på det grafiske brukergrensesnittet kan en se at at det er en omtrentlig lineær sammenheng mellom digitalverdi og spenningen V_{ifb} . Dette betyr at det er en lineær sammenheng mellom den digitale verdien og spenningen fra Ifb-pinnen til strømsikringene. Det er litt variasjoner i målingene, på grunn av de mulige feilkildene som nevnt tidligere. Ved en grafisk avlesning kan det se ut til av strømsikringen på 12 A til *MT* og strømsikringen på 16 A til *TV2* vil bryte på forventet spenningsverdi V_{ifb} på 4.7 V. Strømsikringen til mikro-ROV-en *uROV* ser ut til å bryte noe senere enn ønsket. Det vil bli utført en etterjustering av potensiometerene når ROV-en er ferdigstilt, slik at en får testet brytestrømmen ved den faktiske lasten. Ut fra testing utført av motorgruppen [62] fant en ut at fremdriftsmotorene av typen Thruster P1000 [97] som ble tatt i bruk for navigering i vertikal og horisontal retning kunne kjøre maksimalt på 14 A ved en forsyningsspenning på 12 V. Dette fører til at en må justere potensiometerene slik at strømsikringene for fremdriftsmotorene bryter kretsen ved 14 A istedenfor 16 A.

Ut fra databladet til mikrokontrolleren tåler ADC-inngangene en maksimal spenning på 3.6 V, og en ser ut fra målingene gjort i testen at spenningsverdien inn på ADC-en ikke er for høye.

10.4 Test av viftestyring

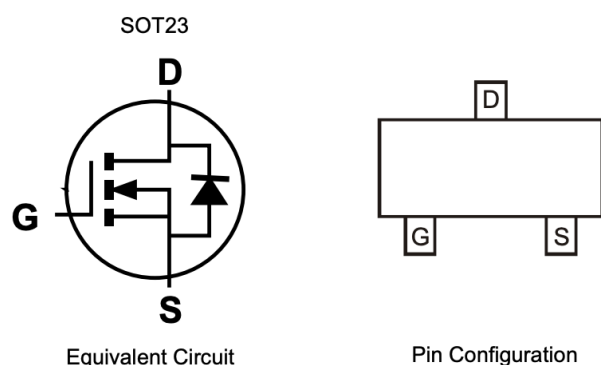
Det ble utført en test for å verifisere spenningsverdien på styretransistorene til viftene og på pinnerekken til utviklingskortet på kraftfordelingskortet, samt for å teste funksjonen til PWM-hastighetskontroll på viftene som er plassert på 800 W-regulatorene, og i elektronikkhuset. Det ble i delkapittel 7.3 valgt å styre viftene ved hjelp av en enkel transistor DMG3402L-7.

Utstyret som vil bli benyttet under de overnevnte testene er listet opp i utstyreslisten under.

Utstyrsliste:

- **Kraftforsyning:** QPX1200SP 1200 Watt DC Power Supply, 60 V, 50 A
Innstillinger satt til:
 - Spenningsverdi: 48 V
 - Strømbegrensning: 2 A
- **Multimeter:** 2x Fluke 179 True RMS multimeter
- **Oscilloskop:** KEYSIGHT InfiniiVision MSO-X 3012T
- **Utviklingskort:** NUCLEO-H7A3ZI-Q

Det ble valgt å utføre verifiseringen av spenningen, samt å teste PWM-hastighetskontroll på viftene ved å ta i bruk signalgeneratoren i oscilloskopet. En hadde derfor ikke behov for å koble til utviklingskortet under testingen. Under verifiseringen av spenningen på de valgte pinnene på pinnerekken på kraftfordelingskortet ble det oppdaget at en hadde alt for høy spenning inn på pinne 62 *FAN_ELO* på pinnerekke *U20*. En hadde ikke satt på en utgangsspenning fra signalgeneratoren, det var derfor ikke forventet å få noen spenning inn på pinne 62. En målte dermed spenningen på pinnene *FAN_ELN* og *FAN_REG* for å se om de hadde korrekt spenning eller ikke, og en så at det var like høy spenning ut av disse pinnene. Det ble derfor valgt å starte med feilsøking på styrekretsen til viftene for å finne ut hva som var galt. Under feilsøkingen fant en ut at transistoren var koblet feil i fotavtrykket. I figur 10.23 ser en pinnekonfigurasjon til transistoren som den skulle være ut fra databladet [43].

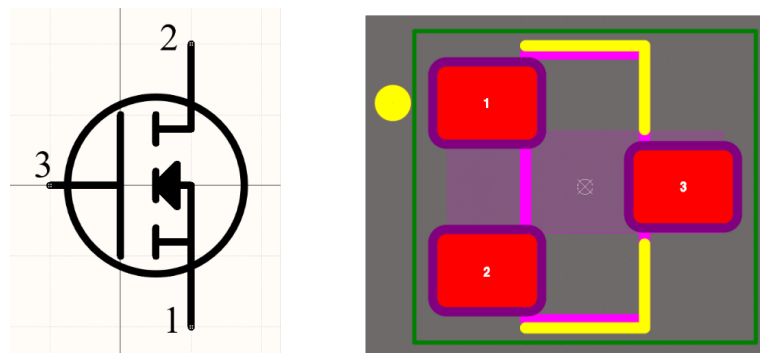


Figur 10.23: Pinnekonfigurasjon til transistoren DMG3402L fra databladet [43].

Under utviklingen av skjemategninger og fotavtrykk for transistoren ble pinnekonfigurasjon til transistoren satt feil. Ut fra figur 10.24 ser en at pinneoppsettet til transistoren er rotert ett hakk mot høyre, slik at alle pinnene er byttet om i fotavtrykket i forhold til konfigurasjonen fra databladet som vist i figur 10.23.

Feilkobling av transistor:

- «Gate»-pinnen er satt der «Drain»-pinnen skulle stå.
- «Drain»-pinnen er satt der «Source»-pinnen skulle stå.
- «Source»-pinnen er satt der «Gate»-pinnen skulle stå.



Figur 10.24: Fotavtrykk og skjematisk tegning av den enkle transistoren ut fra skjemategninger i vedlegg A.1.

En fikk ikke testet og verifisert PWM-hastighetskontrollen til viftene, da det ble oppdaget feil med orienteringen på transistorene Q29, Q30 og Q31, som vist i skjemategningene i vedlegg A.1.

10.4.1 Konklusjon

Det ble valgt å verifisere spenningen på de valgte pinnene på pinnerekken på kraftfordelingskortet ved å ta i bruk en signalgenerator. Utviklingskortet var dermed ikke tilkoblet under testingen, og en klarte å avverge en kortslutning i utviklingskortet på grunn av høy spenning inn på en utgangspinne. Etter feilsøking av styrekretsen til viftene ble det verifisert at feilen lå i fotavtrykket til styretransistoren for viftene. En har valgt å løse dette ved å lodde av transistoren, og koble viftene direkte til 12 V-forsyningen. Dette vil si at hastigheten på viftene ikke vil kunne reguleres, slik at viftene vil gå på 100% hele tiden.

Kapittel 11

Diskusjon og konklusjon

Dette kapittelet tar for seg diskusjon og konklusjon av bacheloroppgaven kraftoverføring og -fordeling i sin helhet. En vil også se på en beskrivelse av det arbeidet som gjenstår før ferdigstilling av kraftfordelingskortet, navlestrengen og ROV-en, samt utfordringer og forslag til forbedringer av det arbeidet som er utført.

11.1 Diskusjon

Gjennom vårt arbeid med kraftoverføring- og kraftfordelingssystemet til ROV-en har vi hatt en bratt læringskurve, noe som har gitt oss et stort læringsutbytte. Dette er første gang vi har utviklet og designet en komplett løsning som inkluderer utvikling av et kretskort, innhente behov fra andre studentgrupper, og innlemme dette i vår løsning. Vi har hatt god samhandling med de andre gruppene i UiS Subsea-prosjektet, men det har i perioder vært mye å sette seg inn i på kort tid. Vi har bygget vår løsning på den teorien vi har lært gjennom studieløpet. I tillegg har vi på enkelte områder måtte fordype oss, og sette oss inn i mye ny teori. Oppgaven vår var veldig avhengig av informasjon og innspill angående behov fra de andre gruppene i UiS Subsea-prosjektet, siden vi måtte designe kretskortet vårt ut fra de ulike behovene og spesifikasjonene som ble besluttet felles i prosjektet.

Ved å være med i et studentprosjekt som dette er en veldig avhengig av de andre gruppene for å utvikle et ferdigstilt produkt som oppfyller alle krav og behov. De ulike delene av prosjektet er avhengig av hverandre, og det er derfor viktig med god kommunikasjon og et godt samarbeid. I en produktutviklingsprosess er det mange muligheter for å innhente informasjon, utvikle forskjellige funksjoner, forbedringer av kretser og design av løsning, og den den overordnede oppgaven. Det er flere faktorer som påvirker både design og løsning av oppgaven, der i blant samhandling, tekniske løsninger, og tiden man har for en bacheloroppgave. Det er også satt krav fra Marine Advanced Technology Education Center (MATE) som begrenser konstruksjonen. Vi har utviklet denne oppgaven på bakgrunn av kravene fra MATE slik at ROV-en får tilført kraft som forklart i MATE-konkurransemanual [16].

Det er utarbeidet en felles framdriftsplan for prosjektet som de respektive gruppene skal levere i henhold til. Vi erfarte tidlig i prosjektet at tidsforbruket som var planlagt for de ulike delene av vårt prosjekt tok lenger tid enn først antatt. I og med at en står for hele utviklingsprosessen selv må en også ta i betrakning at det vil

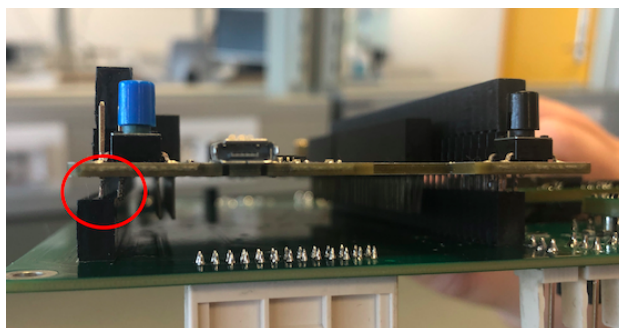
gå en del tid til blant annet delebestillinger, henting av deler, møter med grossister og leverandører, assistering for andre grupper, bestilling og leveranse av kretskort.

Valg av komponenter til oppgaven er tatt for å oppfylle de kravene som ble satt i planleggingsfasen til oppgaven. Vi hadde en del utfordringer med at deler som var valgt i startfasen av prosjektet ikke var tilgjengelig når vi skulle sende komponentlisten til Elprint. De var veldig behjelpelige med å få tak i deler, selv de som ikke var tilgjengelig på markedet. Vi ser også i ettertid at noen av beslutningene som ble tatt i planleggingsfasen var impulsive og forhastet.

Ut fra tester av fremdriftsmotorene som ble utført av motorgruppen [62] ble det konkludert med at fremdriftsmotorene vil ha et maksimalt strømtrekk på 14 A ved en forsyningsspenning på 12 V. Det ble tidligere i prosjektet bestemt at de skulle ha muligheten til å kunne ha et maksimalt strømtrekk på 16 A ved en forsyningsspenning på 12 V. Dette er noe som påvirker beregningene om transientstrøm, kondensatoroppsett og beregningene av kraftkabler. Det vil derimot ikke bli kritisk for driften til ROV-en, siden vi her har overdimensjonert systemet. Det ble valgt å bruke justerbare motstander i strømkretsen til strømsikringene, slik at vi vil kunne justere brytestrømmen til strømsikringene som tilhører fremdriftsmotorene.

Da vi fikk tilbake kortet fra produksjon var det en del ting som ikke stemte, og komponenter som måtte loddes om på kraftfordelingskortet. Det gikk dermed mye tid til feilsøking og lodding av komponenter før vi fikk satt i gang med testingen av kraftfordelingskortet. Dette blir belyst i listen under:

- Lodde på ene siden av pinnerekkene *J9* til Ethernet-modulen.
- Lodde på pinnerekkene *U20* og *U21* til utviklingskortet. Det ble oppdaget etter loddingen at målene mellom de to pinnerekkene var feil i forholdt til valgt utviklingskort. Dette er vist i figur 11.1.



Figur 11.1: Illustrasjon av pinnerekkene, den røde sirkelen i bildet viser at den ene pinnerekken på kraftfordelingskortet er forskjøvet 2 mm.

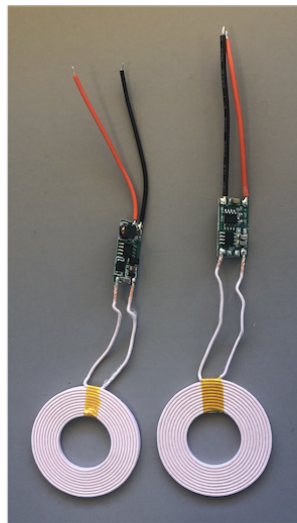
- Når vi hadde loddet på alle komponentene på kraftfordelingskortet som ikke var ferdigloddet fra produsenten i Kina, skulle kortet testes. Når vi forsynte kraftfordelingskortet med 48 V og en satt strømbegrensning så vi at kortet trakk mer strøm enn forventet ut fra beregningene våre. Det ble derfor tatt en visuell inspeksjon av kortet, der vi så at bulk-kondensatorene var loddet i forskjellige retninger. Det ble dermed verifisert ved hjelp av multimeter om polariseringen på de polariserte kondensatorene var plassert i riktig retning. Det ble da konkludert med at kondensatorene *C1*, *C3*, *C4*, *C9* og *C10* var loddet på feil vei, disse ble dermed loddet om.

- Ut fra testen utført i delkapittel 10.4 blir feilsøkingprosessen av styretransistorene til viftene beskrevet.

Ut fra testingen kan vi konkludere med at det er tilstrekkelige sikringsverdier på kraftfordelingskortet, og at kortet forsyner stabile spenninger til de ulike systemene i ROV-en. En fordel med at vi fikk testet en del av kretsene på kraftfordelingskortet var at vi fikk se at den teoretiske kunnskapen som vi har tilegnet oss under planleggingen av prosjektet, og de tidligere kapitlene ble verifisert i den praktiske gjennomføringen av testene.

Det var planlagt at oppgaven skulle inneholde en fullstendig termisk analyse av temperaturen inni elektronikkhuset. Den termiske analysen ble noe forenklet siden ROV-en enda ikke er et ferdigstilt produkt, og at oppgaven var mer tidskrevende enn først forventet. En ser i ettertid at det ikke vil være behov for en fullstendig termisk analyse da vi har tatt hensyn til de mest kritiske delene i ROV-en i analysene som er blitt utført. Oppgaven vår skulle også ta for seg to ulike kraftmoduser, der en skulle designe kraftfordelingskortet slik at ROV-en kunne bli forsynt med 48 V og 30 A i MATE-konkurransen, og en høyere forsyningsspenning og strømbelastning ved kjøring av ROV-en ved andre anledninger enn MATE-konkurransen. I en tidlig fase av prosjektet ble det derimot besluttet at vi ikke ville prioritere dette.

En av oppgavene, Søppelbøtte til sjøs - “Rydde opp havet, en havn om gangen”, i MATE er induktiv kraftoverføring, der en skal overføre kraft induktivt til en ekstern enhet. Oppgaven er forklart i delkapittel 1.4.1. Dette var en del av vår bacheloroppgave, men på grunn av tidsbegrensninger ble det valgt å prioritere bort denne delen. Det ble bestilt en induktiv lader fra TinySine, som er vist i figur 11.2, ut fra byggeinstruksene fra MATE [54] for å få testet dette. Ut fra testresultatene skulle vi ha utviklet og produsert et eget kretskort for induktiv ladning siden MATE oppfordrer til at hver deltager i konkurransen gjør dette.



Figur 11.2: Induktiv lader fra TinySine [98].

11.1.1 utfordringer

En av de største utfordringene med å skrive oppgave for studentprosjektet UiS Subsea er at en har et stort tidspress under hele oppgaveperioden. Vi har også vært midt i en pandemi så vi har fått kjenne på andre utfordringer som leveransetid, mye digital kommunikasjon, og andre faktorer som har spilt inn på arbeidet med oppgaven. Det var også første gang gruppen utviklet et kretskort så det gikk ekstra tid og ressurser for å innhente nok kunnskap og informasjon, samt sette seg inn i programvaren for kretskortdesign Altium Designer.

For å realisere og konstruere kraftfordelingskortet var en avhengig av samarbeid og kommunikasjon med alle de andre gruppene i UiS Subsea. Dette førte til at designet ble tilpasset de andre gruppenes krav, behov og spesifikasjoner, noe som gjorde at en ikke fikk dobbeltsjekket alle deler og komponenter som er tatt i bruk på kraftfordelingskortet. Det har i løpet av prosjektperioden kommet flere endringer som har hatt påvirkninger på flere av gruppenes arbeid og løsninger. Mye av dette ble fanget opp og diskutert på de planlagte framdriftsmøtene hver fredag, men på grunn av at prosjektet består av flere forskjellige mennesketyper har samarbeid og kommunikasjon vært utfordrende til tider. Et annet aspekt rundt utviklingsprosessen er at en hadde et fastsatt budsjett for utviklingen av kraftfordelingskortet. Hvis vi ikke hadde fått sponset hele kretskortet med komponenter og kraftkablene hadde vi ikke greid å holde oss innenfor budsjettetrammen.

Det var mange grupper involvert i valget av mikrokontroller siden dette var noe som påvirket flere av gruppene i prosjektet. Det var ikke helt klarlagt i begynnelsen av prosjektet hvem som skulle ha ansvar for hvilken del av programmeringen, derfor ble dette en utfordring. Vår gruppe hadde ansvar for å sette opp pinneoppsettet, lage programstruktur, og å legge grunnlaget for programkoden. Det ble derfor flere ulike koder som etter innleveringsfrist må settes sammen.

En annen utfordring i prosjektet er at det har vært noe forsinkelser med levering på kretskortene fra leverandøren i Kina. Dette har påvirket framdriftsplanen til gruppen og hele prosjektet da kortene var et par måneder forsinket, og ikke ble levert før en uke før den opprinnelige innleveringsfristen av bacheloroppgaven.

11.1.2 Videre arbeid

Kraftfordelingskortet som er realisert og konstruert i denne oppgaven ble levert ganske tett opp mot den opprinnelige innleveringsfristen av bacheloroppgaven. Gruppen hadde fra før av fått utsettelse på grunn av uforutsette omstendigheter. Vi fikk derfor litt tid til testing og ferdigstilling av kraftfordelingskortet, men før innlevering av oppgaven manglet vi fortsatt fiberkonnektoren til navlestrengen og noen av de valgte delene til kraftfordelingskortet. Vi fikk dermed ikke gjort alle de tiltenkte testene eller alt arbeidet som var planlagt. Det arbeidet som gjenstår for kraftoverføring- og kraftfordelingssystemet er listet opp under:

- **Teste kraftfordelingskortet:**

- Teste inngangs- og utgangskondensatorene.
- Teste og verifisere kortet ved bruk av spenningsforsyning via den ferdigstilte navlestrengen.
- Teste kraftfordelingskortet sammen med de resterende systemene i ROV-en.

- **Ferdigstilling av navlestreng:**

- Teste og verifisere oppdriftsberegningene gjort av navlestrengen
- Terminering av konnektorer.

- **Programmering:**

- Sette sammen alle programkodene fra de ulike gruppene i prosjektet inn i en samlet kode.
- Sette opp en programkode for strømbegrensning til strømsikringene, sammen med reguleringsgruppen.

- **Sjekke den operasjonelle temperaturen i elektronikkhuset:**

- Måling av temperaturen inni elektronikkhuset ved hjelp av temperatursensoren på sensorkortet.

11.2 Forslag til forbedring av kraftoverføring- og kraftfordelingsoppgaven

Ved ferdigstilling av kraftfordelingskortet ser vi at det er en del vi ville ha endret på ved et nytt utkast av kortet. Da vi startet på oppgaven fikk vi høre av Kristian Thorsen at det er når man er ferdig med bacheloroppgaven man egentlig burde starte, og det vil vi si oss enig i. En del av de beslutningene som ble tatt i starten av prosjektet ville vi ha endret dersom vi skulle tatt nye valg nå. Forslag og forbedringer vi ville ha gjort ved en endring av kraftoverføring- og kraftfordelingssystemet vil bli listet opp under:

- **Kraftfordelingskort:** Dersom vi skulle ha laget et nytt kraftfordelingskort ville vi ha gjort flere endringer for å få forbedret kretskortdesignet.

- **Kondensatoroppsett:**

- * Teste større utgangskondensatorer i parallell med de som er valgt for å se om vi får fjernet mer av støyet ut av ned-regulatorene.
- * Ta en grundigere vurdering av kondensatorene til 3.3 V-regulatoren, da vi ikke hadde tid til å sette oss ordentlig inn i oppsettet til den da den ble byttet ganske sent i prosessen.
- * Se på muligheter til å endre bulk-kondensator C1.
- * Ta i bruk 100 nF til avkoblingskondensatorer, samt ikke ha avkoblingskondensator til LED-lysene da eventuelle spenningsspiker ikke vil ha noen særlig virkning på lyset.

- **Sikringer:**

- * Strømsikringene har fungert bra til formålet i år, men vi vil ikke anbefale å velge de igjen da de er på vei ut av markedet og vil være veldig vanskelig å få tak i.
- * Endre plasseringen av sikringsholderen til hovedsikringen. Da det var mye vanskeligere å få sikringen i sikringsholderen enn vi tenkte oss. Denne ville blitt plassert ved kanten av kortet slik at det vil bli lettere å presse sikringen inn i sikringsholderen.

– **Mikrokontroller:**

- * Få avklart behovene en har til mikrokontrolleren tidligere i prosjektet. Det ble valgt et utviklingskort ut fra behovene til mikrokontrolleren, utviklingskortet tok stor plass på kraftfordelingskortet. Dersom vi skulle ha valgt et nytt utviklingskort ville vi ha undersøkt markedet grundigere for å se på mulighetene til å velge et mer kompakt og fleksibelt utviklingskort.

– **Konnektorer:**

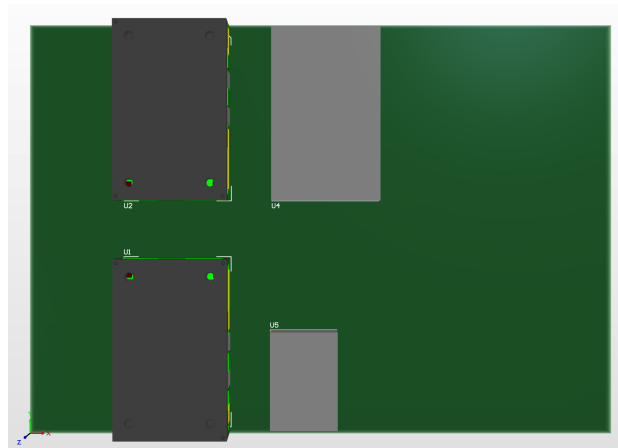
- * Velge en mindre inntakskonnetektor.
- * Endre plasseringen til konnektorene til fremdriftsmotorene, da disse ble plassert ganske nærme hverandre.
- * Snu om på pinnerekkene og endre avstanden på $U20$ og $U21$ slik at de passer utviklingskortet under montering.

– **Spennings- og jordplan:**

- * Vi ville ha endret til avlastningskobling istedenfor direktekobling på planene, da varmen under loding fordeles over hele planene med direktekobling.
- * Ta i bruk stjernekobling til jordkoblingskretsen, istedenfor en jordsløyfe.

– **Regulatorer:**

- * Vurdere en annen plassering på regulatorene. Det var først tenkt å ha regulatorene som vist i figur 11.3, men ved endring til andre utkast av kraftfordelingskortet ble de plassert langs samme kant. Dette førte til at strømmen til 5 V-regulatoren må gjennom alle de andre regulatorene.



Figur 11.3: Tiltent regulatoroppsett, med de mørke regulatorene på venstresiden $U1$ og $U2$ på topplaget og de lyse regulatorene på høyresiden $U4$ og $U5$ på bunnlaget.

- * Koble på NR¹-pinnen, og eventuelt flere kondensatorer på 3.3 V-regulatoren for å få filtrert et bredere spekter med støy.
- * Plassere en koblingsbro ved inngangen til hver av regulatorene, slik at en ved testing og feilsøking kan isolere regulatorene.

¹Eng. Noise Reduction

– **Testpunkt:**

- * Vurdere å bytte til gjennomhullstestpunkt dersom det hadde vært plass til det for å få bedre mekanisk feste på kraftfordelingskortet.

– **Fotavtrykk:**

- * Fotavtrykk som hentes ferdiglaget fra nett til å bruke på utlegget må dobbelsjekkes før kortet sendes til produksjon.

• **Navlestreng:**

- Velge en ferdigterminert fiberkabel, da det viste seg å være liten tilgjengelighet på markedet og lang leveringstid på fiberkonnektorer som var tenkt å ta i bruk.

• **Kjøling:**

- For å få bedre kjøling inne i elektronikkhuset ville det vært gunstig å montere en kjøleribbe i bakplaten på elektronikkhuset. Sensorgruppen hadde ansvar for dette, men det ble fra deres side valgt å prioritere bort på grunn av plassmangel.

• **Lysdriver:**

- Ha lysdriveren som en del av kraftfordelingsoppgaven, slik at vi hadde fått planlagt bedre hvordan den ville passe på kraftfordelingskortet. Ved at en annen gruppe fikk ansvaret for lysdriveren ble det en svikt i kommunikasjon som førte til at lysdriveren ikke blir styrt av noen styretransistor.

I et slikt stort prosjekt har man tidsbegrensninger, og det var derfor ikke mulig å kontrollsjekke alt arbeidet som ble bestemt av andre grupper på utlegget til kraftfordelingskortet. Enkelte av delene som skulle plasseres på kraftfordelingskortet var det andre grupper som hadde ansvar for, slik at vi måtte stole på at det ville stemme da vi ikke hadde tid eller mulighet til å sette oss inn i alt. Dette kan fort føre til svikt i kommunikasjon slik at noe ikke blir som en skulle ønsket, men slik vil det være i et stort prosjekt som dette.

11.3 Konklusjon

Hovedmålet med oppgaven var kraftoverføring og kraftfordeling, begrensning av strøm til motorer, måling av strømforbruk, og dimensjonering av navlestrengen. Vi mener at vi har greid å utvikle et kraftfordelingskort og en navlestreng som tilfører ROV-en en driftssikker og stabil spenning. Kraftfordelingskortet er konstruert og designet for å levere den nødvendige kraften til alle de ulike systemene og komponentene som de andre gruppene i prosjektet hadde behov for. Kraftfordelingskortet er overdimensjonert for å ha gode marginer under drift av ROV-en, og slik at man kan utvide ROV-en med flere elektriske komponenter og ekstra utstyr ved behov.

Årets ROV er ikke ferdigstilt, og det gjenstår enda å se om kraftfordelingskortet klare å holde stabile spenninger ved full last og ved store endringer i strømtrekket. Konnektoren til fiberkabelen har ikke kommet ved innlevering av bacheloroppgaven, så navlestrengen vil bli ferdigterminert etter innleveringsfristen. Vi fikk dermed ikke mulighet til å test det totale systemet, navlestrengen, eller om kondensatoroppsettet greier å holde inngangsspenningen til spenningsregulatorene stabil.

Oppgaven vår var relativt stor og krevende siden vi ikke hadde noe erfaring fra kretskortdesign fra før, noe som var en av faktorene som førte til at vi hadde tidspress under hele oppgaven. Vi har støtt på problemstillinger og utfordringer som har gitt oss muligheten til å se på alternative løsninger, og å vokse innenfor eget fagfelt. Prosjektet har gitt oss erfaringer rundt hvordan en driver prosjekt med produktutvikling og designarbeid, samt at det har vist oss hvordan man jobber i et tverrfaglig miljø med mange grupper da dette er et stort gruppeprosjekt. Ved å være med i UiS Subsea-prosjektet har vi fått erfaringer som vi vil dra nytte av videre i arbeidslivet.

Til tross for at det er en del vi ville ha endret på kraftfordelingskortet så er vi fornøyd med resultatet. Etter testing har vi sett at kraftfordelingskortet fungerer etter sin hensikt, og eventuelle endringer vil være forbedringer for å gjøre kraftoverføring- og kraftfordelingsystemet bedre. Vi er fornøyde med det fremlagte resultatet av oppgaven og ser fram mot en ferdigstilt ROV.

Bibliografi

- [1] ABB. QBVE067A0B Barracuda*; DC-DC Converter Power Modules. https://no.mouser.com/datasheet/2/167/QBVE067A0B_DS-1920346.pdf. Revidert: 9.november 2020. Besøkt: januar 2021.
- [2] HUBER+SUHNER AG. RADOX 125, Connecting leads. https://www.bartec.de/ProdCatalogue/Assets/Datasheets/Ing_0/Radox125Wire_E.pdf. Revidert: 11.mars 2019 / 2676, Besøkt: April 2021.
- [3] Altium. Altium hjemmeside. <https://www.altium.com/>. Besøkt: april 2021.
- [4] John Ardizzoni. A Practical Guide to High-Speed Printed-Circuit-Board Layout. <https://www.analog.com/en/analog-dialogue/articles/high-speed-printed-circuit-board-layout.html>. Skrevet: september 2005. Besøkt: april 2021.
- [5] Digi-Key Art Pini. Why and How to Use the Serial Peripheral Interface to Simplify Connections Between Multiple Devices. <https://www.digikey.no/no/articles/why-how-to-use-serial-peripheral-interface-simplify-connections-between-multiple-devices>. Revidert: 14.februar 2019. Besøkt: mai 2021.
- [6] Draka Norsk Kabel AS. AXAI-I/O-W LSHF-FR ES9 . https://www.foss-as.info/media/files/DB_AXAI_15N.pdf. Revidert: 15.mars 2018. Besøkt: mars 2021.
- [7] Arne Baggerud. Lodding. <https://snl.no/lodding>. Revidert: 10.august 2018. Besøkt: mai 2021.
- [8] Texas instruments Bang S. Lee. Understanding the Terms and Definitions of LDO Voltage Regulators. <https://www.ti.com/lit/an/slva079/slva079.pdf>. Revidert: oktober 1999, Besøkt: april 2021.
- [9] Bartec. BARTEC TECHNOR AS. <https://www.bartec.de/en/bartec-technor/>. Besøkt: februar 2021.
- [10] Biltema. Biltema, bunnfyllingslist 50 m. <https://www.biltema.no/bygg/beslag/vindusbeslag/tetningslister/bunnfyllingslist-50-m-2000024041>. Besøkt: mars 2021.
- [11] Biltema. Biltema hjemmeside, rørisolasjon. <https://www.biltema.no/bygg/vvs/rorinstallasjoner/rortilbehor/rorisolasjon-2000023027>. Besøkt: april 2021.
- [12] Bluerov2. <https://bluerobotics.com/store/rov/bluerov2/> - Besøkt: 08.01.21.
- [13] Paul Boughton. Deep water MiniROVs and delivery systems. <https://www.engineerlive.com/content/deep-water-minirovs-and-delivery-systems>. Skrevet: 20.januar 2014, Besøkt: april 2021.

- [14] Texas Instruments Brigitte Hauke. Basic Calculation of a Buck Converter's Power Stage. https://www.ti.com/lit/an/slva477b/slva477b.pdf?ts=1619413528959&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F. Revidert: august 2015 , Besøkt: april 2021.
- [15] MATE Center. *MATE ROV Competition*, 2021.
- [16] MATE Center. *MATE ROV Competition manual - Explorer*, 2021. https://files.materovcompetition.org/2021/2021_EXPLORER_Manual_10May2021.pdf Revidert: 10.mai 2021. Besøkt: januar 2021.
- [17] Adam Chidley. Understanding ESR in electrolytic capacitors. <https://www.avnet.com/wps/portal/abacus/resources/article/understanding-esr-in-electrolytic-capacitors/>. Skrevet: 1.mars 2017 , Besøkt: april 2021.
- [18] Components101. Decoupling Capacitors and Bypass Capacitors – Working, Applications and Differences. <https://components101.com/articles/decoupling-capacitor-vs-bypass-capacitors-working-and-applications>. Besøkt: mai 2021.
- [19] Phoenix Contact. Printed-circuit board connector - PCV 5/ 4-G-7,62 - 1720592. <https://no.mouser.com/datasheet/2/324/4/1720592-1436967.pdf>. Besøkt: april 2021.
- [20] KEMET Electronics Corporation. Radial Solid Polymer Aluminum Capacitors A759. https://content.kemet.com/datasheets/KEM_A4072_A759.pdf. Revidert: 22.januar 2021, Besøkt: februar 2021.
- [21] KEMET Electronics Corporation. Surface Mount Multilayer Ceramic Chip Capacitors (SMD MLCCs) X7R Dielectric, 6.3 – 250 VDC (Commercial Grade). https://no.mouser.com/datasheet/2/212/KEM_C1002_X7R_SMD-1102033.pdf. Revidert: 8.januar 2021, Besøkt: februar 2021.
- [22] CUI Devices. AIR FLOW CONVERSION CALCULATOR. https://www.elfadistelec.no/Web/Downloads/_e/_f/ojSK81_d_e_f.pdf. Besøkt: mai 2021.
- [23] Digikey. Kalkulator for bredde på PCB-bane. <https://www.digikey.no/no/resources/conversion-calculators/conversion-calculator-pcb-trace-width>. Besøkt: april 2021.
- [24] Draka. Teknisk håndbok kraftkabel, 4.utgave. http://media.draka.no/2016/07/Teknisk-Handbok-2010_final-til-web.pdf. Revidert: juli 2016. Besøkt: januar 2021.
- [25] E-Lannet. E-Lannet hjemmeside. <http://e-lannet.com/>. Besøkt: mai 2021.
- [26] E-Lannet. PCB Fabrication Service. http://e-lannet.com/article-166.html?fbclid=IwAR02VMOHJcd16VkQz_qttYKdaSh1QAchm_AkEQnBcb5YLPdEonemMgjtoKs. Besøkt: mai 2021.
- [27] Eepower. Coupling and Decoupling. <https://eepower.com/capacitor-guide/applications/coupling-and-decoupling/#>. Besøkt: mai 2021.
- [28] Eepower. Parasitic Inductance. <https://eepower.com/capacitor-guide/fundamentals/parasitic-inductance/#>. Besøkt: mai 2021.

- [29] EEWeb. Parallell Wire Inductance. <https://www.eeweb.com/tools/parallel-wire-inductance/>. Besøkt: februar 2021.
- [30] Delta Electronics. Delphi Series V48SR, 1/16th Brick 65W DC/DC Power Modules: 48V in, 5.0V, 13A out. https://no.mouser.com/datasheet/2/632/DS_V48SR05013-1141803.pdf, Revidert: 22.mai 2013. Besøkt: Januar 2021.
- [31] Delta Electronics. Delphi Series Q36SR, Quarter Brick 204W DC/DC Power Modules: 18V 75V in, 12V, 17A out. https://no.mouser.com/datasheet/2/632/DS_Q36SR12017-1141937.pdf, Revidert: 25.februar 2019. Besøkt: Januar 2021.
- [32] Fischer Elektronik. Kjøleribbe 2.5K/W Svart anodisert Aluminium, SK 81 75 SA. https://www.elfadistelec.no/Web/Downloads/_e/_f/ojsk81_d_e_f.pdf. Besøkt: mars 2021.
- [33] Elprint. Elprint hjemmeside. <https://www.elprint.no/>. Besøkt: april 2021.
- [34] Elprint. Elprint hjemmeside, kapabilitet. <https://www.elprint.no/Kapabilitet>. Skrevet: 5.september 2012. Besøkt: april 2021.
- [35] Flight-mechanic. Wiring Installation- Lacing, Tying, and Terminating Wires (Part One). <https://www.flight-mechanic.com/wiring-installation-lacing-tying-and-terminating-wires-part-one/>. Besøkt: april 2021.
- [36] Allan R. Hambley. *Electrical engineering : principles and applications, 7th edition*. ISBN: 0974193607 Bind. 1. Speeding Edge, 2003.
- [37] Eivind Sandve Haus. Forelesningsnotater Datamaskinkonstruksjon ELE340. Revidert: Høst 2020, Besøkt: april 2021.
- [38] HellermannTyton. Kabelbeskyttelse. https://www.elfadistelec.no/Web/Downloads/_t/ds/HT_HEGPVOX_331-331_nor_tds.pdf. Skrevet: april 2017. Besøkt: mars 2021.
- [39] Hobbyking.com. Multistar Elite 3508-268KV High Voltage Endurance Motor. https://hobbyking.com/en_us/multistar-elite-3508-268kv-high-voltage-endurance-motor.html. Besøkt: februar 2021.
- [40] Bruce Hunter and Patrick Rowland. Linear Regulator Design Guide For LDOs. Application report SLVA118A. <https://www.ti.com/lit/an/slva118a/slva118a.pdf>. Revidert: juni 2008. Besøkt: januar 2021.
- [41] ABLIC Inc. S-89430/89431 Series. https://www.ablic.com/en/doc/datasheet/cmos_opamp/S89430_89431_E.pdf. Revidert: 1.februar 2002. Besøkt: april 2021.
- [42] CUI inc. CFM-60. https://no.mouser.com/datasheet/2/670/cfm_60-1310706.pdf. Revidert: 29.januar 2018, Besøkt: mars 2021.
- [43] Diodes Incorporated. DMG3402L MOSFET transistor. <https://no.mouser.com/datasheet/2/115/DMG3402L-1594707.pdf>. Revidert: august 2014. Besøkt: mars 2021.

- [44] Diodes Incorporated. DMN2004DMK MOSFET transistor. <https://www.diodes.com/assets/Datasheets/ds30937.pdf>. Revidert: januar 2016, Besøkt: mars 2021.
- [45] ON Semiconductor Components Industries. AND9544/D, Buck Converter External Components Selection. <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/AND9544-D.PDF>. Revidert: oktober 2017, Besøkt: april 2021.
- [46] Texas Instruments. Tps736xx, low-dropout regulator. <https://www.ti.com/lit/ds/sbvs038u/sbvs038u.pdf>. Revidert: januar 2015. Besøkt: april 2021.
- [47] Texas Instruments. Jason Arrigo. Input and Output Capacitor Selection. <https://www.ti.com/lit/an/slta055/slta055.pdf>. Revidert: februar 2006. Besøkt: februar 2021.
- [48] KEMET. K-SIM.3.0.7 capacitor simulation tool. <https://ksim3.kemet.com/>. Besøkt: mars 2021.
- [49] Kingbright. APTR3216MGC Mega Green. <https://no.mouser.com/datasheet/2/216/APTR3216MGC-72516.pdf>. Revidert: 28.oktober 2016. Besøkt: februar 2021.
- [50] Kingbright. APTR3216SURC, Hyper Red. <https://no.mouser.com/datasheet/2/216/APTR3216SURC-37336.pdf>. Revidert: 10.april 2018. Besøkt: februar 2021.
- [51] Kingbright. APTR3216SYCK, Super Bright Yellow. <https://no.mouser.com/datasheet/2/216/APTR3216SYCK-230901.pdf>. Revidert: 8.januar 2021. Besøkt: februar 2021.
- [52] Macartney. Macartney Underwater Technology. <https://www.macartney.com/>. Besøkt: februar 2021.
- [53] Maritim. Maritim flottør. <https://www.maritim.no/flottor-durafloat17-5cm>. Besøkt: april 2021.
- [54] MATE. EXPLORER product demonstration prop building instructions. https://files.materovcompetition.org/2021/EXPLORER_prop_building_instructions_2021.pdf. Besøkt: mai 2021.
- [55] Mechatronics. MR4020 series. <https://www.mechatronics.com/pdf/MR4020.pdf>. Revidert: 14.oktober 2020. Besøkt: mars 2021.
- [56] MikroElektronika. MIKROE-1718, ETH WIZ clickTM. https://www.elfadistrelec.no/Web/Downloads/_t/ds/MIKROE-1718_eng_tds.pdf. Besøkt: juni 2021.
- [57] Glenn Morita. Low Dropout Regulators—Why the Choice of Bypass Capacitor Matters. <https://www.analog.com/en/analog-dialogue/articles/why-bypass-capacitor-choice-matters.html>. Besøkt: mai 2021.
- [58] NOCTUA. NF-A6x25. <https://noctua.at/en/products/fan/nf-a6x25-pwm>. Besøkt: mars 2021.
- [59] NOCTUA. NF-A8. <https://noctua.at/en/products/fan/nf-a8-pwm>. Besøkt: mars 2021.
- [60] David Norton. Efficiency calculations for power converters. <https://www.edn.com/efficiency-calculations-for-power-converters/>. Skrevet: 13.november 2012. Besøkt: Mars 2021.

- [61] Rusty og Adam. M100 Motor Usage Guide. <https://bluerobotics.com/learn/m100-motor-usage-guide>. Revidert: 9.august 2019. Besøkt: februar 2021.
- [62] M.Haldorsen og E.Baloku. Motor, styring- og reguleringsystem av fjernstyrt undervannsfartøy og manipulatorarm, 2021.
- [63] D.Vasshus og E.C.Myrset. Utvikling av sensorsystem og elektronikkhus for et fjernstyrt undervannsfartøy, 2021.
- [64] Paul Bjørn Andersen og Ivar M. Liseter. Kretskort. <https://snl.no/kretskort>. Revidert: 18.desember.2017. Besøkt: mai 2021.
- [65] A.B.Nesse og J.Bjelland. Kraftoverføring og -fordeling i fjernstyrt undervannsfartøy, 2018.
- [66] Lee W. Ritchey og John Zasio. *Right the first time*. ISB-0-9741936-0-7, volume 1. Speeding Edge, 2003.
- [67] Lee W. Ritchey og John Zasio. *Right the first time*. ISB: 0-9741936-1-5. Speeding Edge, 2006.
- [68] G.Bekeryte og K.J.Alstad. Kraftforsyning og strømfordeling til fjernstyrt undervannsfartøy, 2019.
- [69] G.A.S.Kindingstad og M.R.Helgesen. Utvikling av Mikro-ROV, 2021.
- [70] O.L.Veland og M.V.Hausken. Kommunikasjon og videostrøm av fjernstyrt undervannsfartøy, 2021.
- [71] H.Line og O.H.Karstensen. Design av reguleringsystem og kraftfordelingskort til fjern- styrt undervannsfartøy, 2016.
- [72] Paul Horowitz og Winfield Hill. *The Art of Electronics*. ISBN 978-0-521-80926-9 3. utgave. Cambridge University, 2015.
- [73] Zachariah Peterson. What is ESD and How Does it Affect My PCB Design? <https://resources.altium.com/p/what-is-esd-and-how-does-it-affect-my-pcb-design>. Revidert: 22.mai 2021, Besøkt: juni 2021.
- [74] Altium Phil Loughhead. Defining the Via Types. <https://www.altium.com/documentation/altium-designer/defining-the-via-types-ad?version=19.0>. Revidert: 15.april 2020. Besøkt: april 2021.
- [75] Printedcircuits. What is a Printed Circuit Board (PCB)? <https://www.printedcircuits.com/what-is-a-pcb/>. Besøkt: april 2021.
- [76] International Rectifier. Programmable current sense high side switch, AUIR3313(S). <https://www.infineon.com/dgdl/auir3313.pdf?fileId=5546d462533600a4015355a83e2d1347>. Revidert: 10.desember 2010. Besøkt: februar 2021.
- [77] International Rectifier. Programmable current sense high side switch, AUIR3315(S). <https://www.infineon.com/dgdl/auir3315.pdf?fileId=5546d462533600a4015355a84eda134d>. Revidert: 14.november 2010. Besøkt: februar 2021.
- [78] Dr. Karl Rottmann. *Matematisk formelsamling*. ISBN: 978-82-15-03417-1 4. utgave. Spektrum forlag, 2019.

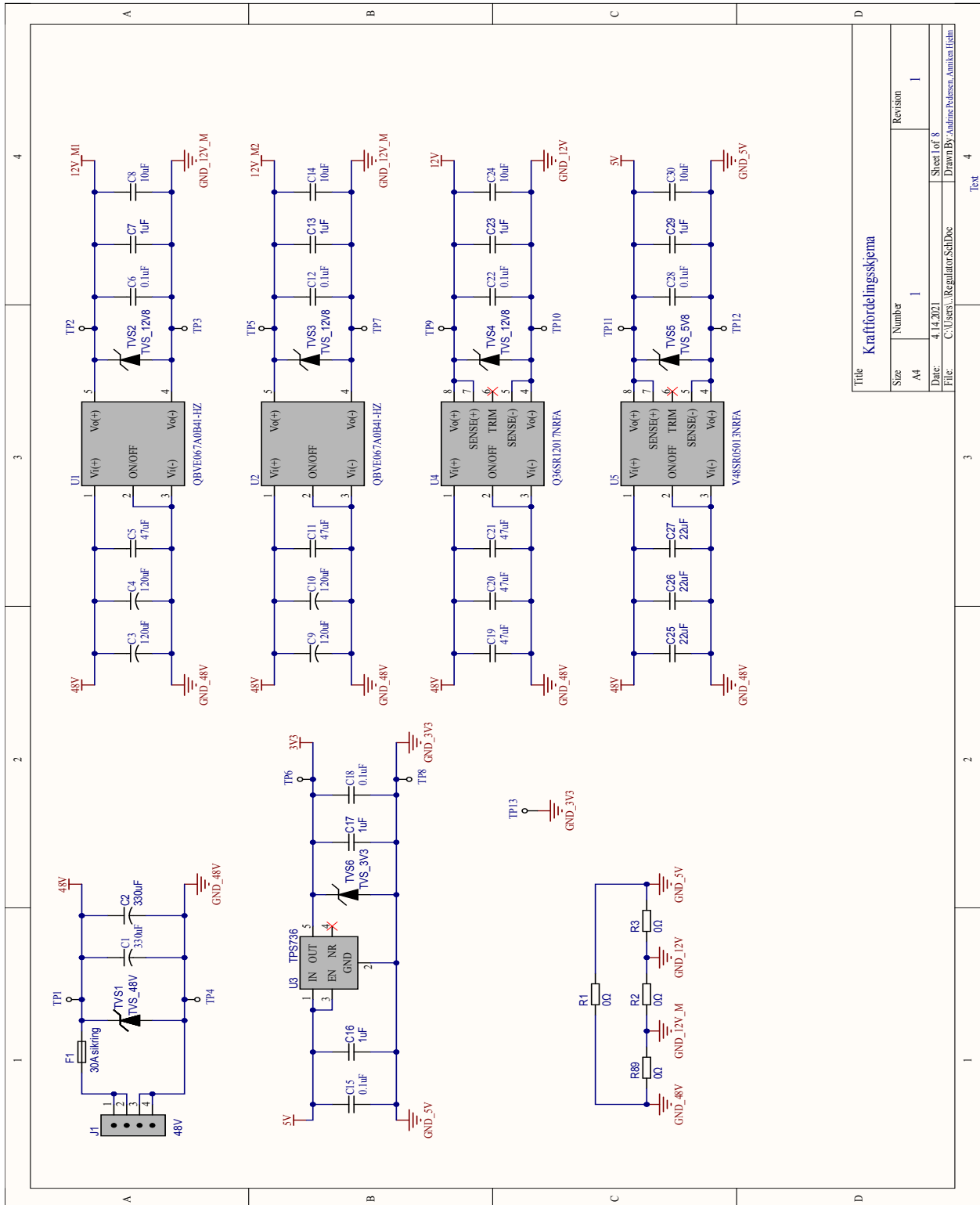
- [79] Jonathan SE. WPC-Interface. <https://github.com/TheJonaMr/WPC-Interface>. Besøkt: mai 2021.
- [80] Skjermdump av konkurranseoppgaver. https://www.youtube.com/watch?v=KWNBOUqVIPQ&t=6s&ab_channel=MATECenter - Besøkt: 19.01.21.
- [81] Seabed dredger. <https://www.novasub.com/project-details/seabed-dredger/#1532340251241-e0d5a862-6c83> - Besøkt: 09.01.21.
- [82] Mate logo. <https://www.facebook.com/materovcompetition/photos/1250385541654400> - Besøkt: 06.01.21.
- [83] Mate competition logo. <https://files.materovcompetition.org/images/logos/MATEROVCompetition5683x2662.png> - Besøkt: 06.01.21.
- [84] Serpent seaview. <https://www.seaviewsystems.com/toolbox/serpent-2/> - Besøkt: 09.01.21.
- [85] Sleuz. Aluminum Electrolytic vs. Aluminum Polymer Capacitor and how its benefits are used properly. <https://www.rs-online.com/designspark/aluminum-electrolytic-vs-aluminum-polymer-capacitor-and-how-its-benefits-are-used-properly>. Skrevet: 29.november 2017. Besøkt: februar 2021.
- [86] Stepperonline. Stepper motor, 14HS20-1504S. <https://www.omc-stepperonline.com/download/14HS20-1504S.pdf>. Revidert: 17.august 2018. Besøkt: februar 2021.
- [87] Stepperonline. Stepper motor, 17HS24-2104S. <https://www.omc-stepperonline.com/download/17HS24-2104S.pdf>. Revidert: 18.august 2018. Besøkt: februar 2021.
- [88] STM. Getting started with STM32H7A3/7B3 line and STM32H7B0 Value line microcontroller hardware development. https://www.st.com/resource/en/application_note/dm00606249-getting-started-with-stm32h7a37b3-line-and-stm32h7b0-value-line-microcontroller-1.pdf. Revidert: september 2020. Besøkt: mai 2021.
- [89] STM. How to get the best ADC accuracy in STM32 microcontrollers - Application note. https://www.st.com/resource/en/application_note/cd00211314-how-to-get-the-best-adc-accuracy-in-stm32-microcontrollers-stmicroelectronics.pdf. Revidert: desember 2020, Besøkt: mars 2021.
- [90] STM. Integrated Development Environment for STM32. <https://www.st.com/en/development-tools/stm32cubeide.html>. Besøkt: april 2021.
- [91] STM. Microcontroller STM32H7A3, reference manual. https://www.st.com/resource/en/reference_manual/dm00463927-stm32h7a37b3-and-stm32h7b0-value-line-advanced-armbased-32bit-m.pdf. Revidert: oktober 2020, Besøkt: mars 2021.
- [92] STM. Microcontroller STM32H7A3xI/G, datasheet. <https://no.mouser.com/datasheet/2/389/stm32h7a3zi-1839549.pdf>. Revidert: september 2020, Besøkt: februar 2021.
- [93] STM. STM32 Nucleo-144 boards. https://www.st.com/resource/en/data_brief/nucleo-h7a3zi-q.pdf. Revidert: april 2020. Besøkt: mars 2021.

- [94] STM. STM32H7 Nucleo-144 boards (MB1363), User manual. https://www.st.com/resource/en/user_manual/dm00499171-stm32h7-nucleo144-boards-mb1363-stmicroelectronics.pdf. Revidert: mars 2021. Besøkt: mars 2021.
- [95] STM. STM32H7A3xI/G, datasheet. <https://www.st.com/resource/en/datasheet/stm32h7a3ai.pdf>. Revidert: mai 2020, Besøkt: juni 2021.
- [96] Manjing Xie Texas Instruments. How to select input capacitors for a buck converter. https://www.ti.com/lit/an/slyt670/slyt670.pdf?ts=1622541632134&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F. Skrevet: 2016. Besøkt: mai 2021.
- [97] Thrustme. Thruster. <https://www.thrustme.no/eu/thruster-more-eu>. Besøkt: januar 2021.
- [98] TinySine. Wireless Charger - 5V/12V 1.5A. https://www.tinyosshop.com/index.php?route=product/product&product_id=818. Besøkt: februar 2021.
- [99] The Engineering ToolBox. Permeability. https://www.engineeringtoolbox.com/permeability-d_1923.html. Skrevet: 2016. Besøkt: mars 2021.
- [100] The Engineering Toolbox. Thermal Conductivity of some selected Materials and Gases, 2003. https://www.engineeringtoolbox.com/thermal-conductivity-d_429.html. Besøkt: mars 2021.
- [101] Rune Øverland Trainor Automation AS. EMC – Elektromagnetisk forenlighet. <https://nfogm.no/wp-content/uploads/2014/02/NFOGM-EMC-artikkel-nr-2.pdf>. Besøkt: mai 2021.
- [102] Wikipedia. Arbeidssyklus. [https://no.wikipedia.org/wiki/Arbeidssyklus#:~:text=Arbeidssyklus%20eller%20Pulsbredde%20\(en.,av%20periodetiden%20som%20er%20aktiv](https://no.wikipedia.org/wiki/Arbeidssyklus#:~:text=Arbeidssyklus%20eller%20Pulsbredde%20(en.,av%20periodetiden%20som%20er%20aktiv). Revidert: 28.desember 2015. Besøkt: mai 2021.
- [103] Wikipedia. Rise time. https://en.wikipedia.org/wiki/Rise_time. Revidert: 19.desember 2020. Besøkt: februar 2021.
- [104] Wikipedia. Tetthet. <https://no.wikipedia.org/wiki/Tetthet>. Revidert: 18.februar 2021 Besøkt: mars 2021.
- [105] Tim Wilmshurst. *An introduction to the design of small-scale embedded systems*. ISBN: 0-333-92994-2. Palgrave, 2001.
- [106] D.Zhu T.Sifleet T.Nunnally Y.Huang. Analog to Digital Converters. http://ume.gatech.edu/mechatronics_course/ADC_F08.pdf. Besøkt: april 2021.
- [107] Altium Zachariah Peterson. Removing Noise From Analog Signals in Your PCB. <https://resources.altium.com/p/removing-noise-analog-signals-your-pcb>. Revidert: 15.februar 2021. Besøkt: april 2021.
- [108] Altium Zachariah Peterson. Using an IPC-2221 Calculator for High Voltage Design. <https://resources.altium.com/p/using-an-ipc-2221-calculator-for-high-voltage-design>. Revidert: 25.septembet 2020. Besøkt: april 2021.
- [109] Hank Zumbahlen. Staying Well Grounded. <https://www.analog.com/en/analog-dialogue/articles/staying-well-grounded.html>. Revidert: juni 2012. Besøkt: april 2021.

Vedlegg A

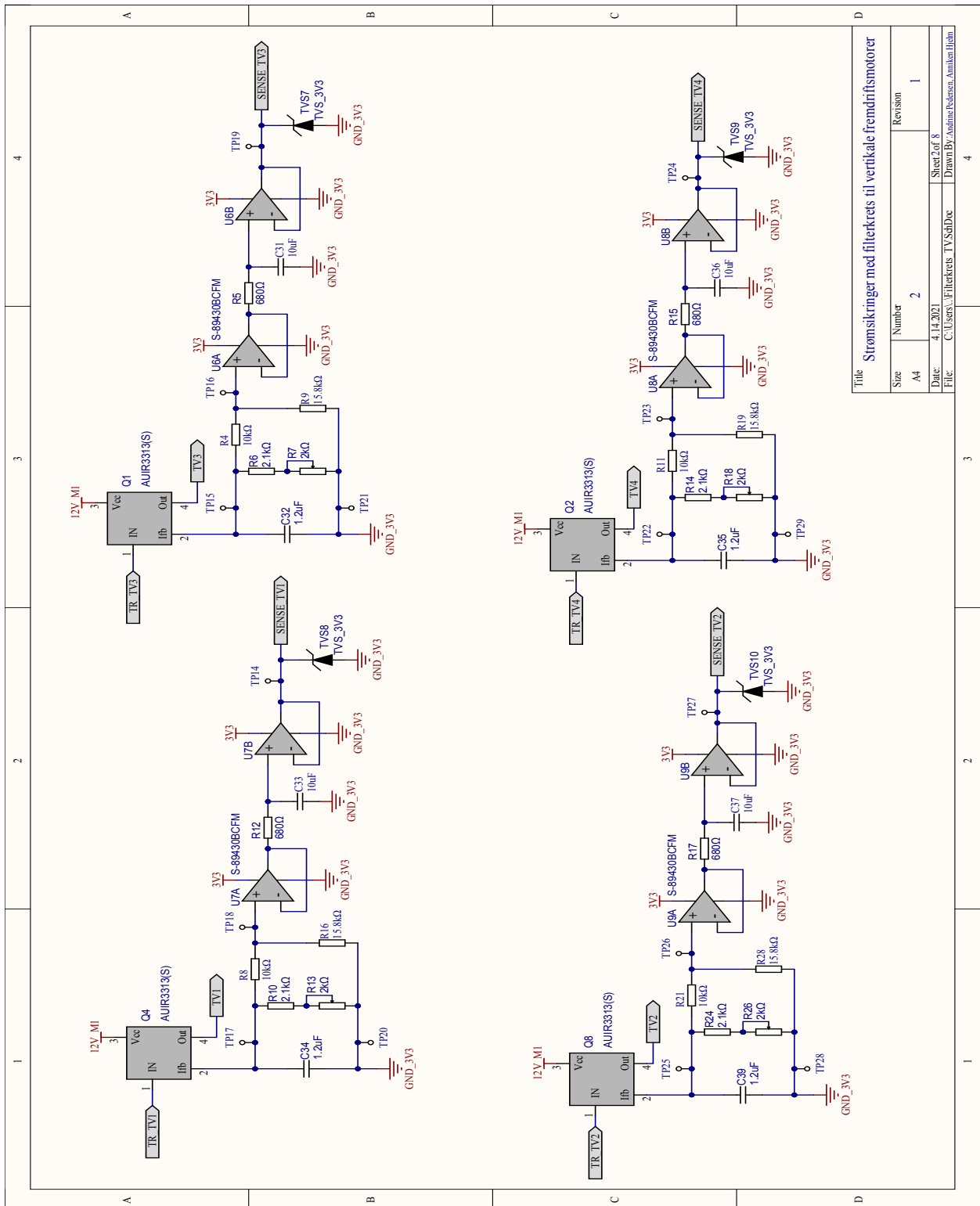
Kraftfordelingskort

A.1 Kretsskjema



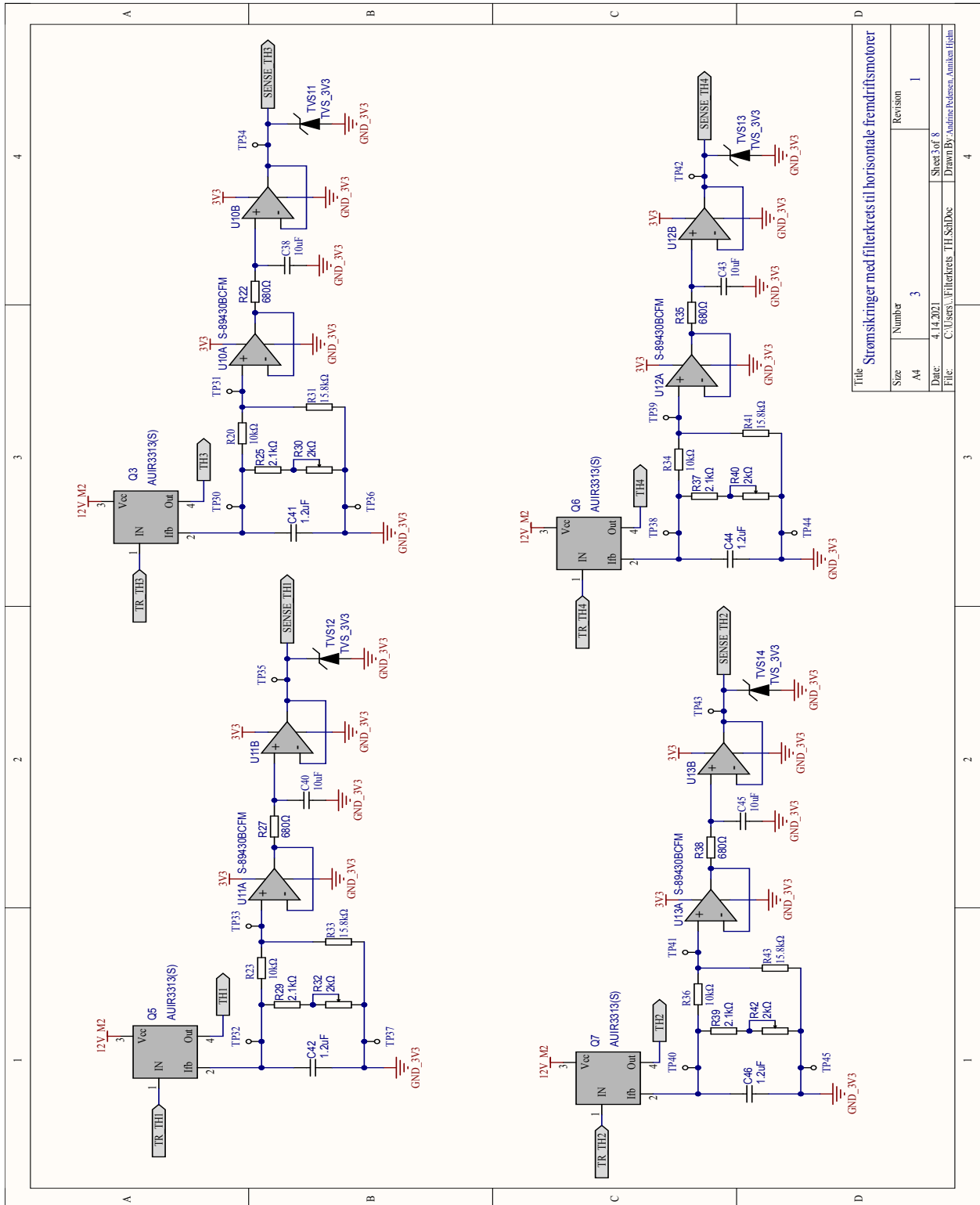
Title			Kraftfordelingskjema		
Size	Number	Revision			
A4	1	1			
Date:	4.14.2021	Sheet of 8			
File:	C:\Users\... \Regulator_SchDoc	Drawn By: Audunne Pedersen, Amken Ijahn			

Figur A.1
Side 271 av 300



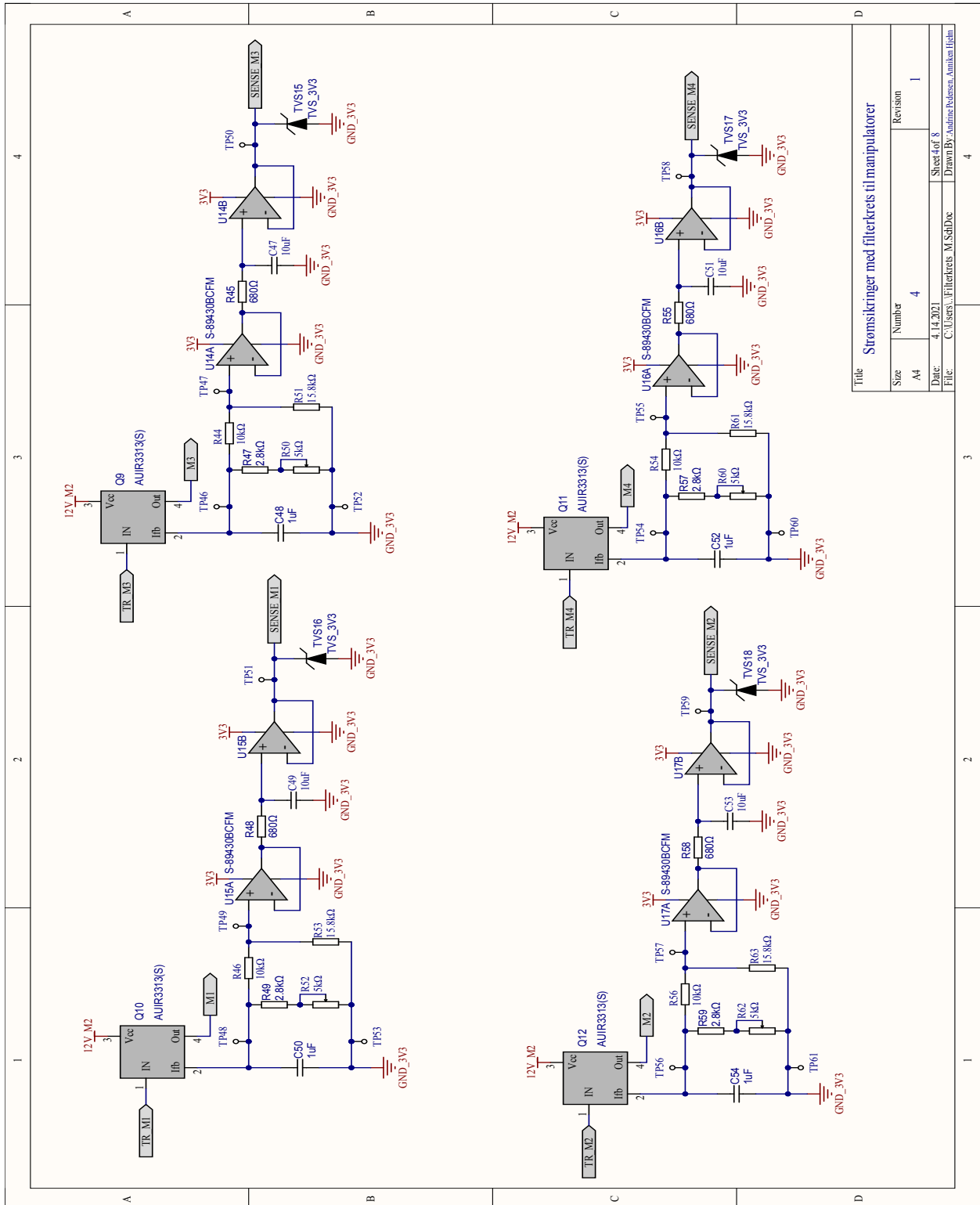
Title		Stromsikringer med filterkrets til vertikale fremdriftsmotorer	
Size	Number	Revision	
A4	2	1	
Date:	4.14.2021	Sheet 2 of 8	
File:	C:\Users\... \Filterkrets TV_SchDoc	Drawn By:	Andrine Pedersen, Amiken Hjem

Figur A.2
Side 272 av 300



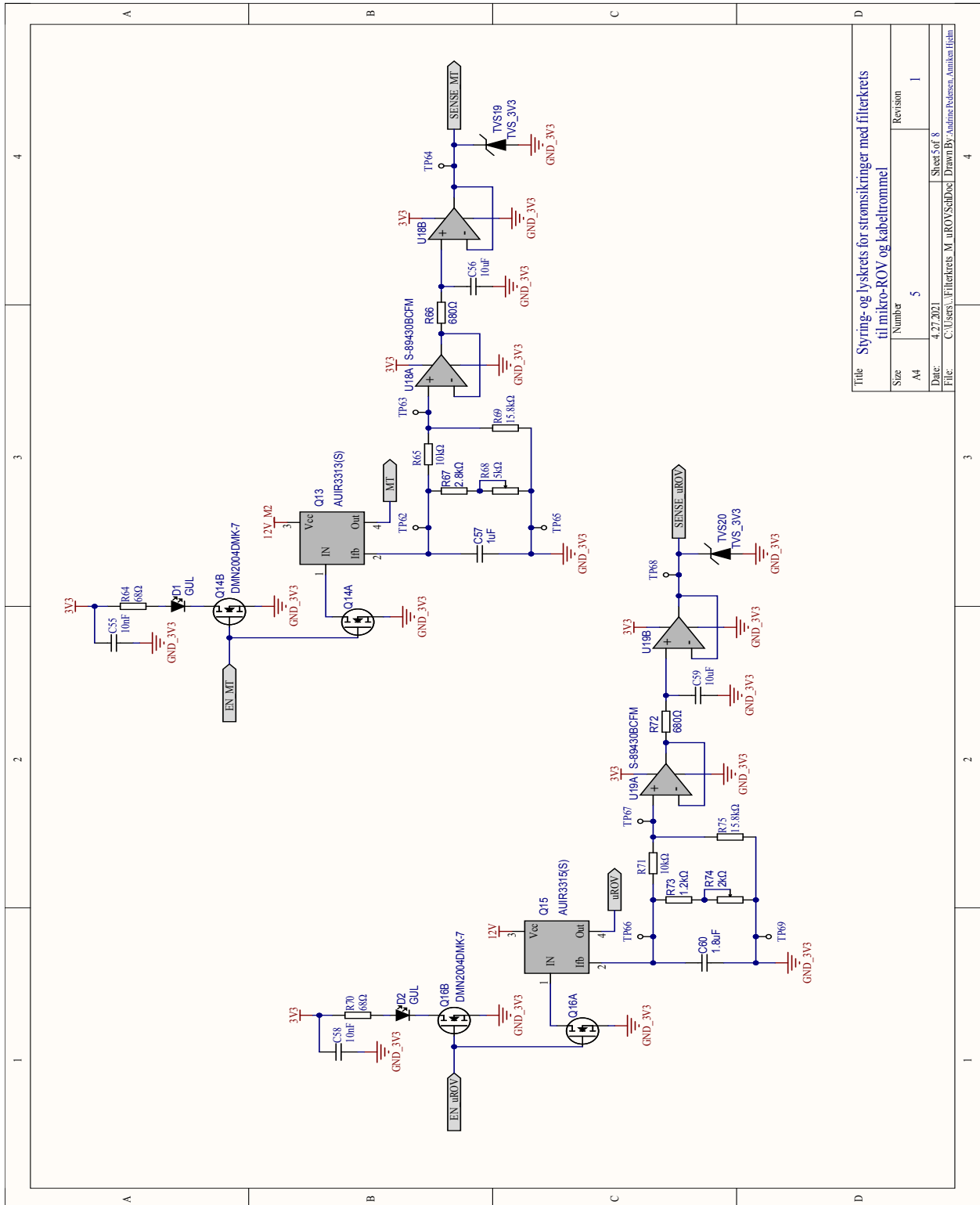
Title		Strømsikringer med filterkrets til horisontale fremdriftsmotorer	
Size	Number	Revision	
A4	3	1	
Date:	4.14.2021	Sheet 3 of 8	
File:	C:\Users\... \Filterkrets TH.SchDoc	Drawn By:	Andrine Solness, Amundine Jliham

Figur A.3
Side 273 av 300



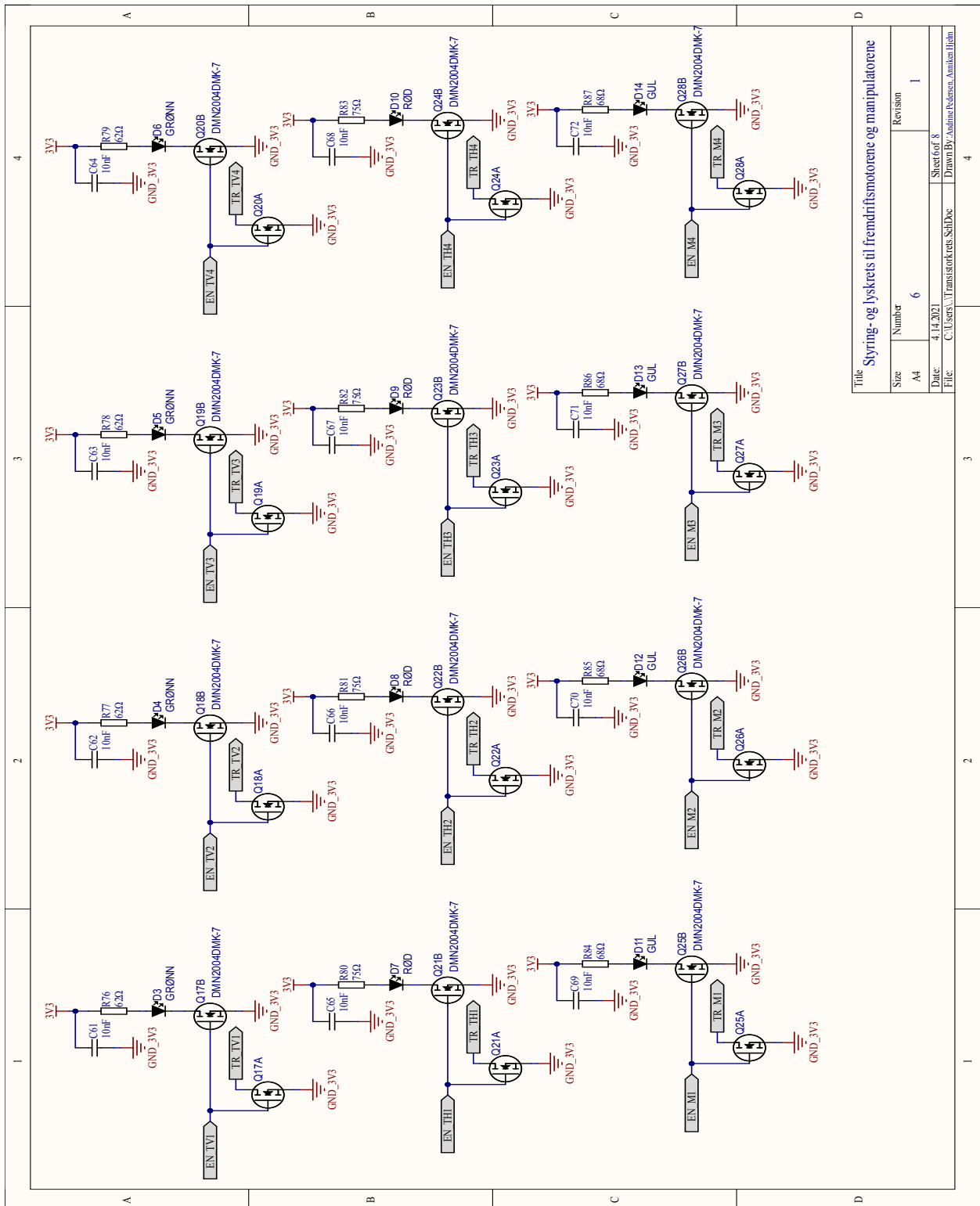
Title		Strømsikringer med filterkrets til manipulatorer	
Size	Number	Revision	
A4	4		1
Date:	4.14.2021	Sheet of	8
File:	C:\Users\A\OneDrive\Documents\Amiksen\Hjelm	Drawn By:	Andrine Pedersen, Amiksen/Hjelm

Figur A.4
Side 274 av 300



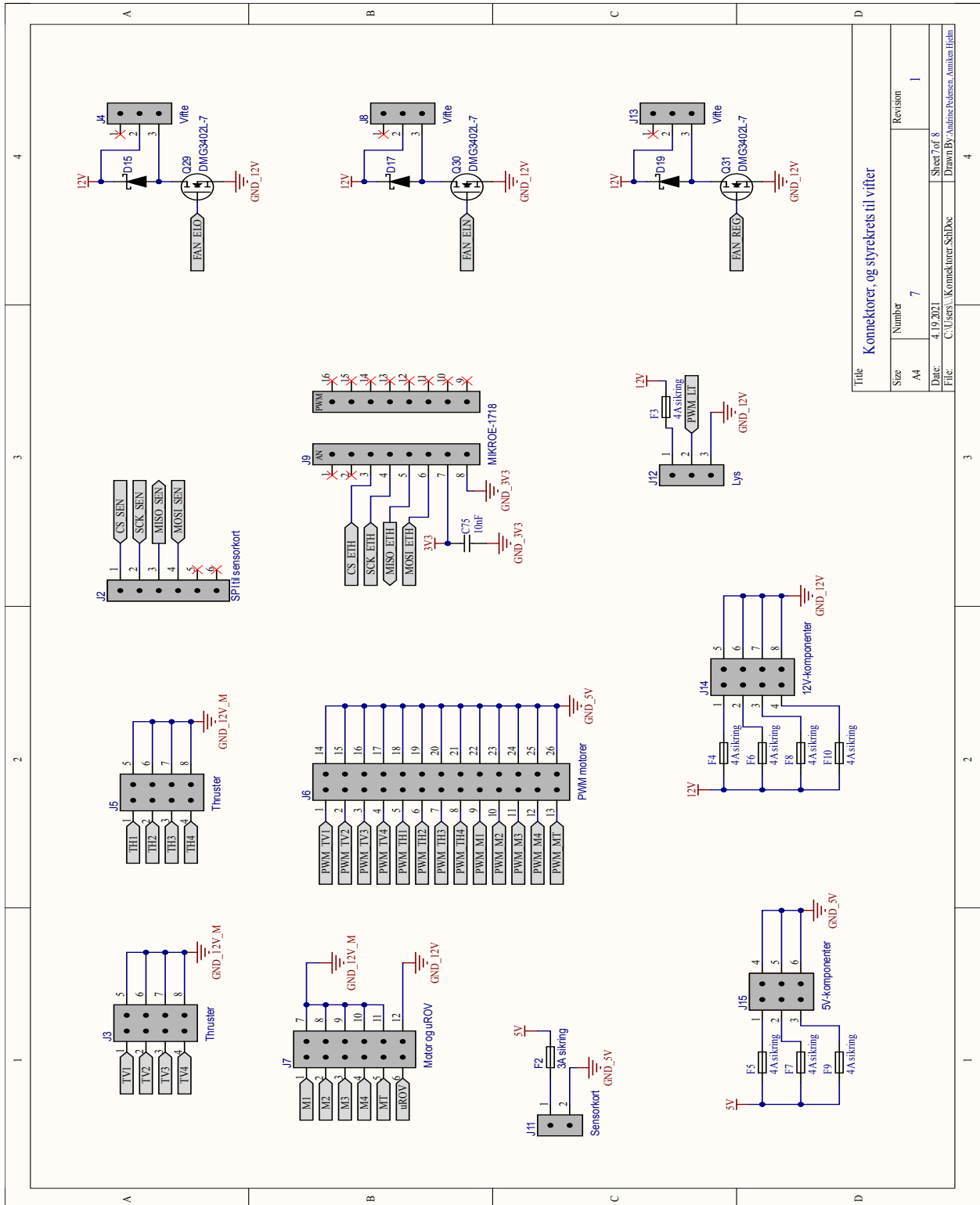
Title		Styring- og lyskrets for strømsikringer med filterkrets til mikro-ROV og kabeltrommel	
Size	Number	Revision	
A4	5	1	
Date:	4.27.2021	Sheet 5 of 8	
File:	C:\Users\A\Filtekrets_M_uROV\SchDoc\	Drawn By: Audrine Hollesen, Amalika Jha	

Figur A.5
Side 275 av 300



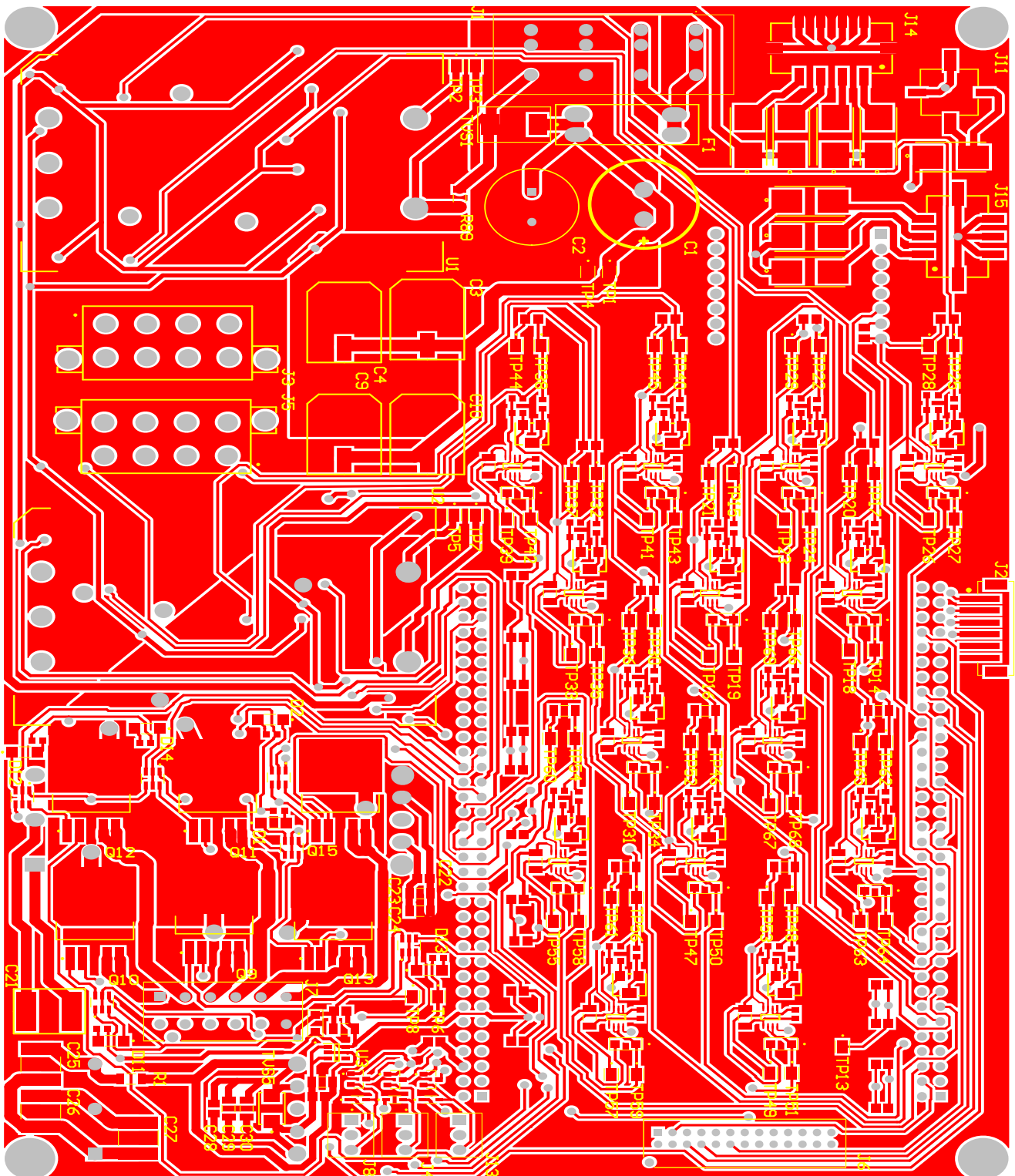
Title		Styring- og lyskrets til fremdriftsmotorene og manipulatorene	
Size	Number	Revision	
A4	6		1
Date:	4.14.2021	Sheet of:	8
File:	C:\Users\A1\Transistor\krets_Soll\Doc	Drawn By:	Anastine Pedersen, Amiken Irlan

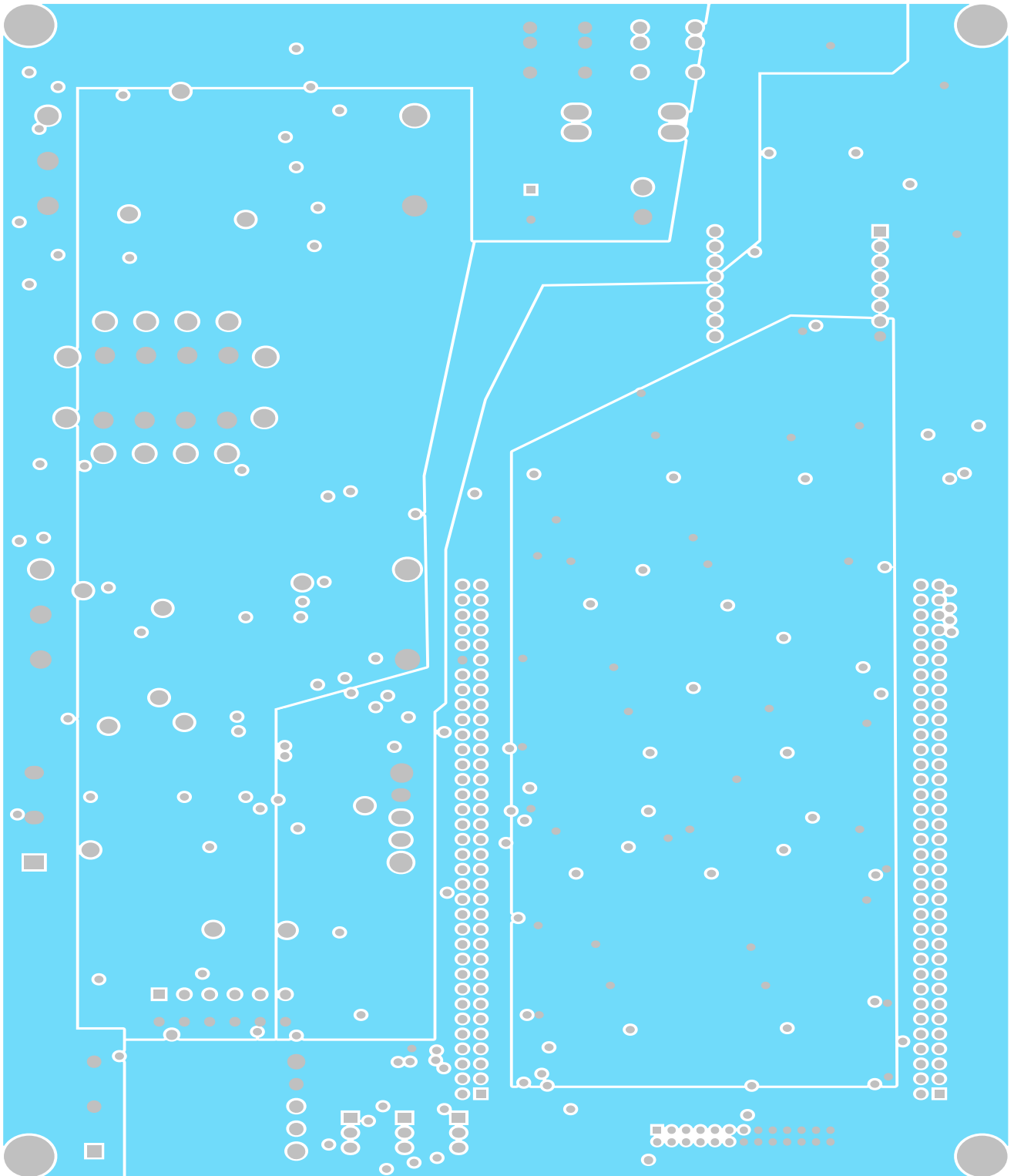
Figur A.6
Side 276 av 300

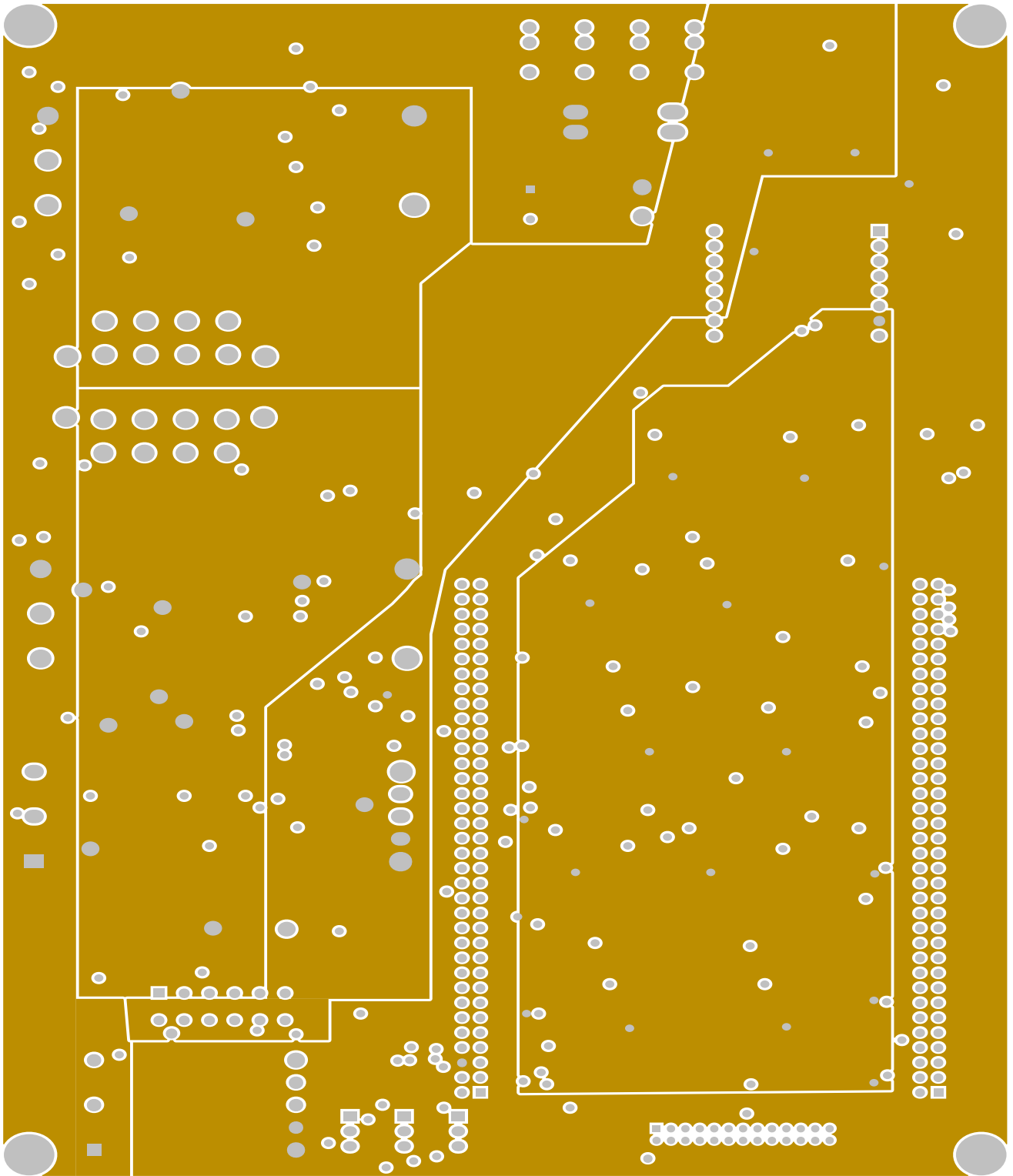


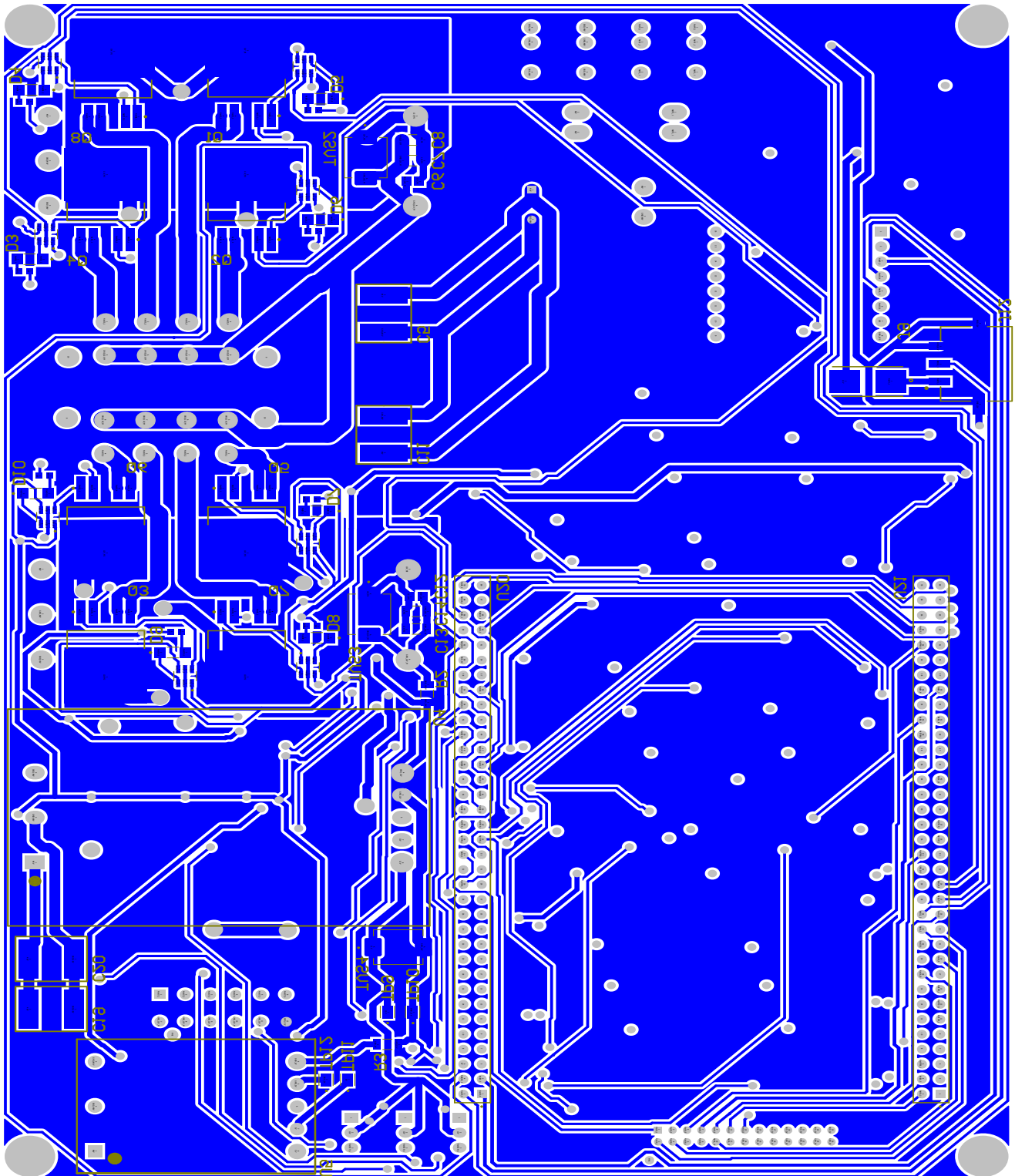
Figur A.7
Side 277 av 300

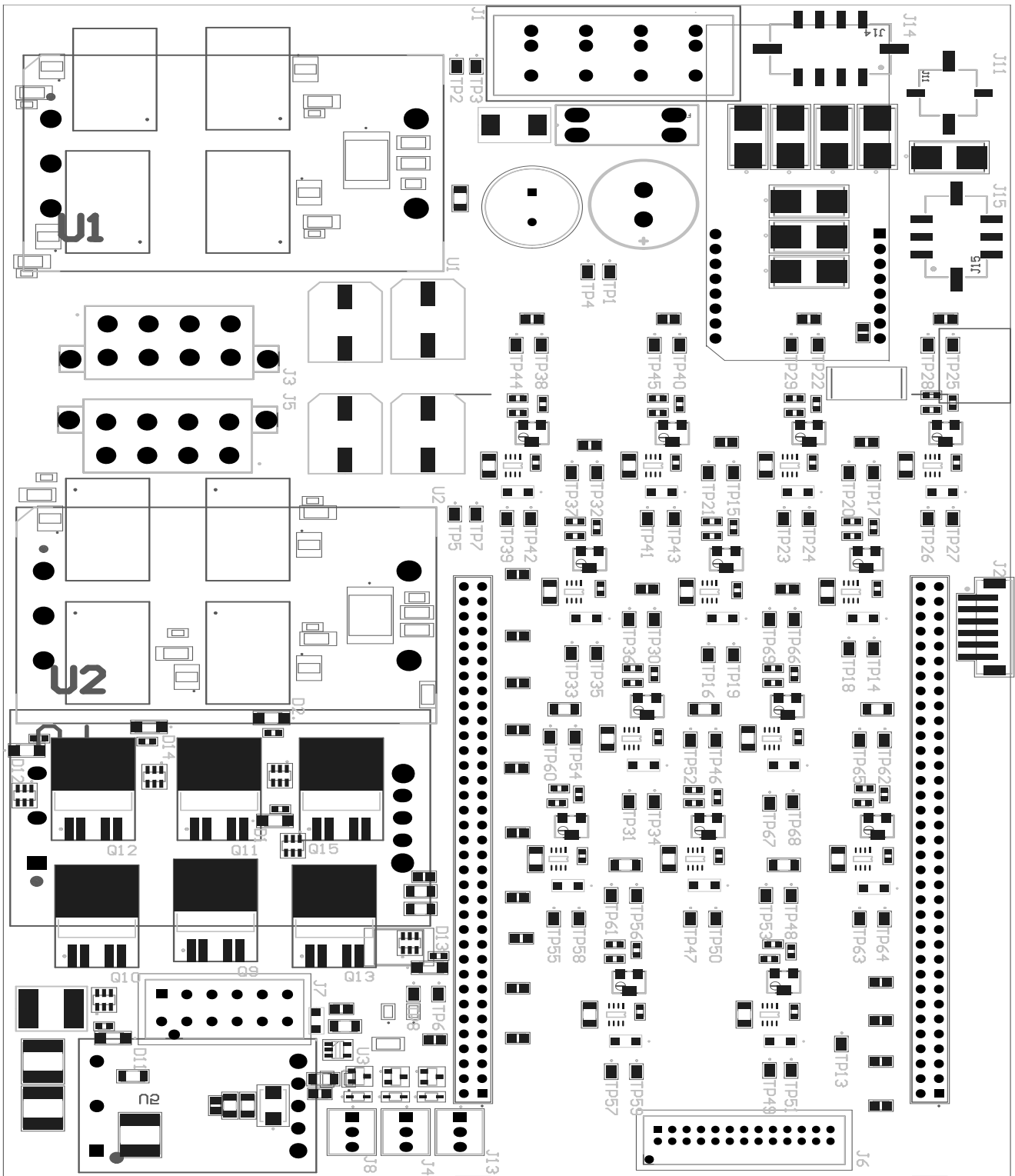
A.2 Kretskortutlegg

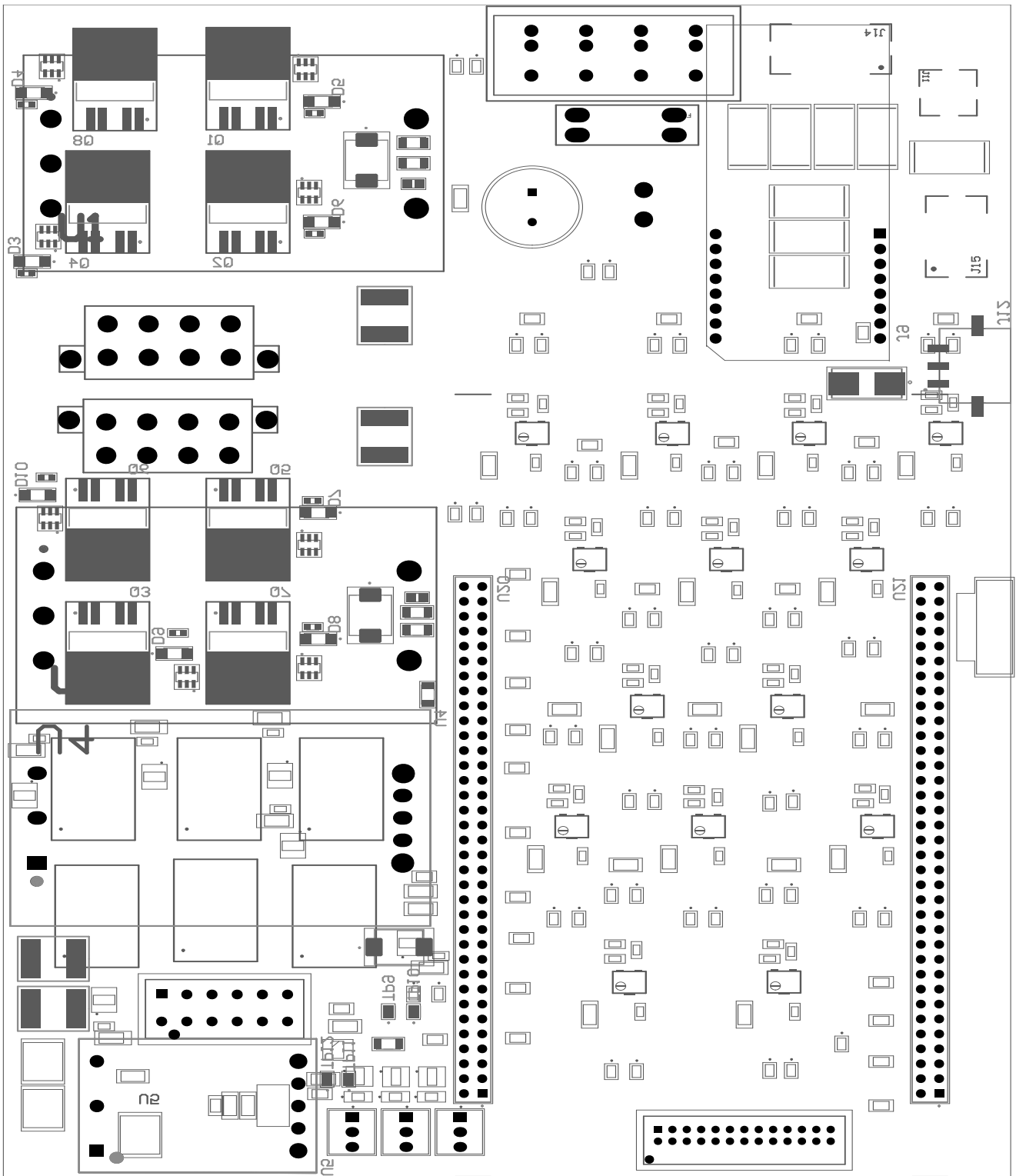


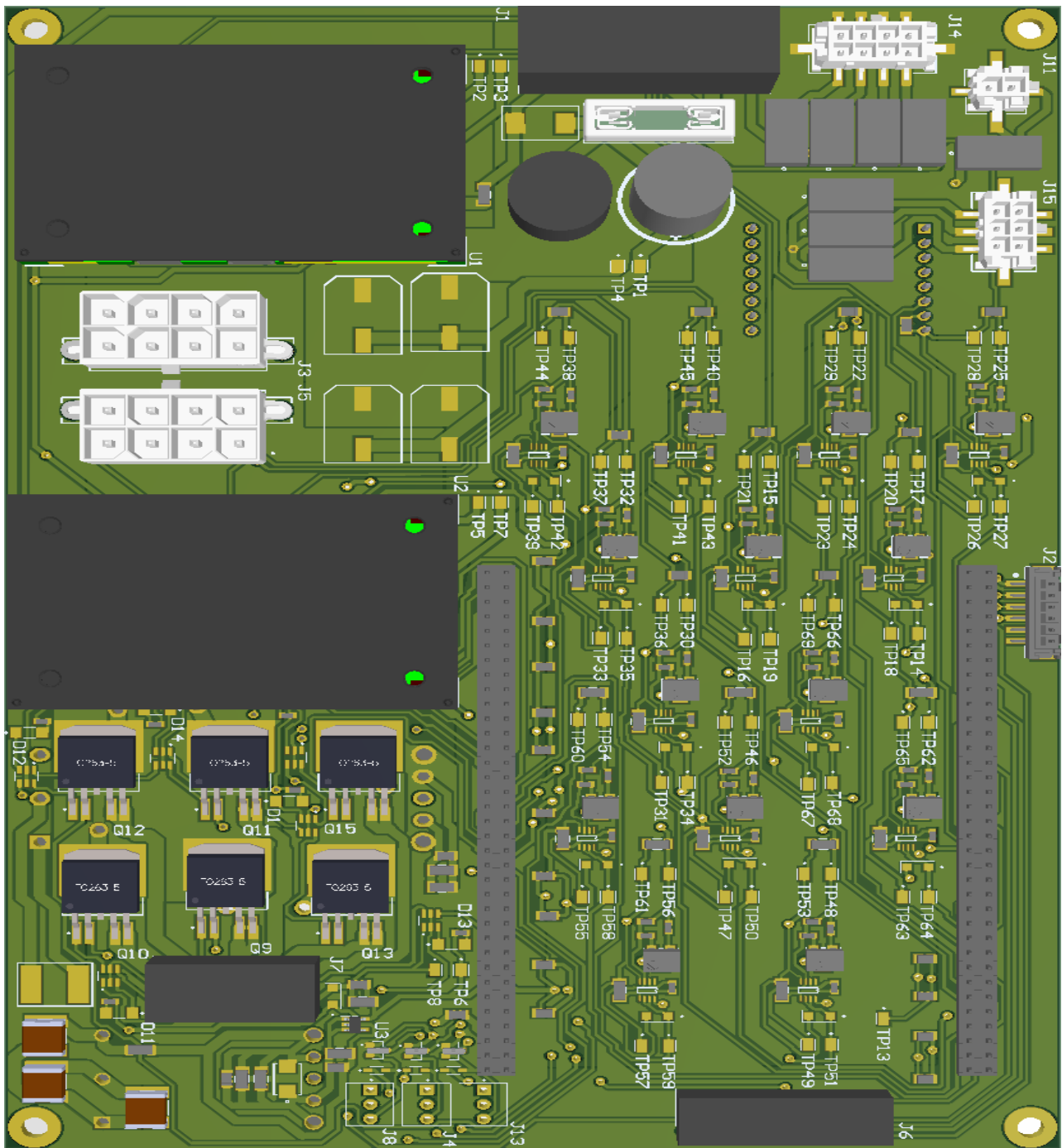


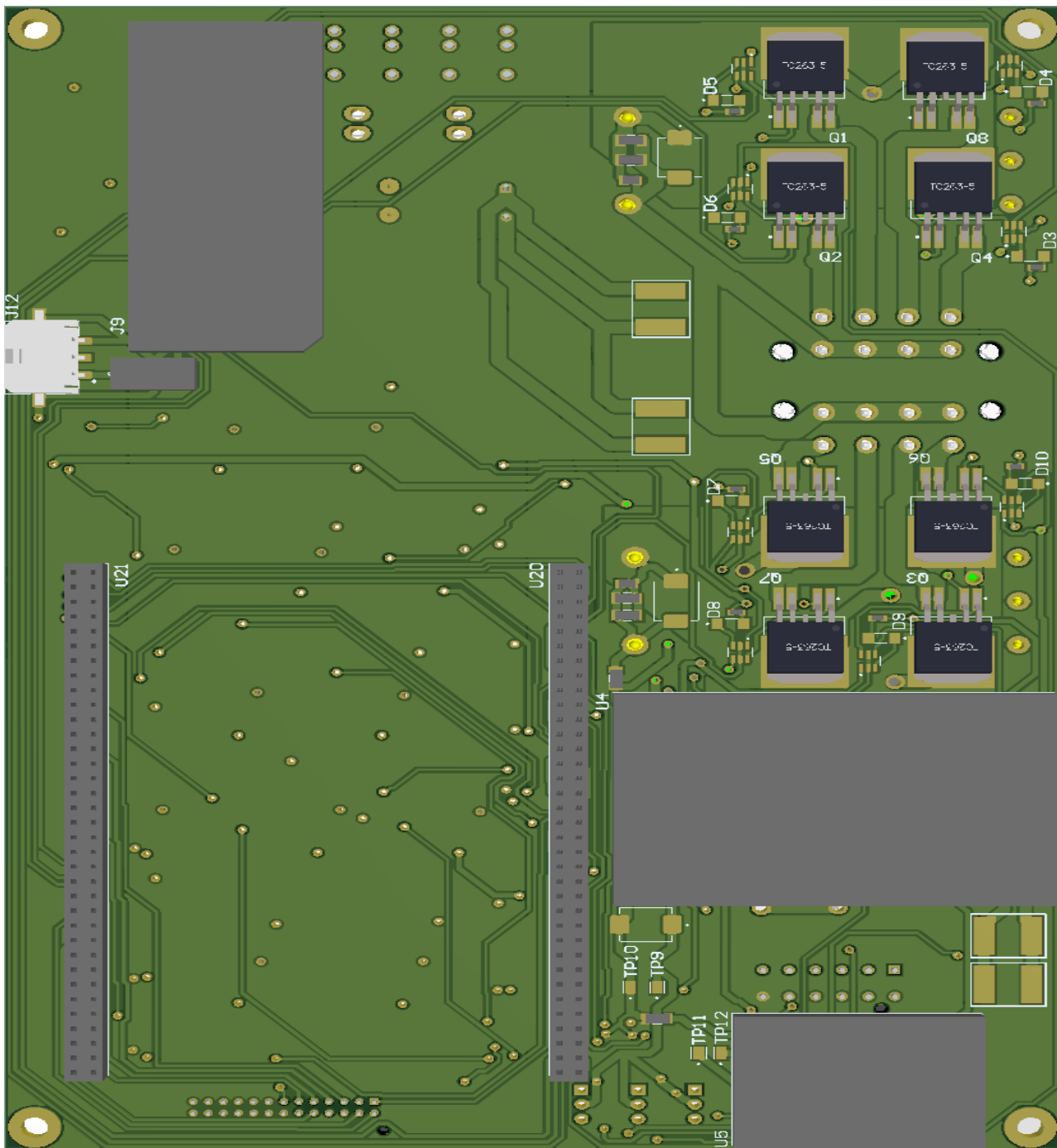


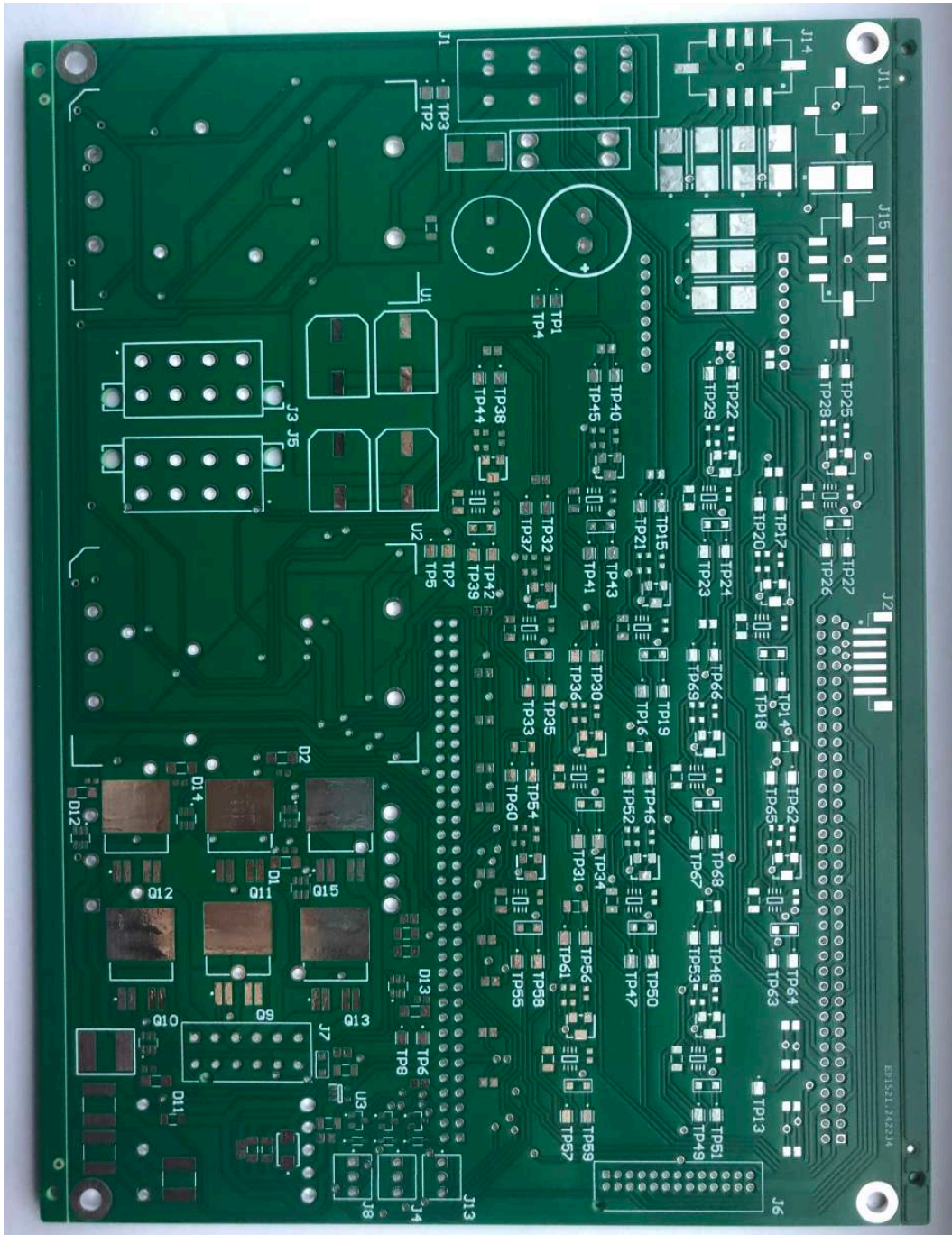


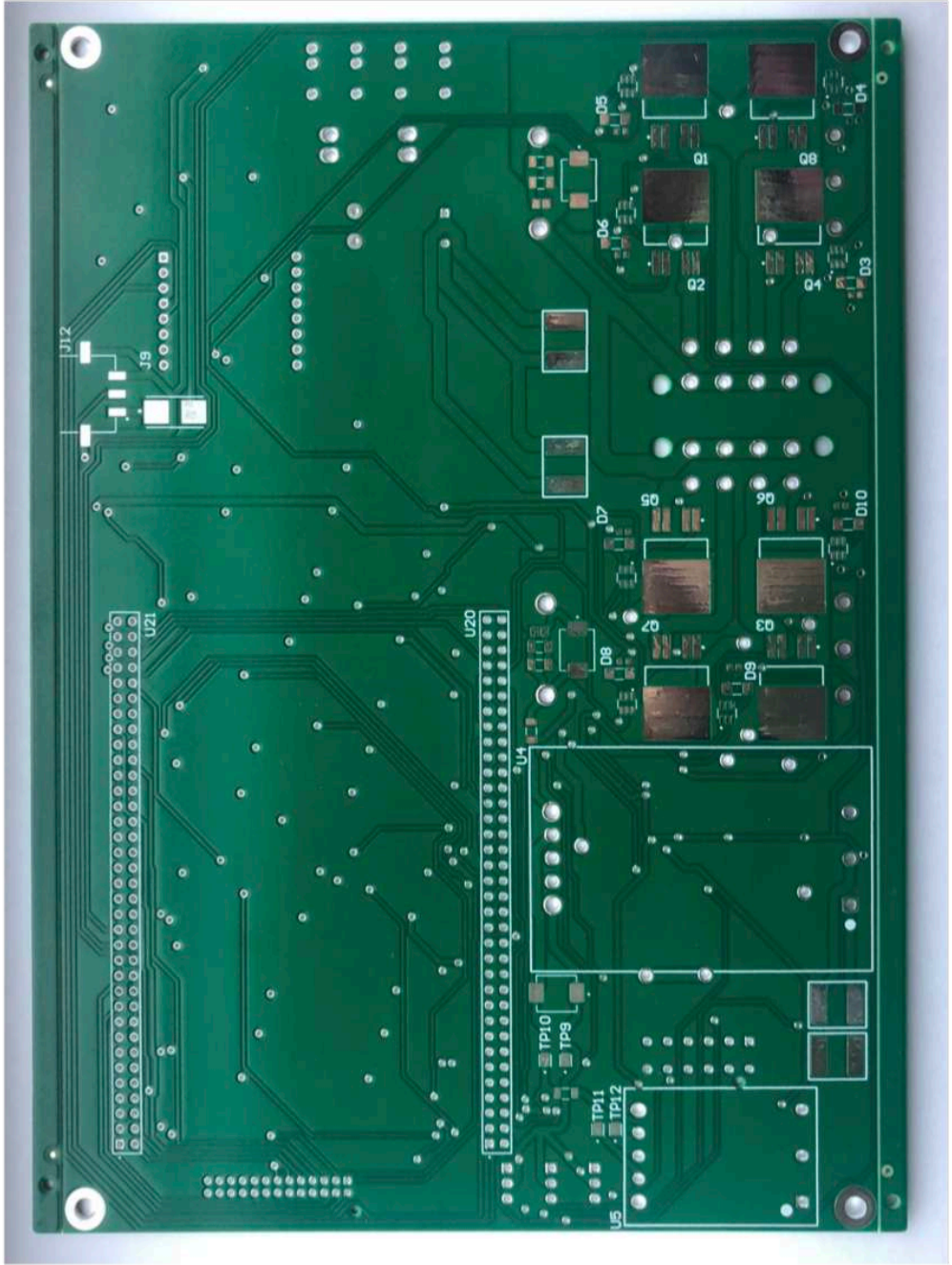


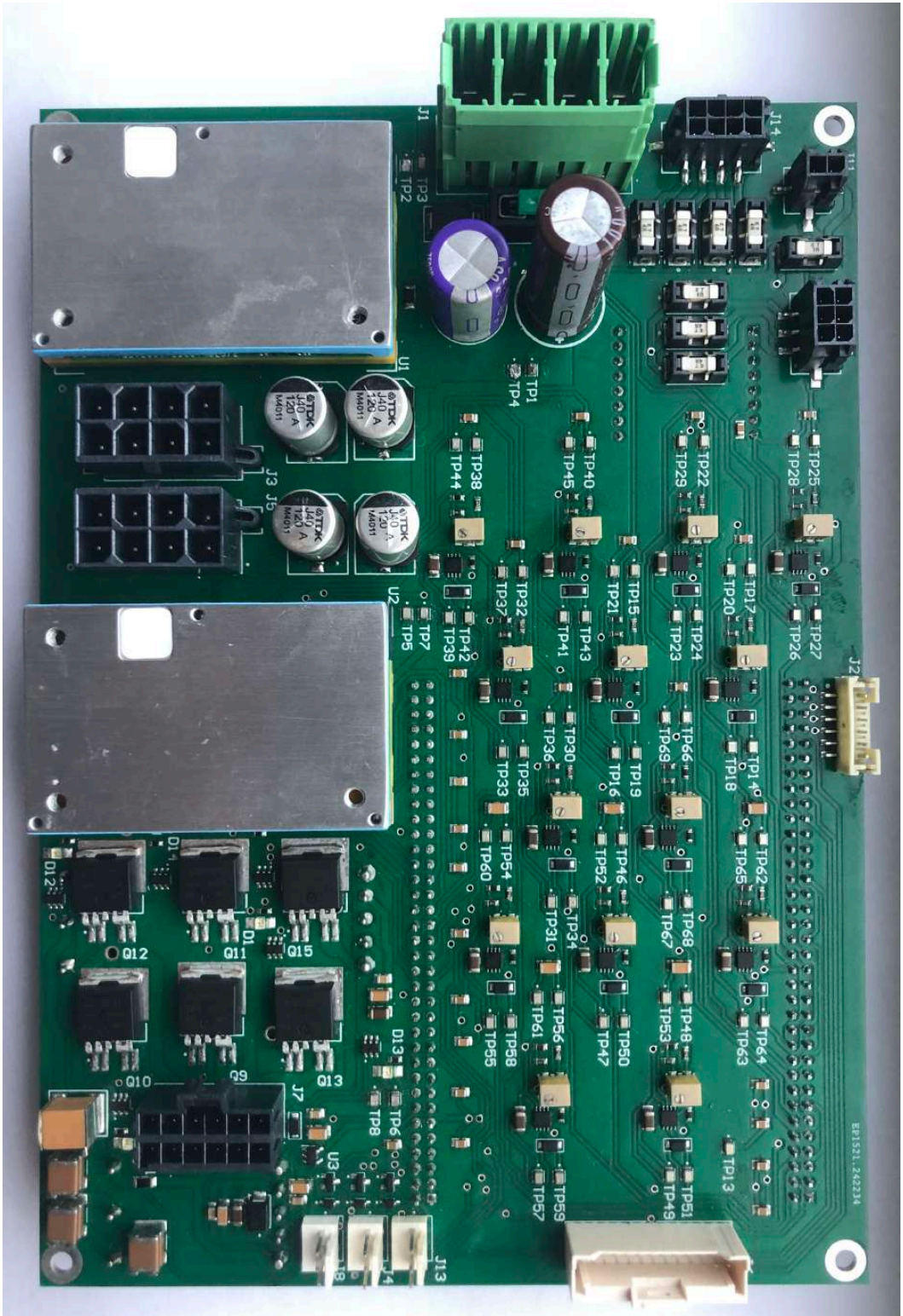


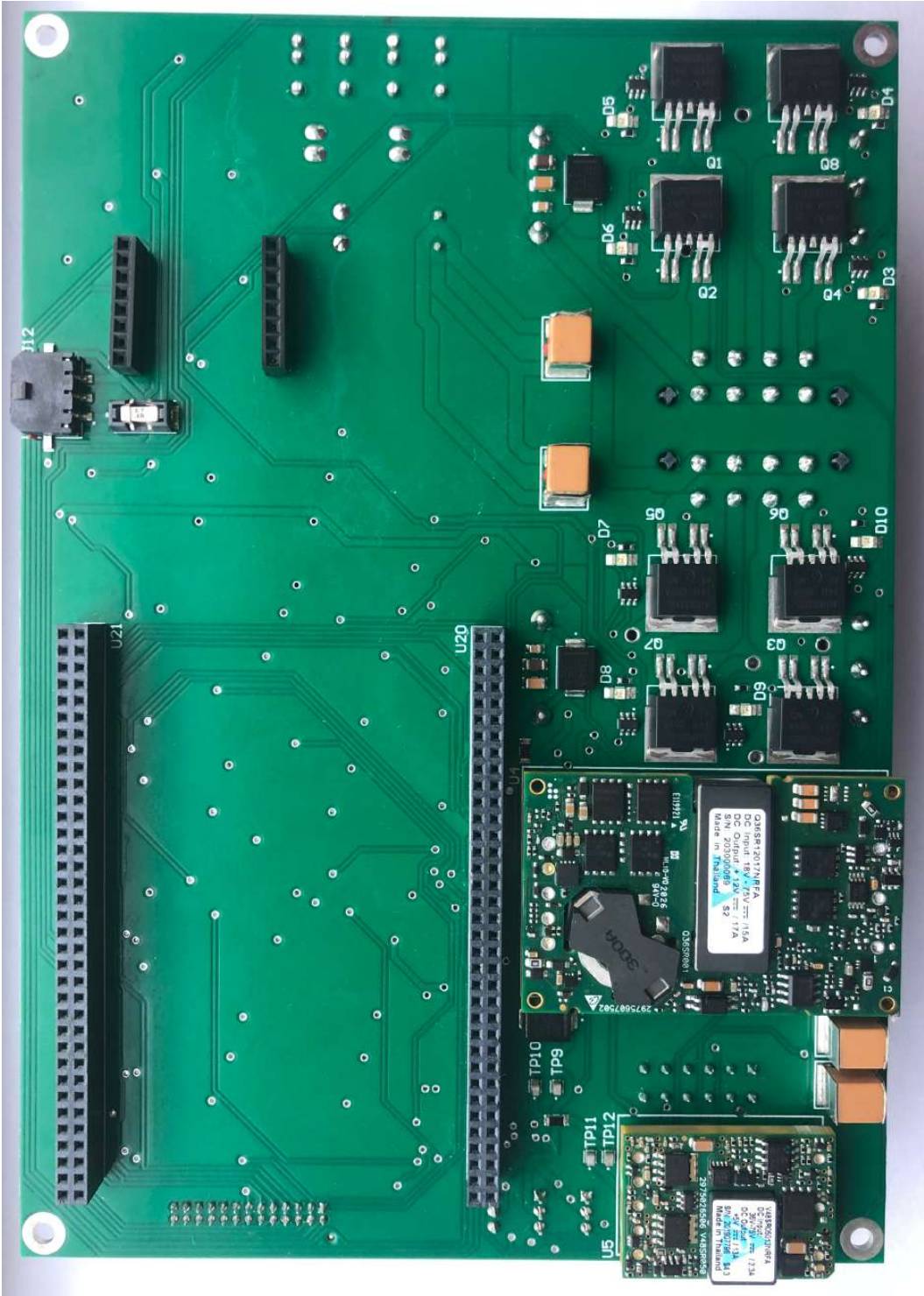


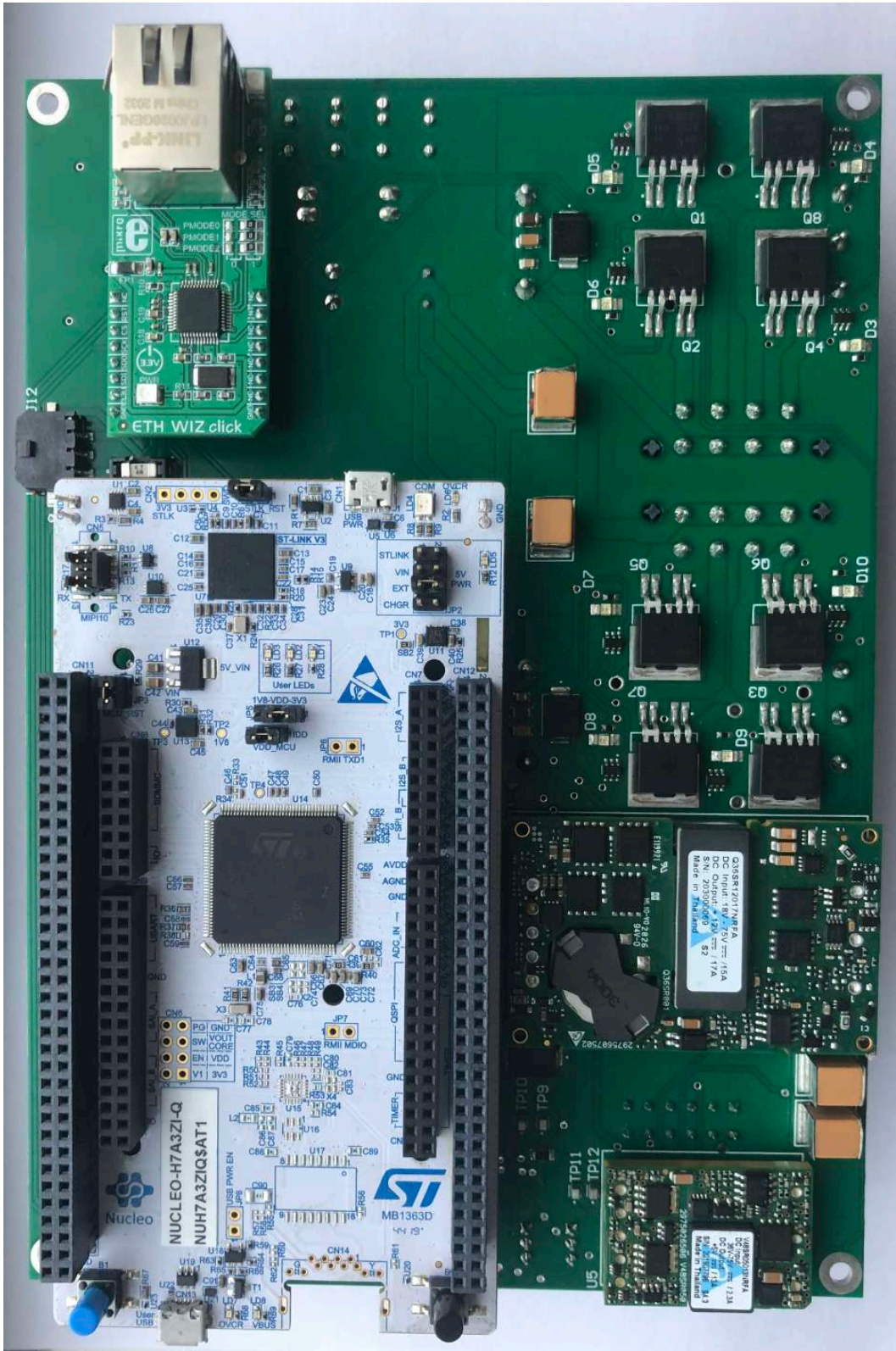












Vedlegg B

Signalbudsjett og grafisk oppsett av pinneoppsettet til mikrokontrolleren

B.1 Signalbudsjett

Register	Pinne nr.	I/O	Perifermodul	Navn	Beskrivelse
PA1	38	I	<i>ADC1_INP17</i>	<i>SENSE_TV1</i>	Strømmåling vertikal thruster 1
PA2	39	I	<i>ADC1_INP14</i>	<i>SENSE_TV2</i>	Strømmåling vertikal thruster 2
PA3	40	I	<i>ADC1_INP15</i>	<i>SENSE_TV3</i>	Strømmåling vertikal thruster 3
PA5	44	I	<i>ADC1_INP19</i>	<i>SENSE_TV4</i>	Strømmåling vertikal thruster 4
PA6	45	I	<i>ADC2_INP3</i>	<i>SENSE_TH1</i>	Strømmåling horisontale thruster 1
PA7	46	I	<i>ADC1_INP7</i>	<i>SENSE_TH2</i>	Strømmåling horisontale thruster 2
PB0	49	O	<i>TIM3_CH3</i>	<i>PWM_TV1</i>	PWM signal til vertikal thruster 1
PB1	50	O	<i>TIM3_CH4</i>	<i>PWM_TV2</i>	PWM signal til vertikal thruster 2
PB2	51	O	<i>SPI3_MOSI</i>	<i>MOSI_ETH</i>	Serielle data ut fra master til Ethernet-modul
PB4	131	O	<i>GPIO_output</i>	<i>EN_TV1</i>	Påslag av vertikal thruster 1
PB5	132	O	<i>GPIO_output</i>	<i>EN_TV2</i>	Påslag av vertikal thruster 2
PB10	66	O	<i>TIM2_CH3</i>	<i>PWM_M1</i>	PWM signal til manipulator 1
PB11	67	O	<i>TIM2_CH4</i>	<i>PWM_M2</i>	PWM signal til manipulator 2
PB15	75	O	<i>TIM12_CH2</i>	<i>PWM_LT</i>	PWM signal lys
PC0	28	I	<i>ADC2_INP10</i>	<i>SENSE_TH3</i>	Strømmåling horisontale thruster 3
PC1	29	I	<i>ADC1_INP11</i>	<i>SENSE_TH4</i>	Strømmåling horisontale thruster 4
PC2_C	30	I	<i>ADC2_INP0</i>	<i>SENSE_M1</i>	Strømmåling manipulator 1
PC3_C	31	I	<i>ADC2_INP1</i>	<i>SENSE_M2</i>	Strømmåling manipulator 2
PC4	47	I	<i>ADC2_INP4</i>	<i>SENSE_M3</i>	Strømmåling manipulator 3
PC5	48	I	<i>ADC1_INP8</i>	<i>SENSE_M4</i>	Strømmåling manipulator 4

Register	Pinne nr.	I/O	Perifermodul	Navn	Beskrivelse
PC6	93	O	<i>TIM3_CH1</i>	<i>PWM_TV3</i>	PWM signal til vertikal thruster 3
PC7	94	O	<i>TIM3_CH2</i>	<i>PWM_TV4</i>	PWM signal til vertikal thruster 4
PC8	95	O	<i>TIM8_CH3</i>	<i>PWM_M3</i>	PWM signal til manipulator 3
PC10	109	O	<i>SPI3_SCK</i>	<i>SCK_ETH</i>	Klokkesignaal som bitstrømmen er synkronisert med
PC11	110	I	<i>SPI3_MISO</i>	<i>MISO_ETH</i>	Serielle data inn til master fra Ethernet-modul
PC12	111	O	<i>SPI3_CS</i>	<i>CS_ETH</i>	Aktiveringssignal til Ethernet-modul
PD1	113	O	<i>GPIO_output</i>	<i>EN_TV3</i>	Påslag av vertikal thruster 3
PD2	114	O	<i>GPIO_output</i>	<i>EN_TV4</i>	Påslag av vertikal thruster 4
PD3	115	O	<i>GPIO_output</i>	<i>EN_TH1</i>	Påslag av horisontale thruster 1
PD4	116	O	<i>GPIO_output</i>	<i>EN_TH2</i>	Påslag av horisontale thruster 2
PD5	117	O	<i>GPIO_output</i>	<i>EN_TH3</i>	Påslag av horisontale thruster 3
PD6	120	O	<i>GPIO_output</i>	<i>EN_TH4</i>	Påslag av horisontale thruster 4
PD7	121	O	<i>SPI1_MOSI</i>	<i>MOSI_SEN</i>	Serielle data ut fra master til sensorkortet
PD12	82	O	<i>TIM4_CH1</i>	<i>PWM_M4</i>	PWM signal til manipulator 4
PE0	138	O	<i>GPIO_output</i>	<i>EN_M1</i>	Påslag av manipulator 1
PE2	1	O	<i>GPIO_output</i>	<i>EN_M2</i>	Påslag av manipulator 2
PE3	2	O	<i>GPIO_output</i>	<i>EN_M3</i>	Påslag av manipulator 3
PE4	3	O	<i>GPIO_output</i>	<i>EN_M4</i>	Påslag av manipulator 4
PE5	4	O	<i>TIM15_CH1</i>	<i>FAN_ELN</i>	Viftestyring, nedre plan
PE6	5	O	<i>TIM15_CH2</i>	<i>FAN_ELO</i>	Viftestyring, øvre plan
PE9	59	O	<i>TIM1_CH1</i>	<i>PWM_TH1</i>	PWM signal til horisontale thruster 1
PE11	61	O	<i>TIM1_CH2</i>	<i>PWM_TH2</i>	PWM signal til horisontale thruster 2
PE13	63	O	<i>TIM1_CH3</i>	<i>PWM_TH3</i>	PWM signal til horisontale thruster 3
PE14	64	O	<i>TIM1_CH4</i>	<i>PWM_TH4</i>	PWM signal til horisontale thruster 4
PF8	22	O	<i>TIM13_CH1</i>	<i>FAN_REG</i>	Viftestyring for spenningsregulator 800 W
PF9	23	O	<i>TIM14_CH1</i>	<i>PWM_MT</i>	PWM signal til motor til Mikro-ROV trommel
PF11	52	I	<i>ADC1_INP2</i>	<i>SENSE_uROV</i>	Strømmåling Mikro-ROV
PF14	53	I	<i>ADC2_INP6</i>	<i>SENSE_MT</i>	Strømmåling Mikro-ROV motor trommel
PG9	122	I	<i>SPI1_MISO</i>	<i>MISO_SEN</i>	Serielle data inn til master fra sensorkortet
PG10	123	O	<i>SPI1_CS</i>	<i>CS_SEN</i>	Aktiveringssignal til sensorkortet
PG11	124	O	<i>SPI1_SCK</i>	<i>SCK_SEN</i>	klokkesignal som bitstrømmen er synkronisert med
PG12	125	O	<i>GPIO_output</i>	<i>EN_MT</i>	Påslag av motor til trommel for mikro-ROV
PG13	126	O	<i>GPIO_output</i>	<i>EN_uROV</i>	Påslag av mikro-ROV

B.2 Grafisk pinneoppsett for mikrokontrolleren

Vedlegg C

Komponentliste

C.1 Komponentliste kraftfordelingskort

Partnummer	Kommentar	Komponentnavn	Antall
EGXF101ELL331MK35S	330uF	C1	1
A759PY337M1JAAE042	330uF	C2	1
B40940A8127M000	120uF	C3, C4, C9, C10	4
KTJ500B476M76BFT00	47uF	C5, C11, C19, C20, C21	5
C0805C104K3RACTU	0.1uF	C6, C12, C15, C18, C22, C28	
C1206C105K3RACTM	1uF	C7, C13, C16, C17, C23, C29, C48, C50, C52, C54, C57	11
C1206X106J3RACTU	10uF	C8, C14, C24, C30, C31, C33, C36, C37, C38, C40, C43, C45, C47, C49, C51, C53, C56, C59	18
KRM55TR71H226MH01K	22uF	C25, C26, C27	3
C0805C125K4RACTU	1.2uF	C32, C34, C35, C39, C41, C42, C44, C46	8
C0805C103J4RACTU	10nF	C55, C58, C61, C62, C63, C64, C65, C66, C67, C68, C69, C70, C71, C72, C75, C78	16
C0805C185K4RACTU	1.8uF	C60	1
APTR3216SYCK	GUL	D1, D2, D11, D12, D13, D14	6
APTR3216MGC	GRØNN	D3, D4, D5, D6	4

Partnummer	Kommentar	Komponentnavn	Antall
APTR3216SURC	RØD	D7, D8, D9, D10	4
SDM2U20SD3-7	Shottky diode	D15, D17, D19	3
3557-2	30A sikring	F1	1
0154003.DRTL	3A sikring	F2	1
0154004.DRTL	4A sikring	F3, F4, F5, F6, F7, F8, F9, F10	8
1720592	48V	J1	1
B6B-PH-SM4-TB(LF)(SN)	SPI til sensorkort	J2	1
76829-0008	Thruster	J3, J5	2
22-11-2032	Vifte	J4, J8, J13	3
501645-2620	PWM motorer	J6	1
1722981112	Motor og uROV	J7	1
5-535541-6	MIKROE-1718	J9	2
43045-0218	Sensorkort	J11	1
43650-0312	Lys	J12	1
43045-0818	12V-komponenter	J14	1
43045-0618	5V-komponenter	J15	1
AUIR3313STRL	AUIR3313(S)	Q1, Q2, Q3, Q4, Q5, Q6, Q7, Q8, Q9, Q10, Q11, Q12, Q13	13
DMN2004DMK-7	DMN2004DMK-7	Q14, Q16, Q17, Q18, Q19, Q20, Q21, Q22, Q23, Q24, Q25, Q26, Q27, Q28	14
AUIR3315STRL	AUIR3315(S)	Q15	1
DMG3402L-7	DMG3402L-7	Q29, Q30, Q31	3
CRCW12060000Z0EA	0Ω	R1, R2, R3, R89	4
CRCW060310K0FKEA	10kΩ	R4, R8, R11, R20, R21, R23, R34, R36, R44, R46, R54, R56, R65, R71	14
CRCW0603680RFKEA	680Ω	R5, R12, R15, R17, R22, R27, R35, R38, R45, R48, R55, R58, R66, R72	14
CRCW06032K10FKEA	2.1kΩ	R6, R10, R14, R24, R25, R29, R37, R39	8
3214W-1-202E	2kΩ	R7, R13, R18, R26, R30, R32, R40, R42, R74	9
3214W-1-502E	5kΩ	R50, R52, R60, R62, R68	5

Partnummer	Kommentar	Komponentnavn	Antall
CRCW060315K8FKEA	15.8k Ω	R9, R16, R19, R28, R31, R33, R41, R43, R51, R53, R61, R63, R69, R75	14
CRCW06032K80FKEA	2.8k Ω	R47, R49, R57, R59, R67	5
CRCW060368R0FKEA	68 Ω	R64, R70, R84, R85, R86, R87	6
CRCW06031K20FKEA	1.2k Ω	R73	1
CRCW060362R0FKEA	62 Ω	R76, R77, R78, R79	4
CRCW060375R0FKEA	75 Ω	R80, R81, R82, R83	4
S2751-46R	Testpunkt	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, TP39, TP40, TP41, TP42, TP43, TP44, TP45, TP46, TP47, TP48, TP49, TP50, TP51, TP52, TP53, TP54, TP55, TP56, TP57, TP58, TP59, TP60, TP61, TP62, TP63, TP64, TP65, TP66, TP67, TP68, TP69	69
5.0SMDJ48AS	TVS_48V	TVS1	1
1.5SMC15A	TVS_12V8	TVS2, TVS3, TVS4	3
P6SMB6.8A	TVS_5V8	TVS5	1
PTVS3V3S1UR,115	TVS_3V3	TVS6, TVS7, TVS8, TVS9, TVS10, TVS11, TVS12, TVS13, TVS14, TVS15, TVS16, TVS17, TVS18, TVS19, TVS20	15
QBVE067A0B41-HZ	QBVE067A0B41-HZ	U1, U2	2
TPS73633DBVT	TPS736	U3	1
Q36SR12017NRFA	Q36SR12017NRFA	U4	1
V48SR05013NRFA	V48SR05013NRFA	U5	1
S-89430BCFM-H4CTFU	S-89430BCFM	U6, U7, U8, U9, U10, U11, U12, U13, U14, U15, U16, U17, U18, U19	14
ESQ-135-33-T-D	STM32H7A3ZI-Q	U20, U21	2

C.2 Komponentliste navlestreng

Partnummer	Kommentar	Antall
G2-50/OM2 BB AXAI-I/O-W (oransje)	Fiberkabel	21 m
-	Konnektor fiberkabel	2 stk
RADOX 125 4.0 MM ² RED	Kraftkabl (rød)	21 m
RADOX 125 4.0 MM ² BLACK	Kraftkabl (svart)	21 m
ILB4F	Konnektor kraftkabler	2 stk
HEGPV0X09-PBT-BK-CA	Ytterkappe	21 m
-	Bunnfyllingslist, 13 mm, 50 m	21 m
Artikkel no. 9916087	Kabelgrip, kevlar	2 stk