



Universitetet
i Stavanger

DET TEKNISK-NATURVITENSKAPELIGE FAKULTET

BACHELOROPPGAVE

Studieprogram/spesialisering: Bachelor i ingeniørfag/ Automatisering og elektronikkdesign y- vei	Vårsemesteret, 2023 Åpen
Forfatter: Håvard Thomlevold (257835) Tomas Håkonsen (259076)	
Fagansvarlig: Morten Tegnesdal Veileder(e): Morten Tengesdal, Jon Fidjeland	
Tittel på bacheloroppgaven: Kraftforsyningsmodul for fjernstyrt undervannsfartøy(ROV) Engelsk tittel: Power supply unit for ROV	
Studiepoeng: 40 (2x20)	
Emneord: Kraftforsyning, Overspenningsvern, Kondensatorbanker, Kretskortdesign, ROV, MATE, UiS Subsea	Sidetall: 150 + vedlegg/annet: 61 Stavanger, 15. mai 2023

Sammen drag

UiS Subsea er en studentorganisasjon ved Universitetet i Stavanger, og siden 2013 har organisasjonen hatt som mål å engasjere studenter for undervannsteknologi og samarbeid på tvers av fagdisipliner. I år er det 24 ingeniørstudenter fra studieretningene maskin, data og elektro som skal samarbeide om å utvikle en "Remotely Operated Underwater Vehicle" (ROV). Hvert vårsemester utvikler studenter et undervannsfartøy som skal opereres fem måneder etter starten av prosjektet. I tillegg til at den skal opereres er også målet å konkurrere med andre fartøy. Opp igjennom årene har organisasjonen deltatt i konkurranser fra Italia til USA, samt den lokale konkurransen "TAC Challenge" på Tau Autonomy Center. Motivasjonen for å delta i slike konkurranser er å teste fartøyets funksjonalitet ved å utføre ekte arbeidsoppgaver under vann, og i sjø.

Denne rapporten er dokumentasjonen for arbeidet som ble gjort i forbindelse med utviklingen av modulene for kraftforsyningen til ROV-en. Modulene består av tre kretskort med komponenter som skal forsyne, fordele, verne og regulere spenningen som kommer fra land. Den siste modulen er kraft- og kommunikasjonsoverføring fra land til fartøyet gjennom en kabel som kalles "tjor". Denne fungerer som en erstatning fra "navlestrengen" som ble bygget i forbindelser med tidligere bachelor-oppgaver for organisasjonen.

Med utgangspunkt i tidligere utviklede kraftmoduler fra UiS Subsea er hovedmålet med årets oppgave å videreutvikle de løsningene som ble brukt. Det er to hovedområder som skiller løsningen vår fra de tidligere. Det første er at ROV-ens fremdriftsmotorer fordeles over to spenningsregulatorer på en slik måte at kraftbehovet på hver regulator blir minket, og marginen for overstrømmer på regulatorene blir større enn tidligere løsninger. Det andre er å bruke en elektronisk sikring kallet *eFuse* for overvåking og sikring av strømforbruket på kretser som har høye strømforbruk. Denne løsningen erstatter bruken av komparatorbaserte sikringskretser som kan være kretsteknisk og kretskortutviklingsmessig utfordrende.

For kraft- og kommunikasjonsoverføring fra land har vi også utviklet en *tjor*. Tjoren er en kabelbunt som inneholder to ledninger for kraftoverføring fra land og en høyhastighets kommunikasjonskabel for kommunikasjon mellom kontrollstasjonen på land og fartøyet. Løsningen skiller seg fra tidligere år ved at det i år ikke er brukt fiberkabel for kommunikasjon, og det er brukt et høyere kabeltverrsnitt på kraftledningene.

Sluttproduktene som gjorde opp årets kraftforsyningsmodul var ikke uten forbedringspotensiale, men i sin helhet var modulens funksjoner som spesifisert. Modulene forsynte fartøyets komponenter med riktig spenningsnivå i tillegg til at komponentene var beskyttet mot overstrøm og overspenning. I sin helhet er gruppen fornøyd med arbeidet og innsatsen som ble lagt inn på oppgaven.

Forord

Etter tre lærerike og utfordrende år på automatisering og elektronikkdesign ved Universitetet i Stavanger, markerer denne oppgaven slutten på bachelorgraden. Begge forfattere av denne oppgaven kommer fra yrkeslivet med fagbrev i henholdsvis elektro og automatisering, og etter disse tre årene har den praktiske kunnskapen blitt utvidet med en teoretisk og analytisk tilnærming til faget.

Det å jobbe i et prosjekt gjennom studentorganisasjonen UiS Subsea, som baserer seg på tverrfaglig samarbeid, er i stor grad en givende opplevelse. Prosjektets suksess har basert seg på at alle prosjektdeltakerene har et felles mål om å utvikle et system gjennom tett samarbeid på tvers av de ulike deloppgavene, og vi vil takke alle de andre prosjektgruppene for innsatsen som er lagt inn gjennom dette halvåret.

Det er også all grunn for å takke Universitetet i Stavanger, og spesielt det teknisk-naturvitenskapelig fakultet for muligheten til å utføre en slik bacheloroppgave. I tillegg til å legge til rette for studentorganisasjonen har fakultetet spilt en nøkkelrolle som en økonomisk støttespiller gjennom prosjektet.

Utvikling av en ROV i tillegg til å konkurrere utenlands er kostnadmessig omfattende, og vi er avhengige av å ha engasjerte samarbeidspartnere slik som universitetet i ryggen. Like viktig er våre samarbeidspartnere og sponsorer. År etter år viser næringslivet at de er glødende opptatt av å støtte våre prosjekter, og i år har vi hatt rekordmange sponsorer med på vårt lag. Den økonomiske og faglige støtten vi får er essensielt for organisasjonens utvikling for fremtiden, og alle involverte retter vi en stor takk til.

Vi vil takke Kristian Thorsen for gode svar på problemstillinger og utfordringer. I tillegg vil vi takke Jon Fidjeland som har vært viktig hjelp i forbindelse med kretskortutviklingen, samtidig som han alltid har vært behjelpelig med låning av utstyr og komponenter.

Til slutt takker vi Morten Tengedal, vår veileder og fagansvarlig gjennom dette prosjektet. Konstruktive tilbakemeldinger på rapporten samt diskusjoner rundt kretskortutviklingen har en vært en svært viktig ressurs for gruppen.

Ordliste

ROV	Remotely Operated Underwater Vehicle.
Tjor	En bunt av kabler til overføring av kraft og kommunikasjon til undervannsfartøy.
AC	Alternating current.
DC	Direct current
PCB	Printed Circuit Board
eFuse	Eletkronisk sikring
IC	Integrated Circuit
TVS	Transient Voltage Suppressing
HAL	Hardware abstraction layer
CAN	Controlled Area Network
IOC	Initialization/Configuration Code
PWM	Pulse-width modulation
GPIO	General-purpose input/output
ADC	Analog-to-digital converter
ARR	Auto-reload Register
CCR	Capture Compare Register
PCI	Peripheral Component Interconnect
I2C	Inter-Integrated Circuit
TX	Transmitter
RX	Receiver
LED	Light Emitting Diode
MATE	Marine Advanced Technology Education Center

Innhold

1	Introduksjon	1
1.1	MATE - Marine Advanced Technology Education	1
1.1.1	MATE ROV Competition	1
1.1.2	Oppgave 1: (Maritim fornybar energi)	2
1.1.3	Oppgave 2B: (Innsjøer og elver)	7
1.1.4	Oppgave 3: (MATE Floats!)	9
1.1.5	Restriksjoner og Krav	9
1.2	UiS SubSea	10
1.3	ROV prosjektet	11
1.3.1	ROV-historie	11
1.3.2	ROV-en <i>Yme</i>	14
1.3.3	Flyteren <i>Balder</i>	15
1.3.4	Design for ROV og Flyter	16
1.3.5	Manipulator	16
1.3.6	Kraftforsyning	17
1.3.7	Kommunikasjon	17
1.3.8	Regulering og styring	17
1.3.9	Sensorsystem	17
1.3.10	Flyter	18
1.3.11	Bildebehandling	18
1.3.12	GUI og nettverk	18
1.4	Kraftforsyningsmodul	19
	Behovsspeifikasjon	20
	Funksjonsspesifikasjon	20
2	Valg av kabel	22
2.1	Vurdering av fjorårets valg	22
2.2	Kabelberegning	23
2.2.1	Tjorlengde	23
2.2.2	Tversnittberegning	26
2.2.3	Kabeltype	33
2.2.4	Drag- og oppdriftsberegning	33
	Kabelstrømpe	38
2.2.5	Konklusjon	41

3	Omforming av kraft	42
3.1	Spenningsregulering	43
	Typer spenningsregulatorer	45
3.1.1	Lineære spenningsregulatorer	45
	Tilbakekobling på lineære spenningsregulatorer	45
	Lineære spenningsregulatorers virkningsgrad	48
3.1.2	Svitsjet strømforsyning	49
3.1.3	Nedregulator("Buck")	52
3.1.4	Fullbro DC/DC- regulator	58
	H-bro	58
	Transformatoren	60
	Likeretteren	60
	Utgangsfiler	63
3.1.5	Sammenligning mellom lineær spenningsregulator og fullbro DC/DC- regulator.	66
	Fordeler med lineære spenningsregulatorer	66
	Ulemper med lineære spenningsregulatorer	66
	Fordeler med fullbro DC/DC-spenningsregulator	66
	Ulemper med fullbro DC/DC-spenningsregulator	67
	Oppsummering	67
3.2	Valg av spenningsregulatorer	68
3.2.1	Regulering fra 48 V til 12 V	69
	Behov	69
	Komponentvalg	73
3.2.2	Regulering fra 48V til 5V	74
	Behov	74
	Komponentvalg	75
4	Stabilisering av spenning	78
4.1	Kondensatorer	79
	Kondensatortyper	81
4.1.1	Valg av kondensator	84
4.1.2	Inngangskondensatorer	84
4.1.3	Bulk-kondensatorer	87
4.1.4	Utgangskondensatorer	94
4.2	Resultat/Konklusjon	94
5	Kretsvern	96
5.1	Vurdering av fjorårets løsning	98
5.2	Sikring av overstrøm	98
5.3	Valg av sikring	99
5.3.1	Strømmåling og sikring for 12 V-krets	100
5.3.2	Strømmåling og sikring for 5 V-krets	104
	Sikring	104
	Måling	105
	Konklusjon	108

6	Kretskortutvikling	109
6.1	Skjemategning	110
6.1.1	Spenningsregulering	111
6.1.2	Sikringskrets 12V	112
6.1.3	Målekrets 5V	113
6.1.4	Mikrokontroller	114
6.1.5	LED-driver	114
6.1.6	Temperatur og CAN	115
6.2	Planlegging av utlegg	115
6.2.1	Utforming av kretskort	116
6.2.2	Beregning av banebredde	116
6.2.3	Fotavtrykk	118
6.3	Utlegg	118
6.4	Lodding	124
6.4.1	Loddeprosess/testing	124
7	Programvare	126
7.1	Valg av mikrokontroller	127
7.2	Konfigurasjon	128
7.2.1	IOC-filen	128
7.2.2	Regulatorer	129
7.2.3	12V sikringskrets	130
7.2.4	5V målekrets	130
7.2.5	LED-krets	130
7.2.6	TIM3	130
7.3	Kode	130
7.3.1	Tellere	131
7.3.2	ADC	132
7.3.3	Sending av data	132
7.3.4	Mottak av data	133
7.3.5	Temperaturmåling	135
8	Lys til ROV	136
8.1	Vurdering av fjorårets løsning	136
8.1.1	Lysbehov	136
8.1.2	Driverkrets	136
8.1.3	Plassering av lysdioder	137
8.2	Valg av lys og driver	137
	Valg av lysdiode	137
	Valg av lysdriver	138
8.2.1	Konklusjon	139
9	Diskusjon	140
9.1	Maskinvare	140
	Sikringskrets	140
	Dioder	142

Kretskortutvikling	143
Mikrokontroller	144
9.2 Programvare	145
9.3 Tjor	146
9.4 Egevaluering	146
9.4.1 Forslag til forbedring	147
9.5 Prosjektstyring	147
Introduksjonskapittel	147
Økonomi og finansiering	147
10 Konklusjon	149
A Kretsskjema 12 V	155
B Kretsskjema 5 V	157
C Testrapport 12 V regulator	159
D Testrapport 5 V regulator	167
E Testrapport 12V sikring	173
F Konfigurasjonsrapport STM32	181

Kapittel 1

Introduksjon

1.1 MATE - Marine Advanced Technology Education

Informasjonen under samt alle figurene er hentet fra arrangørens hjemmesider [1] [2].

Den fjernstyrte undervannsfarkosten¹ som UiS Subsea utvikler i år, er i samsvar med spesifikasjonene fastsatt av den internasjonale konkurransen *MATE ROV COMPETITION*. Denne konkurransen arrangeres av organisasjonen *MATE*², som er et partnerskap mellom amerikanske organisasjoner som ble etablert i 1997. Partnerne inkluderer hovedsakelig skoler, forskningsinstitutter, myndigheter og institusjoner for marinteknikk. Formålet med partnerskapet er å arbeide for å forbedre marintekniske utdanninger og dermed forberede den fremtidige amerikanske arbeidsstyrken for kommende maritime operasjoner.

I 2021 overførte *MATE* ansvaret for studentaktiviteter til *Marine Advanced Technology Education for Inspiration and Innovation*, også kjent som *MATE II*. Dette innebærer å videreføre engasjementet av studenter ved å arrangere *MATE*-konkurransen årlig. Formålet er å utfordre studentene til å anvende og utvide sin ingeniørfaglige kunnskap for å løse undervannsutfordringer. UiS Subsea deltar i Explorer-klassen, som er rettet mot studenter innen høyere teknisk utdanning.

1.1.1 MATE ROV Competition

Informasjonen om konkurransen er hentet fra konkurransemanualen [3] og arrangørens nettside [1].

Konkurransen fortsetter i samme stil som de to siste årene, med fokus på temaer knyttet til FNs tiår³ for havforskning. FNs tiår for havforskning er et initiativ som tar sikte på å øke kunnskapen om havene

¹ROV

²The Marine Advanced Technology Education Center

³2021-2030



Figur 1.1: MATE logo.



Figur 1.2: MATE II logo.



Figur 1.3: MATE Competition logo.

globalt og sikre at samfunnet anvender denne kunnskapen. Dette bidrar til å nå FNs bærekraftsmål [4]. Årets oppgave innebærer å bygge en ROV samt en forskningsbøye⁴ som kan utføre vitenskapelig arbeid knyttet til disse temaene. Aktuelle temaer for året inkluderer utvikling og drift av ren energi, overvåking og prøvetaking for å bidra til å gjenopprette biologisk mangfold.

Poengivning:

Under konkurransen deles poengene ut i tre segmenter. For produktdemonstrasjon skal deltakerne utføre tre praktiske oppgaver innen en tidsramme på 15 minutter. Hvis oppgavene fullføres før tiden, tildeles ekstrapoeng: 1 poeng for hvert minutt og 0.01 poeng for hvert sekund. Ekstra poeng gis også hvis ROV-en veier mindre enn 25 kg. Poeng for godt samarbeid under konkurransen kan også oppnås. Disse praktiske oppgavene tester de operative egenskapene til ROV-en. Det andre segmentet gir poeng for teknisk dokumentasjon og presentasjon av bedriften eller organisasjonen. Det siste segmentet gir poeng for sikkerheten til ROV-en og analysen av farene knyttet til driften av ROV-en.

Nedenfor i tabellen er det vist en oppsummert poengstruktur for hvert segment i konkurransen. Detaljer om hvordan poeng tildeles for dokumentasjon, markedsføring og sikkerhet er ikke inkludert.

Produkt-demonstrasjoner	
Oppgaver	300 poeng
Tidsbonus	10 poeng
Vektrestriksjoner	10 poeng
Organisatorisk effektivitet	10 poeng
Prosjektering og kommunikasjon	
Teknisk dokumentasjon	100 poeng
Produktpresentasjon	100 poeng
Markedsføring	50 poeng
Bedriftens spesifikasjonsark	20 poeng
Bedriftsansvar	20 poeng
Sikkerhet	
Gjennomgang av sikkerhetsdokumentasjon	20 poeng
Sikkerhetsinspeksjon	30 poeng
Sikker jobbanalyse	10 poeng
Totalt	680 poeng

1.1.2 Oppgave 1: (Maritim fornybar energi)

FNs bærekraftsmål [4] [3]:

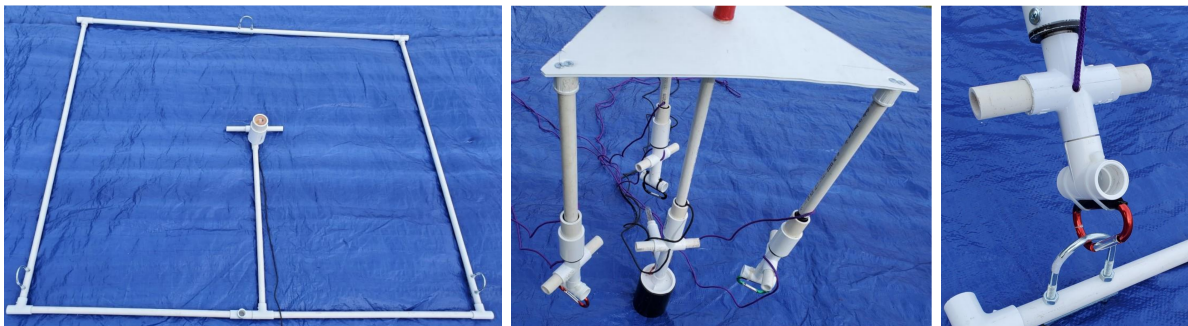
7 Ren energi til alle

12 Ansvarlig forbruk og produksjon

Den første oppgaven er designet for å simulere installasjonen av en samling flytende solcellepaneler i en etablert flytende vindkraftpark. Oppgaven inkluderer også fjerning av biologisk belegg og manøvrering av ROV-en autonomt eller manuelt inn i en undervanns parkeringsstasjon.

⁴Flyter, Float

Oppgave 1.1: Installere en samling av flytende solcellepaneler



(a) Havbunnsanker for installasjon.

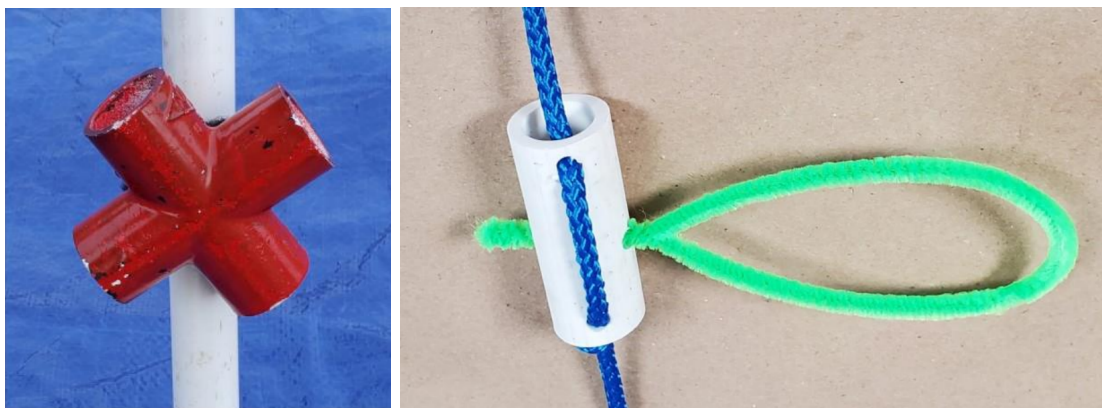
(b) Flytende solcellepanel.

(c) Fortøyningskrok.

- Manøvrere solcellepanelene mellom de tre eksisterende vindturbinene: 10 poeng.
- Feste de tre fortøyingene fra solcellepanelene til ankerpunktene: 15 poeng.
- Fjerne dekslet fra inngangen til kraftporten: 5 poeng.
- Koble til pluggen fra solcellepanelene: 10 poeng.

Oppgave 1.2: Fjerne biologisk begroing fra flytende vindturbiner

Det biologiske belegget simuleres enten med rødfarget PVC-rør festet med borrelås, eller med rørrensere laget av chenille tvunnet sammen.



(a) Biologisk materiell på struktur.

(b) Biologisk materiell på tau.

- Fjerne 1-2 enheter av biologisk belegg: 5 poeng.
- Fjerne 3-5 enheter av biologisk belegg: 10 poeng.
- Fjerne 6 enheter av biologisk belegg: 15 poeng.

Oppgave 1.3: Manøvrere ROV-en i en parkeringsstasjon



Figur 1.6: Parkeringsstasjon for ROV.

- Manøvrere autonomt inn i parkeringsstasjonen: 15 poeng.
- Manøvrere manuelt inn i parkeringsstasjonen: 10 poeng.

Oppgave 2A: (Korallrev og blå karbon)

FNs bærekraftsmål [4] [3]:

13 Stoppe klimaendringene

14 Livet i havet

Oppgave nummer to er delt inn i to deler, 2A og 2B. Del A omfatter vitenskapelige arbeidsoppgaver som å skanne et korallrev, identifisere organismer ved bruk av eDNA, påføre UV-lys på syke korallrev, inspisere og installere et miljøvennlig forankringssystem for å beskytte sjøgress på havbunnen.

Oppgave 2.1: Måle, modellere og finne sykdom på et korallrev



Figur 1.7: Korallhode med hvite flekker.

- Måle korallrevets diameter: 5 poeng.
- Måle korallrevets høyde: 5 poeng.
- Måle korallrevets areal av syke områder: 5 poeng.
- Lage en 3D-modell autonomt: 15 poeng.
- Lage en 3D-modell manuelt i CAD: 5 poeng.

Alle mål har et toleranseområde på 2 cm og kan utføres enten autonomt eller manuelt, ved å bruke objekter med kjente størrelser.

Oppgave 2.2: Identifisere korallrevorganismer ved eDNA



(a) Vannposekobling.



(b) Kobling for uttak av prøve.

- a) Hente vannprøve i flaske: 10 poeng.
- b) Identifisere fisketyper basert på tre prøver av eDNA, utgitt fra arrangør: 5 poeng.

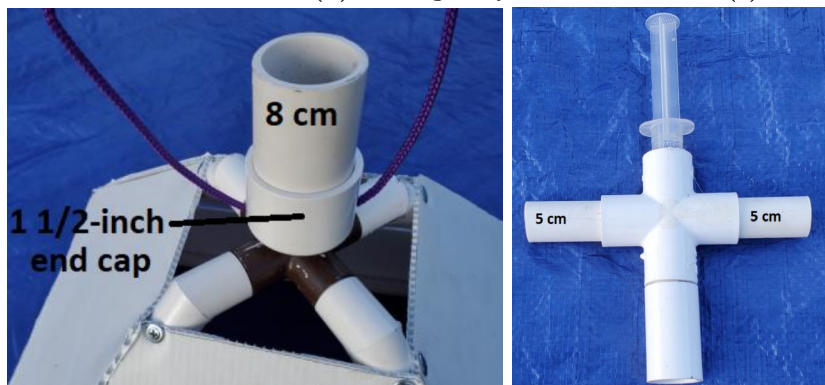
Oppgave 2.3: Administrere Rx-middel til sykt koral



(a) Photoresistor.

(b) Kobling for lys.

(c) Telt.

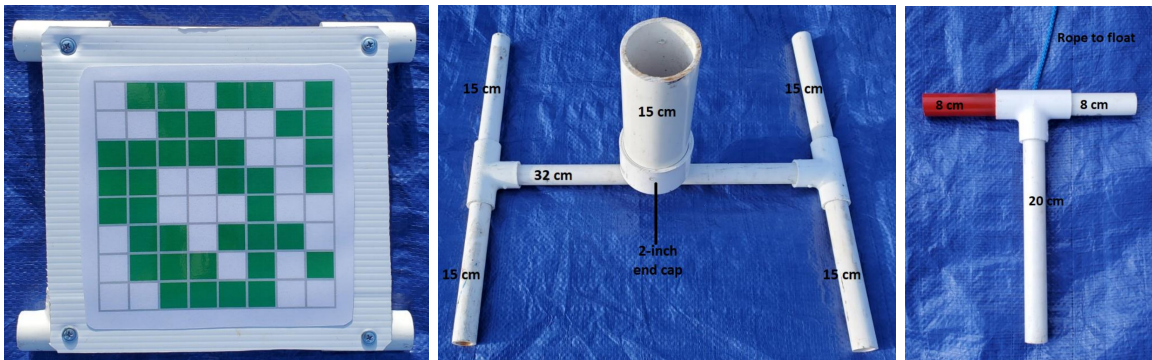


(d) Kobling for injeksjon.

(e) Sprøyte.

- Posisjonere UV-lys over sykt område: 5 poeng.
- Skru på lys og behandle: 5 poeng.
- Plassere telt over korallrev: 10 poeng.
- Plassere sprøyte i åpningen til teltet: 5 poeng.
- Tømme innholdet i sprøyten i teltet: 5 poeng.

Oppgave 2.4: Overvåke og beskytte sjøgresshabitat



(a) Sjøgress.

(b) Eco-Mooring base.

(c) Fortøyningspunkt.

- a) Identifisere om et sjøgresshabitat har rehabilitert seg, gjennomgått ingen endring eller forverret seg i løpet av tre måneder basert på bilder: 5 poeng.
- b,c) Installere *Eco-Mooring* system på havbunnen i en base og deretter rotere forankringspunktet 720° i basen: 10 poeng.

1.1.3 Oppgave 2B: (Innsjøer og elver)

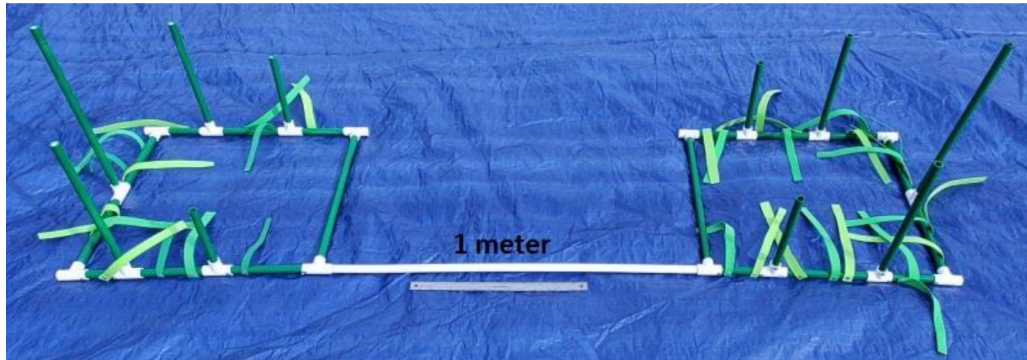
FNs bærekraftsmål [4] [3]:

13 Stoppe klimaendringene

14 Livet i havet

Oppgave 2B fokuserer mer på vitenskapelig arbeid rettet mot innsjøer. Oppgavene inkluderer å lete etter fisk og sjekke om de tilhører en invaderende art, samt slippe ut yngel der det er trygt. Videre skal tau inspiseres, fjerne større objekter, kjøre en transektlinje, telle antall frosker og installere et kamera på bunnen.

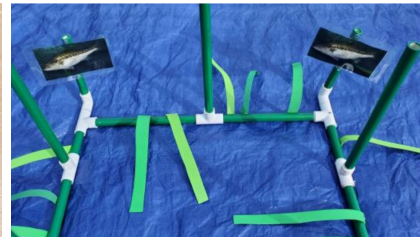
Oppgave 2.5: Re-introdusere utrydningstruede arter av Northern Redbelly Dace yngel



(a) Habitatområdene.



(b) Yngel.



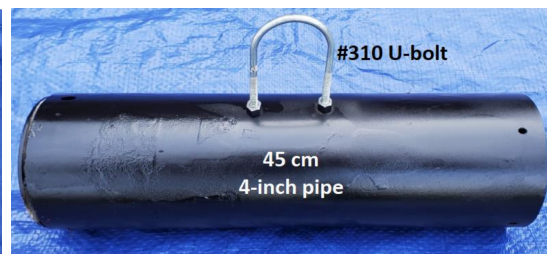
(c) Eksisterende fiskerese.

- Undersøke to områder for å finne trygge steder å plassere yngel: 10 poeng.
- Klimatisere yngel i et trygt område: 5 poeng.
- Slippe ut yngel i et trygt område: 10 poeng.

Oppgave 2.6: Sørge for helse og sikkerheten av Dillion-reservatet



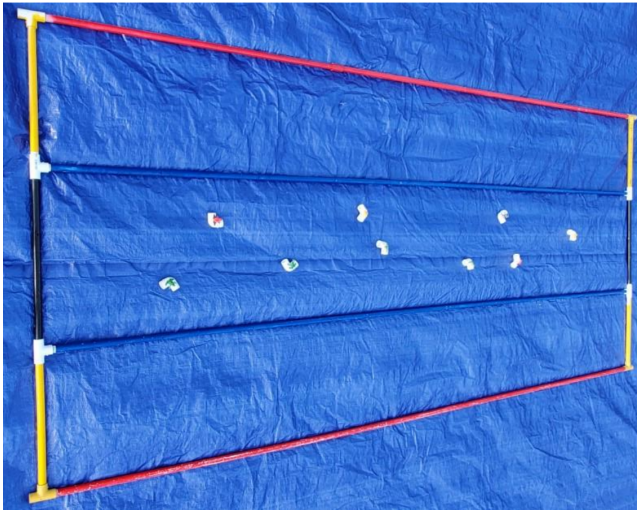
(a) Tau med bokstaver.



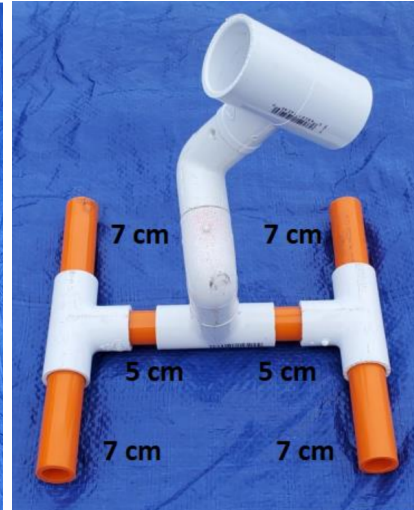
(b) Tungt objekt som skal ryddes.

- Inspisere tauet til en bøye og vise frem 10 bokstaver som er festet langs tauet: 10 poeng.
- Vise frem dokumentasjon på ROV-en sin løftekapasitet: 5 poeng.
- Løfte objektet på maksimalt 120 Newton opp av vannet: 10 poeng.
- Returnere objektet til land: 5 poeng.

Oppgave 2.7: Overvåke truet Lake Titicaca frosker



(a) Område som transektlinjen ROV-en skal kjøre over.



(b) Kamera som skal plasseres.

- a Kjøre transektlinje og holde videobildet innefor strekene: 10 poeng.
- a Telle antall frosker som er innenfor område: 5 poeng.
- b Installere et kamera på et angitt område: 5 poeng.

1.1.4 Oppgave 3: (MATE Floats!)

FNs bærekraftsmål [4] [3]:

13 Stoppe klimaendringene

Denne oppgaven innebærer å bygge en forskningsbøye som kan sende data når den bryter havoverflaten.

Oppgave 3.1: MATE Floats! 2023

- Designe og bygge en fungerende vertikal profilerende forskningsbøye: 5 poeng.
- Forskningsbøyen kommuniserer med land før det begynner å synke: 10 poeng.
- Vertikal profil 1; bøyen synker og stiger etter å ha truffet bunn: 10 poeng.
- Forskningsbøyen sender tiden til land etter første vertikale profil: 10 poeng.
- Vertikal profil 2; bøyen synker og stiger etter å ha truffet bunn: 10 poeng.
- Forskningsbøyen sender tiden til land etter første vertikale profil: 10 poeng.

1.1.5 Restriksjoner og Krav

Konkurransen har visse fysiske restriksjoner til ROV-ene på størrelse, vekt, operasjonsmiljø og noen elektriske krav. I tillegg er det bare lov til å stille med én ROV.

- **Miljø:** ROV-en skal kunne operere i fersk-, klor- eller saltvann i temperaturer mellom 15°C og 30°C.
- **Materialer:** ROV-en skal kunne operere på minimum 4meter dypde. Det er også en maksimal vekt på 35kg.

- **Tjorlengde:** Tjoren må være lang nok til å operere i et område som er 10 m fra vannkanten og 4 meter dypt. Kontrollstasjonen kan være opptil 3 meter fra kanten av bassenget.
- **Thrusterne:** Thrusterene skal ha beskyttelse og minimum innkapslingsgrad på *IP20*. Motorene til thrusterne skal være designet for å operere under vann.
- **Elektrisk:** Arrangøren stiller med kraftforsyning til ROV-en på 30 A og 48 VDC. Konvertering til lavere spenninger må skje på ROV-en. Det skal også være et overbelastningsvern på 150% av nominelt strømforbruk på ROV-en.
- **Flyter:** Batteriene som brukes ombord må være av typene: AAA, AA, A, A23, C, D, eller 9 V *alkalinebatterier*. Flyterne skal også være beskyttet av en sikring på 7.5 A. Det skal være en trykkavlastningsventil med diameter på minimum 2.5 cm.

1.2 UiS SubSea

UiS Subsea er en studentorganisasjon ved Universitetet i Stavanger som har engasjert studenter innenfor undervannsteknologi helt siden 2013. Hovedmålet til organisasjonen er å tilby studenter erfaring med å jobbe og samarbeide i et team bestående av forskjellige ingeniørdisipliner og kunnskap.

I år består UiS Subsea av totalt ni ulike bachelorgrupper med ingeniørdisiplinene data, elektro og maskin, som jobber mot et felles mål om å designe og produsere en komplett fjernstyrt undervannsfarkost, ROV⁵. Årets ambisjoner var å basere seg på og forbedre fjorårets ROV, med hovedmål om å gjøre den enklere å vedlikeholde, mer effektiv og å oppgradere programvaren for å rette produktet inn mot en autonom undervannsfarkost, AUV⁶. Årets farkost vil ikke bli helt autonom, men skal kunne konkurrere i noen av MATE sine autonome utfordringer.

Blant gruppene er det to maskiningeniør grupper, som er ansvarlig for å designe og produsere manipulator, ramme og elektronikkhus til ROV-en og Flyter-en. Det er fem elektroingeniør grupper, hvor fire grupper jobber med ROV-en og en gruppe jobber med Flyteren. Elektrogruppene på ROV-en har ansvar for; krafthåndtering, sensorer, regulering & navigasjon, og kommunikasjon mellom de ulike elektriske systemene. Elektrogruppen som jobber med Flyteren er ansvarlig for all elektronikk til Flyteren. på ROV-en, og , sensorer, elektriske forbindelser og kretser. De er også ansvarlig for kommunikasjonen mellom ROV-en og kontrollstasjonen på land. Over vann er det to dataingeniør grupper. De er ansvarlig for å sende og motta kommandoer og data mellom ROV-en og den eksterne datamaskinen⁷. Datamaskinen viser informasjon fra ROV-en i et GUI. GUI-et sender og håndterer kontrolldata, samt behandler billedata.

UiS Subsea har over flere år bygget ROV-er og deltatt i internasjonale konkurranser, hvor målet for i år er å delta på *MATE ROV Competition* i Denver, USA. Dette skaper et grunnlag for mer avansert problemløsning og samarbeid, med formålet om å skape et positivt og sunt miljø for læring og utvikling av tekniske løsninger. UiS Subsea gir studenter muligheter til å kommunisere og samarbeide med næringslivet i området. Flere selskaper er svært engasjerte i disse type prosjekter, og tilbyr ofte komponenter, ekspertise og andre ressurser via sponsoravtaler. For å videre forbedre forholdet mellom organisasjonen og næringslivet, holder UiS Subsea årlig en begivenhet kalt *Subsea dagen*, hvor selskaper fra *subsea* industrien kan ha presentasjoner for å reklamere for seg selv. Både UiS Subsea og selskapene

⁵Remotely Operated Vehicle

⁶Autonomous Underwater Vehicle

⁷Topside

genererer mye eksponering fra denne begivenheten. Tidligere år har organisasjonen lidd fra en mangel på kunnskap og kontinuitet, da studentene kommer inn, skriver bachelor og forlater organisasjonen før neste års studenter kan lære fra dem. I tillegg har det vært lite kommunikasjonen mellom tidligere og nåværende bachelorstudenter. I år har fjorårets leder og assisterende leder besluttet å sitte i styret for 2023 i UiS Subsea, slik at de bidra med å gi råd og styre årets prosjekt. Dermed blir kunnskap og erfaringer videreført, som gir en brattere og mer effektiv læringskurve for årets bachelorstudenter. Dette resulterer i at studentene slipper å bruke unødvendig tid og ressurser på å tilegne seg denne informasjonen.



Figur 1.14: UiS Subsea logo.

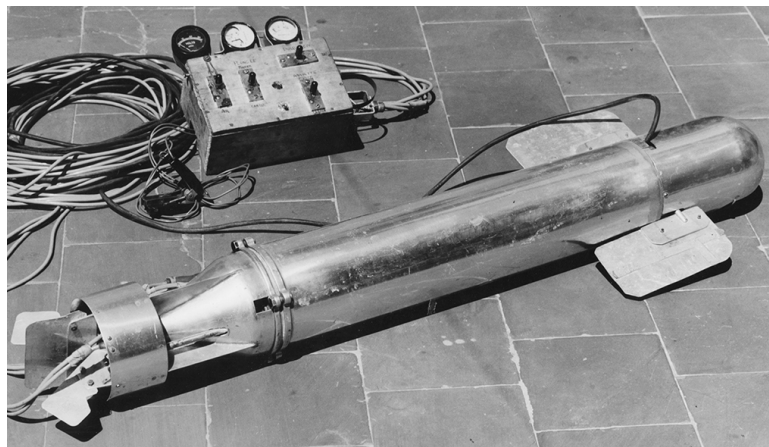
Årets prosjektledelse består av følgende roller og personer

- **Prosjektleder:** Joar Rodrigues de Miranda
- **Prosjektleder konkurranser:** Thomas Matre
- **Teknisk leder elektro:** Jesper A. Flatheim
- **Teknisk leder data:** Filip Sølvberg Herrera
- **Teknisk leder maskin:** Aleksander Schei

1.3 ROV prosjektet

1.3.1 ROV-historie

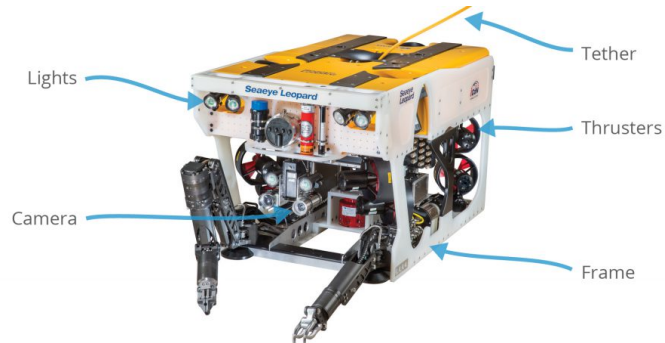
Skapelsen av den første ROV-en kan bli kreditert Dimitry Rebikoff, med hans oppfinnelse vist i figur 1.15 [5]. Den ble laget i 1953 og fikk det passende navnet *Poodle*. Den er komplett med en tjoet forbindelse for styring, og et betjent kontrollpanel fra havoverflaten.



Figur 1.15: The worlds first ROV.

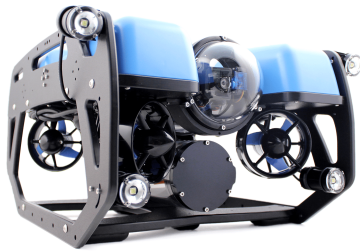
Subsea industrien har kommet langt siden den gang, hvor de moderne ROV-ene er annerledes i både form og funksjon. På 1960-tallet brukte US Navy ROV-er som utvinningsdroner for undervannsutstyr.

20 år senere var det over 500 ROV-er i verden, bygget til å håndtere flere ulike oppgaver. De fleste ROV-ene utførte arbeid i det kommersielle markedet. Vanlige komponenter på standard ROV-er thrustere, tjør, kamera, lys, rammeverk, kontrollstasjon, oppdriftselementer, hvor noen av dem er vist i figur 1.16. [6]

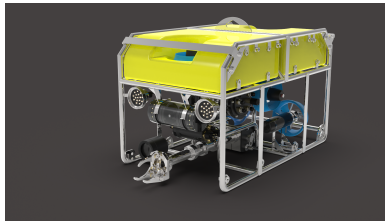


Figur 1.16: Viser vanlige komponenter på en ROV.

Moderne ROV-er er designet til å utføre bestemte oppgaver, eksempelvis: observasjon, høyhastighetsundersøkelse, inspeksjon, grøfting, nedgraving, intervensjon og konstruksjon. ROV-er kan brukes til flere oppgaver, mens andre er begrenset i sitt design. Det er 7 hovedklasser av ROV-er, *Klasse I* til *Klasse VII* er vist i figur 1.17, [7].



(a) Klasse I: Ren observasjon. Bildet er hentet fra [8].



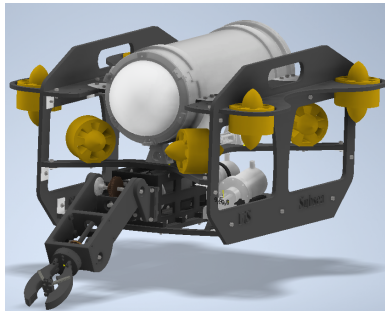
(b) Klasse II: Observasjon med alternativ nyttelast. Bildet er hentet fra [9].



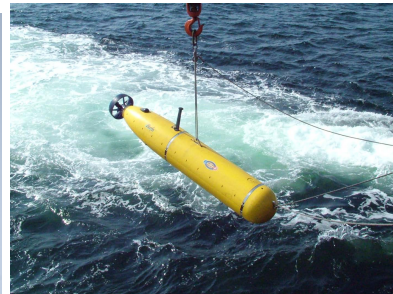
(c) Klasse III: Kjøretøy for arbeid. Bildet er hentet fra [10].



(d) Klasse IV: Kjøretøy for arbeid på havbunnen. Bildet er hentet fra [11].



(e) Klasse V: Prototyper eller utviklings kjøretøy.



(f) Klasse VI: Autonome undervannskjøretøy (AUV). Bildet er hentet fra [12].



(g) Klasse VII: Høyhastighets vedlikeholds kjøretøy. Bildet er hentet fra [13].

Figur 1.17: Viser de ulike ROV klassene.

Klasse I:

Det er flere fordeler og begrensninger med hver klasse. *Klasse I* består av rene observasjonskjøretøyer som er fysisk begrenset til video observasjon, men som er svært manøvrerbare. Vanligvis er de små kjøretøyer utstyrt med videokamera, lys og thrustere. De kan ikke påta seg noen andre oppgaver uten betydelige endringer.

Klasse II:

ROV-er til observasjon med alternativ nyttelast har i utgangspunktet like muligheter som en ren observasjons-ROV. Vanligvis med tilleggsfunksjonalitet, som manipulator, kameraovervåkning, ekkolodd og katodisk beskyttelsesmålesystem.

Klasse III:

Her er det ROV-er laget for arbeid, og er store nok til å bære ekstra sensorer og/eller manipulatorer. De har semi-autonome evner, kjent som multipleksingssevne, som gjør det mulig å bruke tyngre utstyr uten å være *direkte koblet* gjennom en tjør. Videre har de nok stabilitet og oppdrift til å bære ekstra avtakbart utstyr uten tap av funksjonalitet. Denne klassen er større enn de tidligere nevnte, med 3 underklasser basert på effekt:

1. **Klasse III A:** Arbeidsklassekjøretøy < 100 Hp
2. **Klasse III B:** Arbeidsklassekjøretøy 100 Hp to 150 Hp
3. **Klasse III C:** Arbeidsklassekjøretøy >150 Hp

Klasse IV:

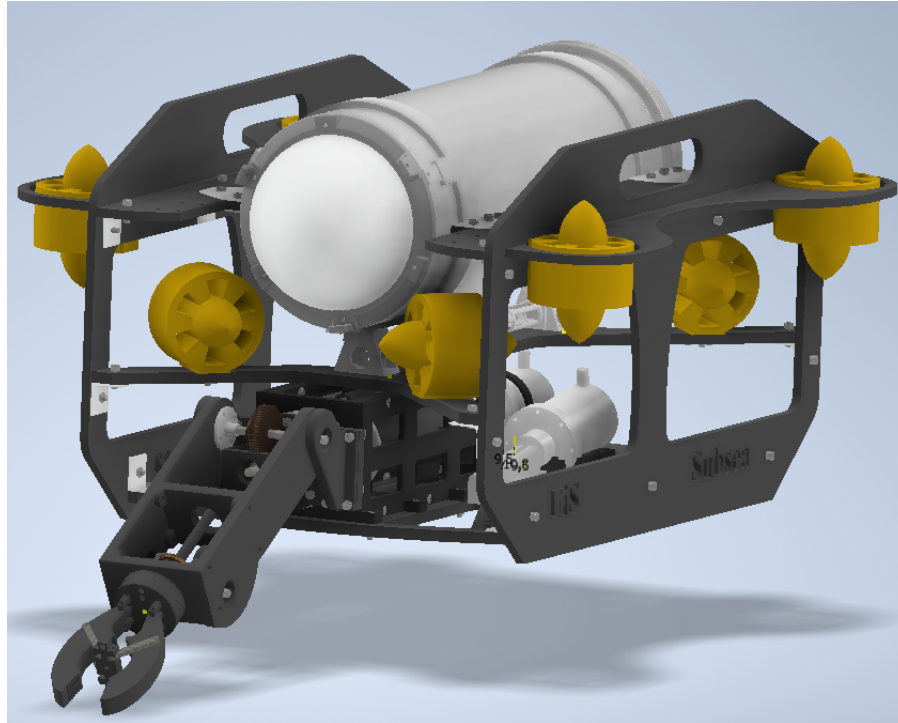
Disse er arbeidskjøretøyer som brukes på havbunnen. De manøvrerer ved hjelp av et hjul- &/eller beltetrekksystem, thrusterpropeller &/eller vannjetkraft, eventuelt en kombinasjon av de nevnte. Disse ROV-ene er vanligvis enda større enn *Klasse III*, hvor hovedformålet ved arbeid under vann er mudring, gruvedrift, kabel- og rørledningsgrøfting, utgraving og annet undervanns konstruksjonsarbeid.

Klasse V:

Denne klassen er for prototype- eller utviklingskjøretøy, og defineres som under utvikling eller at det ikke tilstrekkelig testet. De fleste spesialkjøretøyer eller engangsprototyper klassifiseres til denne kategorien, da de ikke kan plasseres i de tidligere klassene. Både *Klasse VI* og *Klasse VII* tilhører denne klassen i henhold til norsk standard for ROV-er. Dette kommer av at de fortsatt er under utvikling, hvor kun noen få utvalgte selskaper produserer denne typen kjøretøy.

1.3.2 ROV-en *Yme*

ROV-en som utvikles og produseres i dette prosjektet er en *Klasse II ROV*, med 6 frihetsgrader og kompakt design. Målet er å skape et fartøy som baserer seg på gode eksisterende løsninger, samt påfører et lite miljøavtrykk i samsvar med FN's bærekraftsmål.

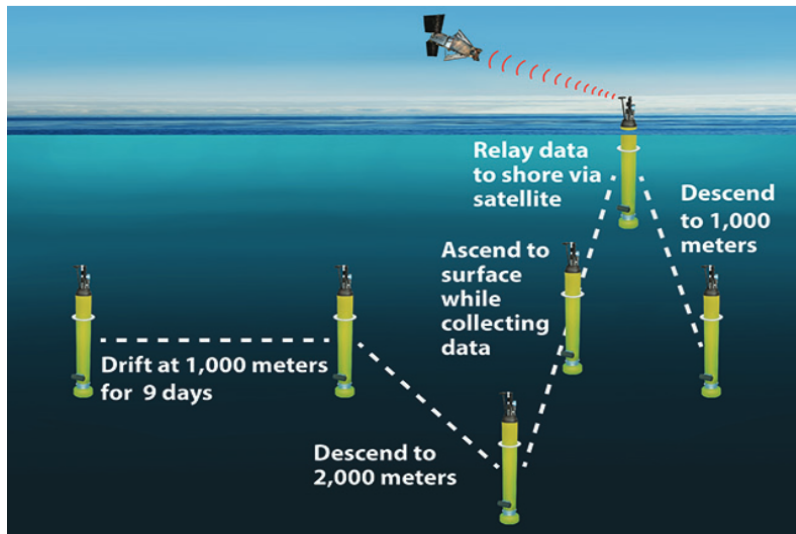


Figur 1.18: 3D-modell av ROV

Yme er navnet på ROV-en i prosjektet, og er vist i figur 1.18. Yme styres av en egen kontrollstasjon som kommuniserer via en tjør til ROV-en, og som er utviklet av gruppene i dette prosjektet. Målet i prosjektet er at Yme skal kunne operere og fungere på 100 meters dyp, selv om designet utvikles for å kunne konkurrere ved MATE-ROV konkurransen som utspilles i store svømmebasseng på 5-10 m dybde. Designet er modulært, som medfører at det er enkelt å erstatte defekte deler. I tillegg gjør det modulære designet det mulig å forbedre og videreutvikle ROV-en, hvor en kan implementere ny teknologi og funksjoner, samt oppgradere ROV-en til en AUV.

1.3.3 Flyteren *Balder*

Vitenskapelige flotører har blitt brukt i lang tid, helt siden Henry Melson Stommel kom opp med ideen tilbake i 1955 [14]. Formålet med en flotør var å spore og observere dype drivstrømmer, hvor de første flotørene ble produsert av aluminium med en dybdebegrensning på 4500 m. En kan justere dybden på flotøren ved å bruke en oppdriftsmotor med forhåndsprogrammerte høyder. En type flotører er biogeokjemiske, og bruker en rekke optiske og kjemiske sensorer for å samle verdifulle data på ellers vanskelige steder [15].



Figur 1.19: Skjematikk av en flotør sin syklus. [16]

Figur 1.19 viser en normal syklus til en flotør. Først går den ned til en dybde på 1000 meter, og driver i 5 til 10 dager mens den samler inn verdifulle data. Denne rutinen gjentas ved 2000 meter, for så å stige opp til overflaten og starter overføring av data til satellitter. En gjennomsnittlig flotør vil ha en livssyklus på cirka 5 år, basert på når batteriet er slitt ut.

1.3.4 Design for ROV og Flyter

Hovedoppgaven for denne maskiningeniør gruppen består i å designe og bygge rammen og elektronikkhuset til ROV-en, samt flotøren. Komponentene er utviklet ved bruk av *produktutviklingsprosessen*. Primært er fokuset på designet å kunne koble alle individuelle komponenter sammen til en fungerende ROV, samtidig som funksjonaliteten opprettholdes til å kunne utføre oppgavene i MATE- og TAC ROV konkurransene.

Kjerneoppgaver som løses av ROV-design gruppen er materialvalg, dimensjonering, strukturell analyse, flytanalyse, beregning av oppdrift og stabilitet. På grunn av miljøutfordringene som verden står overfor, er det sekundære fokuset i utviklings prosessen på gjenvinning og bærekraft. Hvor målet er å minimere miljøavtrykket i denne prosessen, og ved effektiv bruk av DFE vil resultatet innebære redusert kostnad og produksjonstid, samt forbedret produktkvalitet.

1.3.5 Manipulator

Oppgaven i den andre maskiningeniør gruppen består i å utvikle og designe en funksjonell manipulator som skal brukes på UiS Subseas ROV. Fokuset vil være at manipulatorens skal være relativt enkel og funksjonell, samt at den tilfredsstiller de kravene som er satt i MATE- og TAC ROV konkurransene. Dette innebærer å være kreativ og løsningsorientert, for å optimalisere manipulatorens designet til best mulig å kunne utføre oppgavene. Da skal det blant annet bli bestemt antall frihetsgrader, hvilke mekaniske systemer som skal benyttes, samt velge de mest hensiktsmessige materialerne for å kunne tåle belastningene og forholdene manipulatorens utsettes for.

Dette mekaniske systemet skal bestå av tannhjul, tannstang, skrueforbindelser, kulelager, fjærer, wire og akslinger. Ved bruk av 3D-modellering, styrke-/sviktberregninger og 3D-printing. I tillegg til kom-

mersielle programvarer og testinger, skal det utvikles og bygges en elektromekanisk ROV-manipulator. Manipulatoren må designes til å være kompatibel med de elektriske systemene og programvarene, som registrerer og sender data fra ROV-en til kontrollstasjonen ved vannoverflate.

1.3.6 Kraftforsyning

Kraftmodulen sin hovedoppgave er å regulere og fordele inngangsspenningen som forsynes fra land, samt sikre mot overbelastning og kortslutninger på fartøyet. Med en inngangsspenning på 48 V på ROV-en, er det nødvendig med en spenningsregulering for de ulike komponentene i ROV-en. I årets prosjekt reguleres spenningen i tre kretser på tre ulike kretskort, og som har to ulike utgangsspenninger.

I to av kretsene reguleres inngangsspenningen fra 48 V til 12 V, hvor begge kretsene har kapasitet til å levere 800 W. Disse kretsene forsyner komponentene med høyest last, som er motorene til *thrusterne* og manipulatoren. Ved å ha to kretser på 12 V, er det mulig å fordele lasten på de åtte thrusterene, slik at faren for overlast ved høye pådrag blir minimal.

I den tredje kretsen blir inngangsspenningen på 48 V regulert til 5 V, med en kapasitet på 100 W. Denne kretsen sørger for at elektronikk med mindre laster blir forsynt med kraft. Det er blant annet mikrokontrollere (μC), mini-PC, stegmotor kontrollerne, sensorkort og kommunikasjonskort som forsynes med 5 V.

I tillegg til forsyning av spenning er det nødvendig å ha sikring mot overstrøm og overspenninger, som utføres ved hjelp av sikringskretser. I hvert av de tre reguleringskortene til kraft er det elektroniske sikringskretser som måler strømbelastningen på hver krets, samt muligheten til å kunne koble ut forsyningen om nødvendig. Fordelen med sikringskretsene er at de kan aktiveres fra kontrollstasjonen, uten behov for fysisk nullstilling av sikringene på kretskortet.

1.3.7 Kommunikasjon

Kommunikasjonsoppgaven er tredelt. Videodelen innebærer å hente video fra ROV-en og sende til kontrollstasjonen. Kommunikasjonsdelen innebærer å videresende kontrolldata fra kontrollstasjonen til ROV-systemene, samt videregående prosessdata fra ROV-systemene til kontrollstasjonen. Den siste delen av oppgaven innebærer å lage et rammeverk for sammenkobling av kretskortene som realiserer muligheten for kommunikasjonen.

1.3.8 Regulering og styring

For ROV-en skal bevege seg er det utviklet et system for regulering og styring av en ROV-en. De mest sentrale delene i et slikt systemet er valg av motorer og kontrollere thrusterne og manipulatoren, samt utvikling av kretskort som danner grunnlaget for hvordan ROV-en manøvreres og interagerer med omgivelsene.

1.3.9 Sensorsystem

Sensorsystemet innebærer å hente inn rådata fra ulike sensorer, behandle den, for så å distribuere daten videre over kommunikasjonsgrensesnittet. Sensordata som kreves til regulering er orienteringen og dybden til ROV-en. Orienteringsdata registreres fra en IMU⁸, mens dybden måles ved hjelp av en trykksensor.

⁸Inertial Measurement Unit

Sensorsystemet er også ansvarlig for å rapportere om kritiske feil, som for høy temperatur og vannlekkasje i elektronikkhuset. Systemet realiseres gjennom utvikling av kretskort med en mikrokontroller som skal sørge for tilstrekkelig databehandling.

1.3.10 Flyter

Flyteren som er designet og produsert, er en autonom robot til bruk under vann. Autonome flytere brukes til å innhente data om omgivelsene og miljøet under vann.

I konkurransen skal flyteren utføre to vertikale profiler. En vertikal profil innebærer at flyteren starter med å synke kontrollert ned til bunnen, og deretter stige opp til overflaten. Under den vertikale profilen skal flyteren måle temperatur og trykk. Trykkmålingene brukes til kartlegging av de ulike dybdene til flyteren under vertikale profiler. Når flyteren når overflaten, blir dataene sendt trådløst til kontrollsystemet på land, hvor en operatør leser dataene.

For at flyteren skal kunne utføre vertikale profiler, må den være tyngre enn oppdriftskreftene når den synker, og lettere ved oppdrift. Dette utføres gjennom endring av volum, når flyteren når havbunnen og vannoverflaten. I oppgaven er endring av volum utført ved å benytte en luftpumpe, som flytter luften fra innsiden av flyteren, videre til en ballong på undersiden av flyteren.

1.3.11 Bildebehandling

Hovedoppgavene for dataingeniørgruppen *Bildebehandling*, handler om å behandle billedata for å løse ulike oppgaver i MATE- og TAC ROV konkurransene. Disse oppgavene krever et kamerasystem og bildebasert autonomi. De spesifikke oppgavene er som følger:

- **Autonom Docking:** Denne oppgaven går ut på å plassere ROV foran en dockingstasjon, hvor ROV kan se et referansepunkt inne i stasjonen og autonomt kjøre inn å parkere.
- **3D Modellering av syke korallhoder:** Her skal det bli brukt kamerasyn til å måle størrelsen på korallhodet, samt å kunne lage en 3D-modell av objektet. Til slutt skal det vurderes hvorvidt korallen er syk, basert på mengden hvitfarge som er synlig på objektet.
- **Telle frosker i transekt:** I denne oppgaven skal ROV kjøre langs en transekt, og telle antall frosker på havbunnen.
- **Monitor/analyse av sjøgressvekst:** ROV-en skal her utføre analyse og sammenlikne to felt med sjøgress på havbunnen, for så beregne positiv eller negativ plantevekst.

1.3.12 GUI og nettverk

Dataingeniørgruppen *GUI-Nettverk* sin oppgave dreier seg om å utvikle et system for å overvåke og styre ROV-en fra en datamaskin ved vannoverflaten. Dette realiseres ved å utvikle et system som skal sende og motta kontrolldata og prosessdata, mellom toppside⁹ og ROV-en. Dette gjøres i samarbeid med elektroingeniørgruppen med ansvar for kommunikasjon. Det må også designes et brukergrensesnitt som viser video- og sensordata fra ROV i sanntid. Det er en prioritet at brukergrensesnittet er brukervennlig, samt viser nødvendig informasjon på en oversiktlig måte. I tillegg skal ROV-en være enkel å kjøre, ved fornuftig oppsett av kontrollere.

⁹Datamaskin ved vannoverflaten

1.4 Kraftforsyningsmodul

Bacheloroppgaven er å utvikle et system for kraftforsyning til ROV-en Yme. Oppgaven er å overføre kraft fra land til undervannsfartøyet, der kraften skal reguleres ned til lavere spenningsnivåer for å drifte alt av komponenter og utstyr. Forsyningssystemet realiseres i to delprosesser. Den første prosessen er å dimensjonere og konstruere en kabel som kan overføre kraft og kommunikasjon mellom ROV og kontrollstasjon på land. Den andre prosessen er å utvikle kretskort som kan regulere spenningen fra land ned til de spenningsnivåene som kreves for drifting av de ulike delsystemene i fartøyet, og denne delprosessen er omtalt i denne oppgaven som en *kraftforsyningsmodul*.

Utgangspunktet for komponentvalgene i årets kraftforsyningsmodul er retningslinjer fra konkurransen *MATE ROV Competition*. For å bli kvalifisert til å delta i konkurransen er det en rekke krav som må tas hensyn til. Retningslinjene medfører begrensninger for valg av komponenter, og for å utvikle et vellykket system må det samarbeides med de andre prosjektgruppene for å komme fram til de beste løsningene basert på retningslinjene.

Det er essensielt med en kartlegging av alle prosjektgruppenes behov for spenningsnivåer og strømtrekk. Det er dette som gir grunnlaget for valget av hovedkomponentene i systemet, og de tilhørende eksterne komponentene. Dimensjoner og valg av spenningsregulatorer er især viktig for å kunne forsyne prosjektgruppenes komponenter med riktig spenningsnivå og kapasitet for strømtrekk.

Alle de elektriske komponentene i elektronikkhuset forsynes av kraftforsyningsmodulen som gjør det essensielt å verne disse komponentene mot skade ved overstrøm- og spenninger. I dialog med prosjektgruppene må det dannes en forståelse for hvordan komponentene opererer, og utvikles en sikringsfilosofi som tar hensyn til alle de forsynte komponentene.

Valget av mikrokontroller er viktig for realisering av strømstyring for kraftforsyningen. For å behandle strømmålinger og sende de til brukergrensesnittet er det nødvendig med en mikrokontroller som har de rette funksjonene og modulene.

Hovedmålet til oppgaven er å utvikle en kraftforsyningsmodul som leverer en stabil driftsspenning for alle komponentene ombord ROV-en, som i tillegg skal være sikret av overspenning og overstrøm. Et underliggende tilleggs mål med oppgaven er å utvikle en forsyningsmodul som er modulær av natur og kan videreutvikles med spenningsbehov basert på nye, fremtidige oppgaver.

Undervannsfartøyets funksjon- og behovsspesifikasjon er listet opp i kulepunktene i dekapittel 1.4 under. Spesifikasjonene er basert på tett samarbeid og dialog med de ulike prosjektgruppene ansvarlig for fartøyets elektronikk, og legger til grunn utviklingen og komponentvalg for årets kraftforsyningsmodul.

Behovsspeifikasjon

Med utgangspunkt i krav fra MATE og behov fra de prosjektgrupper som er ansvarlige for andre delsystemer i fartøyets elektronikkhus, er følgende behovsspesifikasjonen gitt.

- Overføre kraft til fartøyet fra kontrollstasjonen på land ved bruk av kabel.
- Regulere til spenninger til de ulike spenningsnivåene alle komponentene i elektronikkhuset driftes av. Dette skal gjøres med egenutviklede kretskort.
- Verne mot overspenning og overstrøm, der status på overstrømsvern skal kunne leses av og nullstilles i et grafisk brukergrensesnittet på kontrollstasjonen.
- Kontinuerlig kommunikasjon med de andre modulene i elektronikkhuset.
- For ROV-ens kamera må den lyssettes, og lysstyrken skal kunne styres fra kontrollstasjonen.
- Kretskort skal utvikles med et sterkt fokus på unngåelse av støy rundt sensitiv elektronikk.
- Kretskort som skal utvikles må ta hensyn til elektronikkhusets dimensjoner.
- Av miljømessige årsaker bør det i den grad det er mulig å gjenbruke komponenter fra tidligere år.

Funksjonsspesifikasjon

Kravene for å kvalifisere fartøyet er at den maksimale drifts- og inngangsspenningen til fartøyet kan ikke overstige 48 V , med en strømbegrensning på 30 A . I tillegg er det presisert at utviklingen skal gjøre med bærekraftige prinsipper.

For å oppfylle kravene fra behovsspesifikasjonen og samtidig hensynta begrensningene gitt av MATE er følgende funksjonsspesifikasjon gitt.

- Fartøyet forsynes med 30 A fra land. Kraftkablene som dimensjoneres og velges skal benytte et ledertversnitt som ikke produserer et spenningsfall som er så stort at komponentenes funksjon blir svekket.
- Kraftforsyningsmodulen skal forsynes med 48 VDC , og inngangsspenningen skal nedreguleres til to spenningsnivå. Fremdriftsmotorer, manipulatormotorer og vifter forsynes med 12 V . Alle andre moduler i elektronikkhuset skal forsynes med 5 V , i tillegg til alle mikrokontrollere som er montert på de tilhørende modulene. For å realisere dette skal det utvikles tre kretskort.
- Det skal brukes strømsikringer på de kretsene som forsyner fremdriftsmotorer og manipulatormotorer. Sikringene skal kunne programmeres og justeres og skal ikke være plasskrevende på et kretskort. Strømsikringene skal kunne styres med en mikrokontroller, samtidig som målesignal kan innhentes av mikrokontrolleren og brukes til overvåking av strømforbruk gjennom CAN-protokoll med en frekvens på 10 Hz .

- Overspenningsvern i form av TVS-dioder skal beskytte på inngangen av kraftforsyningsmodulen og på utgangssiden av alle spenningsregulatorer.
- ROV-ens kamera skal tydelig oppfatte objekter som er 1 meter unna, og det må brukes lysdioder som har en lysmengde som oppfyller dette kravet. Lysdiodenes lysstyrke skal styres på kontrollstasjonen, og realiseres av pulsbreddemodulasjon (PWM) i mikrokontrolleren.
- Kretskortets dimensjoner må være mindre enn elektronikkhusets innvendige diameter på 180 *mm*, med god margin til kabelføring og slingringsmonn. Alle kretskortene i elektronikkhuset skal ha den samme utformingen som er en sirkel med tre Peripheral Component Interconnect Express (PCI-E)- kontakter som forsynes av kraftforsyningsmodulen.
- Skjematikk og utlegg skal utvikles i programverktøyet Altium Designer, og produksjonen av kretskortene skal gjøres av en kinesisk produsent JLC PLC.
- Det skal benyttes testpunkter på kretskortene på hensiktsmessige plasser for testing underveis i loddeprosessen og ved feilsøking.

Kapittel 2

Valg av kabel

2.1 Vurdering av fjorårets valg

Utgangspunktet for valg av kabler som skal forsyne årets fartøy med kraft og kommunikasjon er bacheloroppgaven fra A. Pedersen og A. Hjelm[17]. Kabelbunten, *navlestrengen*, ble brukt igjen ved fjorårets ROV[18] og vil bli evaluert i dette delkapittelet i forbindelse med utviklingen av årets *tjor*.

Fra dokumentasjonen fra utviklingen av navlestrengen er dens hovedkarakteristikker oppsummert i tabell 2.1 under.

Hovedkarakteristikker for navlestreng	
Kabel for kraftoverføring	$2 \times 4mm^2$ RK kobberledninger
Kabel for kommunikasjon	Fiber
Oppdriftsmateriale	Bunnfyllingslist
Ytterkappe	Flettet polyester kabelstrømpe
Kabellengde	21 meter

Tabell 2.1: Oppsummering av de viktigste komponentene for fjorårets navlestreng.

I begge prosjekter der navlestrengen ble brukt til å overføre kraft og kommunikasjon til ROV-en konkluderes det med at den oppfylte de kravene som ble satt på forhånd. Det kommer imidlertid fram i en muntlig evaluering av navlestrengen fra fjorårets prosjektmedlem at det var ønskelig med en lengre bunt med kabel. Begrunnelsen for dette var utfordringer som oppstod ved arbeidsoppgaver i dypt vann, og det var ønsket litt større marginer på kabellengdene for det kommende året. Det ble da i forbindelse med denne evalueringen bestemt at lengden på kablene skal økes i forhold til fjoråret.

Kommunikasjonen mellom kontrollstasjonen og fartøyet var fiberbasert. I en muntlig diskusjon med prosjektgruppen ansvarlig for årets kommunikasjonsmodul fastsettes det at det ikke skal nyttes fiberkabler for overføring, da det antas å medføre ekstrautstyr ombord ROV-en, som kan være plasskrevende. For å erstatte fiberteknologi for kommunikasjonen vurderes det å bruke kabel med kobberledninger, som har en overføringshastighet på minst $1GB/s$.

Den gjennomgående filosofien bak utviklingen av årets tjør baserer seg på de grunnleggende beregningsmetodene fra bacheloroppgaven i 2021[17] innlemmet med praktiske erfaringer gjort av de prosjektmedlemmene som var med å opererte ROV-en i 2022. Med det som utgangspunkt skal dette kapitlet omhandle de vurderingene som ble gjort i prosjektet.

2.2 Kabelberegning

I årets prosjekt skal det dimensjoneres kabling for krafttilførsel og kommunikasjon, der kablingen for kraft vil bli omtalt i denne oppgaven. Kabelsamlingen skal sørge for tilstrekkelig kraftoverføring fra land, i tillegg til robust kommunikasjon med kontrollstasjonen. Kabelsamlingen vil i årets prosjekt kalles for *tjør*¹.

For å forsyne undervannsfartøyet med kraft trengs det en kabel som er egnet for å overføre 48 V DC² med en strøm på maksimalt 30 A [19]. Det er imidlertid mange måter å gjennomføre dette, slik at det er viktig at de relevante problemstillingene settes i lys. For å finne rett tilførselskabel til årets ROV, vil det settes fokus på disse faktorene:

- Minimum tjorlengde for å kunne utføre nødvendige oppgaver.
- Kabelens tverrsnitt og hvordan spenningsfall påvirker fartøyets funksjonalitet.
- Kabelens bevegelighet og dens påvirkning på fartøyets manøvreringsevne.
- Kabelens påvirkning på det totale tjordraget.

Kabelens vekt vil også være en faktor som settes lys på, men i årets prosjekt vil vekten bare vurderes med hensyn på tjordraget. Dette er grunnet MATE's nye retningslinjer[19], som stadfester at i 2023 skal ikke tjørvekten ha medvirkning på fartøyets totale vekt, i motsetning til tidligere år. Dette gir gruppen mulighet til å vurdere å lage en tjør som overstiger MATE's minimumkrav for å kunne stille sterkere i andre konkurranser, slik som *TAC Challenge*[20].

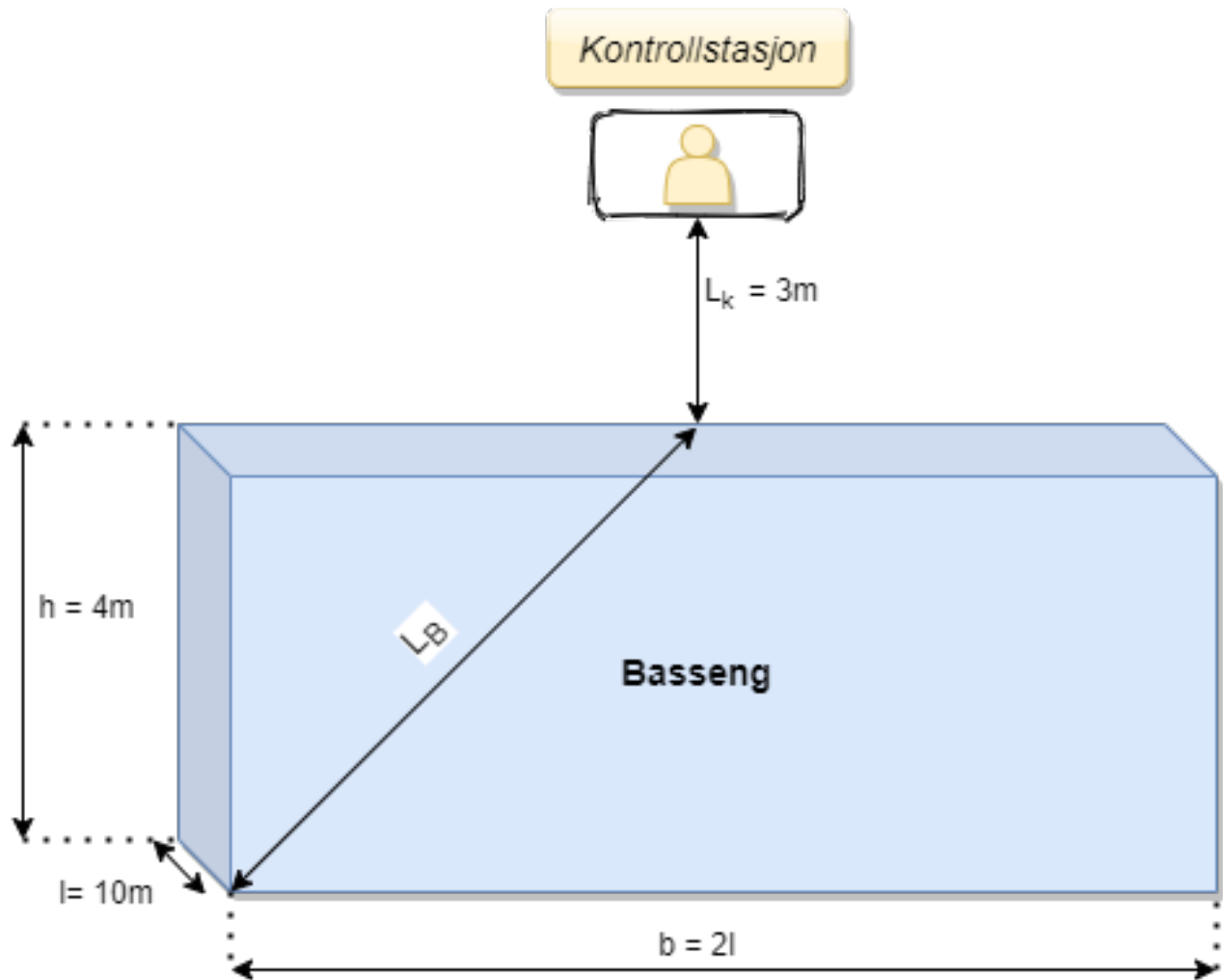
I et prosjekt som dette med et fastsatt budsjett, er det hensiktsmessig å tenke på kostnadene til kabelen. Selv om organisasjonen har gode samarbeidspartnere og sponsorer i det lokale næringslivet, er det viktig å tenke at utviklingen skal være kostnadseffektiv. Det er derfor i hovedsak planlagt å lage tjoren der krafttilførsel og kommunikasjonskabel er separat, men buntet sammen.

2.2.1 Tjorlengde

Når tjorlengden skal beregnes tas det utgangspunkt i årets konkurransemanual [19] utgitt av MATE. De fysiske rammene til badebassenget som ROV-en skal operere i er spesifisert med en rekke maksimaldistanser som illustrert i figur 2.1. ROV-en skal kunne bevege seg 10 meter fra bassengkanten med en dybde på 4 meter, og i tillegg er det fastsatt at kontrollstasjonen på land skal være plassert maksimalt 3 meter fra bassengkanten.

¹Ofte brukt begrep i sammenheng med kabler til ROV og maritime farkoster.

²*Direct current* - likestrøm.



Figur 2.1: Illustrasjon av bassenget ROV-en skal konkurrere i under MATE-konkurransen.

Fra figur 2.1 over er:

$h[m]$ = Maksimal dybde for ROV.

$b[m]$ = Maksimal lengde for ROV.

$L_B[m]$ = Lengde på tjør i vannet.

$L_K[m]$ = Lengde fra bassengkant til kontrollstasjonen på land.

Med dette i betraktning kan det regnes ut en minimumlengde på kabelen. Ved å bruke formelen for utregning av diagonaler i et prisme av Karl Rottmann [21] vist i figur 2.2 kan minstelengde på årets tjør beregnes.

2) Kvader (Fig. 12)
(rektangulært parallellepiped)

$$V = abc$$

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

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

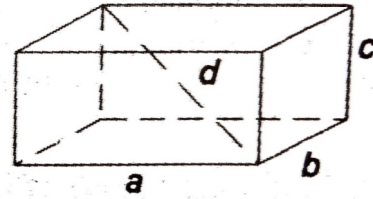


Fig. 12

Figur 2.2: Formel for utregning av diagonal i et prisme. Hentet fra [21]

Ut i fra formelen i figur 2.2 kan minstekrav for tjorlengde i bassenget, L_B , uttrykkes som:

$$L_B = \sqrt{h^2 + l^2 + b^2} \quad (2.1)$$

Der:

$h[m]$ = Bassengets dybde

$l[m]$ = Bassengets lengde

$b[m]$ = Bassengets bredde

Siden det opplyses at alle oppgavene som ROV-en skal utføre er maksimalt 10 meter settes $b = 10$ m. Resulterende uttrykk blir da:

$$L_B = \sqrt{(4m)^2 + (10m)^2 + (10m)^2} = 14.69m \quad (2.2)$$

Videre er det opplyst at maksimal avstand mellom bassengkant og kontrollstasjon er 3 m. I tillegg vil det være naturlig å ta høyde for at kontrollstasjonen vil bli plassert på en pult på konkurranseområdet. Siden pultens dimensjoner ikke er spesifisert i konkurransemanualen [19] tas det utgangspunkt i 1 meter høyde, med viten om at en standardpult globalt har høyde mellom 72 og 76cm.

Ved å sette sammen de ulike lengdene kan minimum total tjorlengde uttrykkes som:

$$L_{tjor} = L_K + L_B + L_H \quad (2.3)$$

Der L_H er høyden fra bassenggulvet og opp til koblingspunktet til kontrollstasjonen.

Resulterende uttrykk for minstekrav til tjorlengden vises i ligning 2.4.

$$L_{tjor} = 3m + 14.69m + 1m = 18.69m \approx 19m \quad (2.4)$$

Resultatet fra ligning 2.4 viser at dersom ROV-en skal kunne klare å gjennomføre oppgavene i MATE[19] må det lages en tjør på minst 19m. Denne tjorlengden kan imidlertid føre til vanskeligheter med å utføre oppgaver i forbindelse med andre konkurranser. Erfaringer fra tidligere bachelor-oppgaver[18] gav uttrykk for at manøvrering i oppgaver fra TAC Challenge[20] ble en utfordring grunnet dybden til arbeidsområdet. Med det grunnlaget vil det i år bli dimensjonert en tjorlengde som er lengre enn det beregnede minstekravet fra ligning 2.4.

Konkurransemanualen til TAC Challenge[20] inneholder ikke klare retningslinjer for hvor lang tjoren bør være. Det må derfor gis et anslag på bakgrunn av erfaringer gjort av tidligere deltakere på konkurransen. Anslaget ble gjort i samarbeid med daglig leder og styreleder, der begge hadde deltatt i konkurransen med fjorårets ROV. Det kommer fram et forslag om tjorlengde på **30 meter**, og det blir vedtatt at valget faller ned på det forslaget som ble gjort. Videre i kapitlet skal tverrsnittet beregnes, og i forbindelse med det vil beregningene ta utgangspunkt i både 19m og 30m.

2.2.2 Tverrsnittberegning

Ved dimensjonering av tverrsnittet til prosjektets tilførselskabel, må det tas hensyn til en rekke krav. I hovedsak rettes det fokus på:

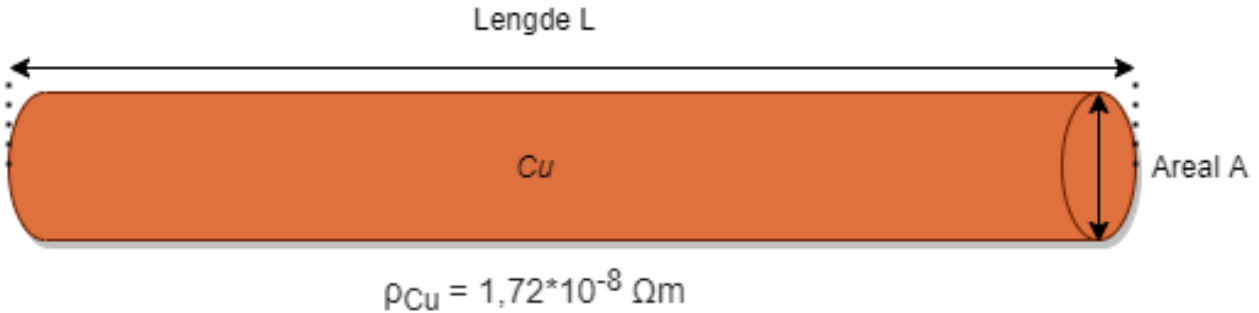
- Kabelens resistans, induktans og kapasitans med to ulike tjorlengder, og resulterende spenningsfall.
- Størrelsen på spenningsfallet med hensyn på gjeldende forskrifter og normer.
- Kabelens temperaturområde, og i hvilket miljø kabelen skal ligge³.

Problemstillingen går i hovedsak ut på å dimensjonere tverrsnittet på lederene slik at spenningsfallet ikke blir for høyt. Er kabelen underdimensjonert med hensyn på tverrsnittet, vil det oppstå komplikasjoner med at ROV-ens spenningsregulatorer ikke vil få høy nok inngangsspenning. Kabelens lengde vil også spille inn på valg av tverrsnitt; lengre kabel gir høyere spenningsfall⁴.

Ved beregning av kabelens motstand brukes ledermaterialets resistivitet, lengde og tverrsnitt som er illustrert i figur 2.3.

³Forlegningsmåte

⁴Forutsatt konstant tverrsnitt



Figur 2.3: Illustrasjon av en leder i en kabel. Basert på figurer fra [17].

Kabelens resistans kan uttrykkes som i ligning 2.5.

$$R_{kabel} = \rho * \frac{2L}{A} \quad (2.5)$$

Der:

ρ = resistiviteten i en kopperleder [Ω m].
 $2L$ for å beregne resistiviteten i en to-leder kabel.

Uttrykket 2.4 kan settes inn i 2.5, og tversnittet, A, er den siste ukjente.

I denne rapporten dekkes to måter for å beregne tversnittet:

- Tversnittbestemmelse basert på forenklet spenningsfallberegning (ved bruk av strømtetthet).
- Tversnittbestemmelse basert på krav om maksimalt spenningsfall for forsyningssystem.

Metoden som brukes for å beregne tversnittet til kraftkablene er den samme metoden som ble brukt til *navlestrengen* i 2021[17]. Dette er en kjent og utprøvd metode som baserer seg på *Teknisk Håndbok - Kraftkabel*[22] fra kabelprodusenten *DRAKA*. Beregningsmetoden for tversnittet går ut ifra spenningsregulatorens terskel for spenningsfall før de slutte å operere som tiltenkt.

For å finne maksimalt tillatt spenningsfall, studeres dørstokkspenningen⁵ til spenningsregulatorene. I dette prosjektet skal inngangsspenningen reguleres til 12 V og 5 V ved hjelp av tre regulatorer med to ulike utgangsspenninger:

- $2 \times$ QBVE067A0B41 *Barracuda*, fra ABB. Disse skal regulere 48 V til 12 V.
- CES48050-20P fra Cosel. Denne skal regulere 48 V til 5 V.

Disse spenningsregulatorene blir nærmere omtalt i kapittel 3, der vurderinger og valg av spenningsregulatorer blir omtalt. For videre beregning fokuseres det på det maksimale spenningsfallet med hensyn på deres terskler. Ved å se i databladet til QBVE067A0B41 [23] kan en finne minimum inngangsspenning

⁵Terskelverdi for at regulatorene skal aktiveres

for aktivering av regulatoren. Her observeres det en minimum inngangsspenning på 37.5 V, som vises i figuren under:

T _{rise} =Time for V _o to rise from 10% to 90% of V _{o,set} ,	All	T _{rise}	—	—	15	ms
Load Sharing Current Balance (difference in output current across all modules with outputs in parallel, no load to full load)	All w/ "P" option	I _{diff}	—	—	6	A _{dc}
Output Overvoltage Protection	All	V _{o,limit}	13.0	—	16.0	V _{dc}
Overtemperature Protection (See Feature Descriptions)	All	T _{ref}	—	135	—	°C
Input Undervoltage Lockout						
Turn-on Threshold	All		37.5	—	40	V _{dc}
Turn-off Threshold	All		35.5	—	37.5	V _{dc}
Hysteresis	All		2	—	—	V _{dc}
Input Overvoltage Lockout						
Turn-off Threshold	All		—	—	66	V _{dc}
Turn-on Threshold	All		61	—	—	V _{dc}

Min.verdi *Maksverdi*

Figur 2.4: Utsnitt av databladet til QBVE067A0B41, hentet fra [23]. Minimum inngangsspenning er spesifisert i det blå rektangelet, fjerde kolonne fra høyre.

Samme prosedyre gjøres for å finne minimum inngangsspenning for regulatoren fra Cosel. I dette databladet [24] er det samlet flere regulatorer, og det er da viktig å finne verdier for rett komponent. En minimum inngangsspenning på 36 V observeres, som vist i figuren under:

	MODEL	CES48015-30	CES48018-30	CES48025-25	CES48033-25	CES48050-16	CES48120-6	CES48150-4	CES48033-30	CES48050-20	CES48060-17
INPUT	VOLTAGE[V]	DC36 - 76						DC40 - 60	DC36 - 76		
	CURRENT[A]	*1 1.1typ	1.3typ	1.45typ	1.89typ	1.84typ	1.65typ	1.37typ	2.29typ	2.32typ	2.36typ
	EFFICIENCY[%]	*1 86typ	87typ	90typ	91typ	91typ	91typ	91typ	90typ	90typ	92typ
	START-UP VOLTAGE[V]	DC32 - 36						DC36 - 40	DC32 - 36		
	HYSTERESIS VOLTAGE[V]	DC2 min									

Figur 2.5: Utsnitt av databladet til CES48050-20P fra Cosel, hentet fra [24]. Minimum inngangsspenning er spesifisert i det blå rektangelet, andre kolonne fra høyre.

Dette betyr at maksimalt spenningsfall, ΔV , må ikke overstige 10.5 V som vist i 2.6:

$$\Delta U = 48 \text{ V} - 37.5 \text{ V} = 10.5 \text{ V} \quad (2.6)$$

Ved å bruke metoden fra Teknisk Håndbok[22] fra DRAKA kan strømtettheten, j , i kablen finnes ved hjelp av ligning 2.7. Benevninger og konstanter som brukes i denne metoden er gitt av håndboken. Det som benevnes som *spesifikt spenningsfall* for kobberledere, u_s , er gitt i tabellen på side 41 i håndboken[22], og et utklipp fra håndboken med tabellen er gitt i figur 2.6.

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

Figur 2.6: Spesifikt spenningsfall u_s , gitt av tabellen på side 41 fra Teknisk Håndbok Kraftkabel[22].

$$j = \frac{\Delta U}{u_s * l} \quad (2.7)$$

Der:

j : strømtetthet [$\frac{A}{mm^2}$].

ΔU : Maks tillatt spenningsfall [V].

u_s : Spesifikk spenningsfall i kobber [$\frac{V}{mm^2 * km}$].

l : lengde på kraftkabelen [km].

Tversnittet, A , kan da beregnes som i ligning 2.8.

$$A = \frac{i}{j} \quad (2.8)$$

Der:

I = strøm per fase [A].

Det dimensjoneres for 30 A i henhold til retningslinjene gitt av MATE[19], som videre gir et uttrykk for minste tversnitt, A :

$$A = \frac{I}{j} = \frac{30A}{\frac{\Delta U}{u_s * l}} \quad (2.9)$$

Ved å sette inn verdien for spesifikt spenningsfall for kobberledere i henhold til tabellen i figur 2.6, og den beregnede kabellengden fra 2.4, kan j uttrykkes som:

$$j = \frac{10.5 V}{35V * 0.019 km} = 15.78[\frac{A}{mm^2}] \quad (2.10)$$

Det dimensjonerte minstekravet for tverrsnittet for kraftkablene beregnes som vist i ligning 2.11.

$$A = \frac{30A}{15.78} = 1.9mm^2. \quad (2.11)$$

Ved et maksimalt spenningsfall gitt av spenningsregulatoren og kabellengden, kan det altså i teorien dimensjoneres et tverrsnitt på $1.9mm^2$ på lederene. I følge lavspennings-forskriften NEK400:2010 kapittel 525[25] skal ikke spenningsfallet, ΔU , overstige 5%. For å sammenligne med krav fra denne forskriften beregnes spenningsfallet som en prosentverdi av inngangsspenningen, og dette beregnes i ligning 2.12.

$$\Delta U[\%] = \frac{10.5V}{48V} * 100\% = 21.87\% \quad (2.12)$$

Fra ligning 2.12 observeres spenningsfallet til være for høyt i henhold til forskriftene for elektriske lavspenningsanlegg[25]. Det beregnes et tverrsnitt med et forskriftsmessig utgangspunkt, og et nytt minstekrav for spenningsfall blir beregnet i ligning 2.13.

$$\Delta U_{ny} = 48V * 5\% = 2.4V \quad (2.13)$$

Gjennom samme metode som omtalt tidligere i kapitlet, regnes strømtettheten, j , som vist i ligning 2.14.

$$j = \frac{2.4 V}{35 * 0.019 m} = 3.61[\frac{A}{mm^2}] \quad (2.14)$$

Det resulterende tverrsnittet for kraftkablene som følger forskriftene gitt av NEK400[25] er vist i ligning 2.15.

$$A = \frac{30A}{3.61} = 8.3mm^2. \quad (2.15)$$

$8.3 mm^2$ er ikke et konvensjonelt tverrsnitt som er lett tilgjengelig for handel. Utprøvd og kjente tverrsnitt med tilgjengelig dokumentasjon blir hensiktsmessig å bruke. Valget på tverrsnitt faller mellom de to nærmeste verdiene som er $6 mm^2$ og $10 mm^2$. For å sammenligne disse tverrsnittene brukes ligning 2.5 for å finne kabelens resistans og 2.16 for å finne resulterende spenningsfall.

$$\Delta U = R_{kabel} * I_{maks} \quad (2.16)$$

For sammenligningens skyld, tas tversnittet fra kraftkablene på det som ble kallet ROV-ens ”navlestreng” fra 2021[17] og 2022[18] med i betraktning. I begge oppgavene ble det brukt 4 mm^2 tversnitt som ble beregnet på basis av spenningsregulatorenes minstekrav til inngangsspenning. I tabell 2.2 sammenlignes tre ulike tversnitt med hensyn på spenningsfall og vekt, både for 19 meter og 30 meter. Ut i fra denne tabellen, samt andre betraktninger, gjøres en beslutning på tversnittet som skal brukes i årets prosjekt.

Tversnitt	4mm^2	6mm^2	10mm^2
$\Delta U_{(19)}, (\Delta U_{(30)})$ [%]	9.6,(16.125)	6.45, (10.75)	3.87, (6.45)
$Vekt_{(19)}, (Vekt_{(30)})$ [kg]	1.656,(2.76)	2.34,(3.9)	3.81,(6.36)

Tabell 2.2: Sammenligning mellom spenningsfall og vekt ved tre ulike kabeltversnitt.

Fra tabell 2.2 vises det at spenningsfallet synker og vekten øker ved større tversnitt. Det er imidlertid et relativt høyt spenningsfall tatt i betraktning den korte kabellengden. Dette er utfordringen med lave driftsspenninger med høye strømtrekk; spenningsfallet i kabelen vil utgi en høy prosentandel ved lave spenninger.

Før det konstateres et passende tversnitt, vil det være hensiktsmessig å beregne induktansen i kabelen. Induktansen i kabelen vil bestemme størrelsen på *bulk-kondensatoren*⁶ på ROV-ens kraftforsyningsmodul, og er dermed viktig å avdekke. Induktansen i parallelle ledere er gitt ved ligning 2.17[26]:

$$L_{kabel} = \frac{\mu_0 * \mu_r}{\pi} * \cosh^{-1}\left(\frac{s}{d}\right) * l \quad (2.17)$$

Der:

μ_0 : permeabiliteten i vakuum.

μ_r : relative permeabiliteten til kobber.

s : avstanden mellom to ledere.

d : diameteren til leder.

l : kabelens lengde [m].

Ved beregning av induktans i kabel tas det utgangspunkt i valget om tjorlengde som omtalt i kapittel 2.2.1. Det vil si:

$$l = 30\text{m}$$

For å finne diameteren på lederen til de tre tversnitt-alternativene brukes ligning 2.18

$$d = 2\sqrt{\frac{A}{\pi}} \quad (2.18)$$

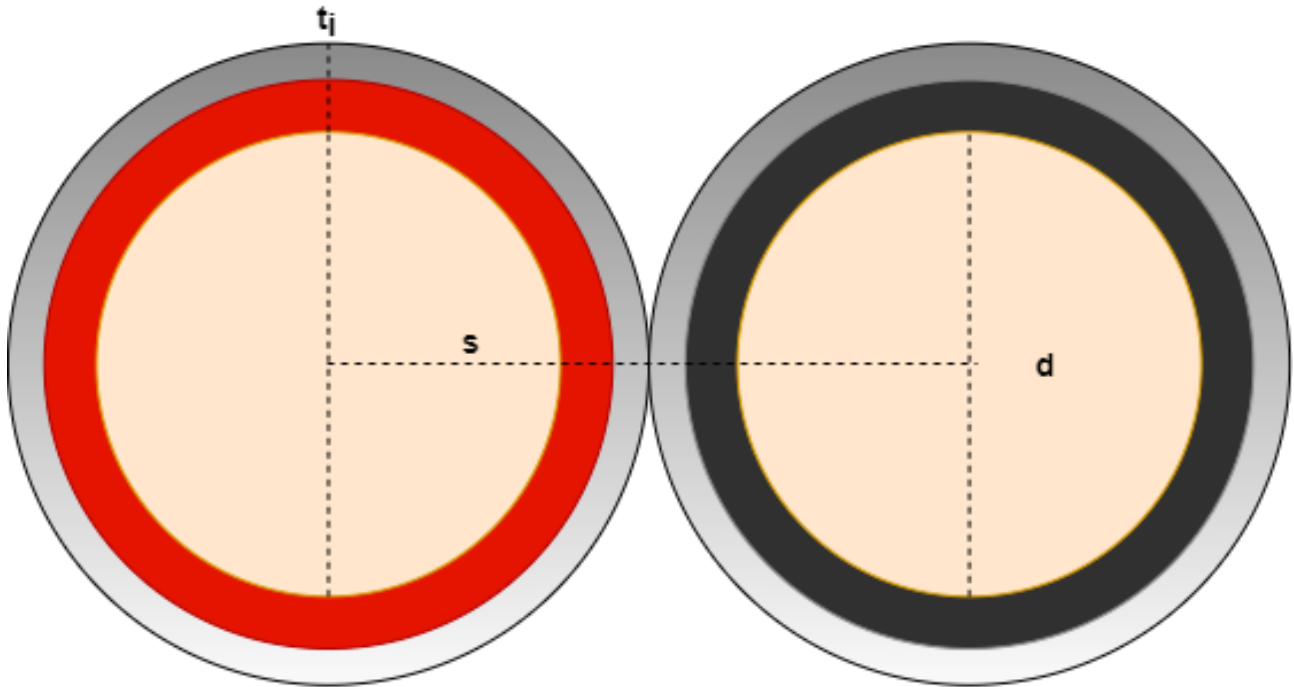
Videre finnes avstanden mellom lederene ved å bruke ligning 2.19.

⁶Mer om kondensatorberegning i kapittel 4

$$s = 2 * d + 2 * t_i \quad (2.19)$$

Der t_i er lederens isolasjonstykkelse.

Lederens isolasjonstykkelse er gitt av produsenten, og for alternativene; $4mm^2$ [27], $6mm^2$ [28] og $10mm^2$ [29] som alle er dobbeltisolerte, opplyses det om en isolasjonstykkelse på 1.6 mm. Diameter, isolasjonstykkelse og avstand mellom ledere er illustrert i figur 2.7.



Figur 2.7: Illustrasjon av kraftkabelen[28].

Ved å sammenligne induktansen i de tre alternativene kan det videre vurderes hensiktsmessig valg av tverrsnitt. Ligning 2.18 og 2.19 brukes i lag med gitt isolasjonstykkelse, og resultatene vises i tabell ??.

Tverrsnitt [mm^2]	4	6	10
Diameter på leder [mm]	2.26	2.76	3.56
Avstand mellom leder[mm]	7.72	8.72	10.32
Induktans [μH]	22.8	21.8	20.07

Tabell 2.3: Sammenligning av induktans av en kraftkabel på 30m med tre ulike tverrsnitt.

Tabellen ?? viser at det er nærmest neglisjerbar differanse i induktans blant de tre sammenlignede tverrsnittene.

2.2.3 Kabeltype

I dette prosjektet vil det falle naturlig å bruke en kabel laget av kobberledere på grunn av den høyere strømføringssevnen materialet har. Med en aluminiumkabel må det brukes et høyere tversnitt for å oppnå et tilsvarende spenningsfall som for kobber, men da med en økning i vekt som påvirker fartøyet negativt. Det blir da ikke hensiktsmessig å sammenligne disse materialene videre. Det er imidlertid mange ulike ledertyper som påvirker manøvreringsevnen. Det vil være gunstig å bruke en type kabel som er i høy grad fleksibel for å oppnå god bevegelighet i vannet.

En mye brukt kabel i husinstallasjoner og næring er *en-ledet* kabel. Navnets opphav kommer fra at kobbertråden er en solid *kordel*, som vist øverst i figur 2.8.

Fordelen med entrådede kabler er at tilkobling til terminaler ofte er lettere enn ved flertrådet. Dette er fordi det ikke vil oppstå *splitting* av kordelene. Ulempene med en slik entrådet kabel er at den er stiv og egner seg best på vegger festet med klammer. I praksis blir da disse typer kabler ikke brukt der strømføringen skal gå til bevegelige laster.

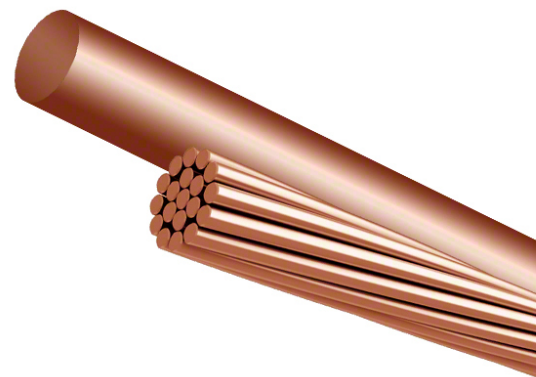
En flertrådet kabel, som også er vist i figur 2.8, er mer fleksibel enn entrådet kabel. Flere tynne kordeler oppnår samme strømføringssevne som en kobberkordel med tjukkere diameter, og samtidig resulterer det i en kabel med bedre fleksibilitet. Flertrådede kabler brukes i de aller fleste elektriske installasjoner på grunn av fleksibiliteten kablet har, selv ved høye tversnitt.

En kabel med god fleksibilitet er en *mangetrådet* kabel. I denne kablet er kordelene enda tynnere enn i en flertrådet kabel, med et større antall kordeler. Ved å bruke kabler med denne type ledere, vil best mulig manøvreringsevne oppnås for ROV-en.

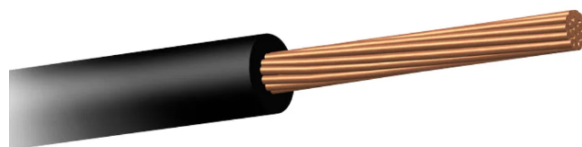
I årets ROV velges det en mangetrådet kraftkabel. I all hovedsak er valget tatt på bakgrunn av fleksibiliteten til kablet. Siden fartøyet skal være i kontinuerlig bevegelse vil det være hensiktsmessig å nytte denne type kabel for årets tjør.

2.2.4 Drag- og oppdriftsberegning

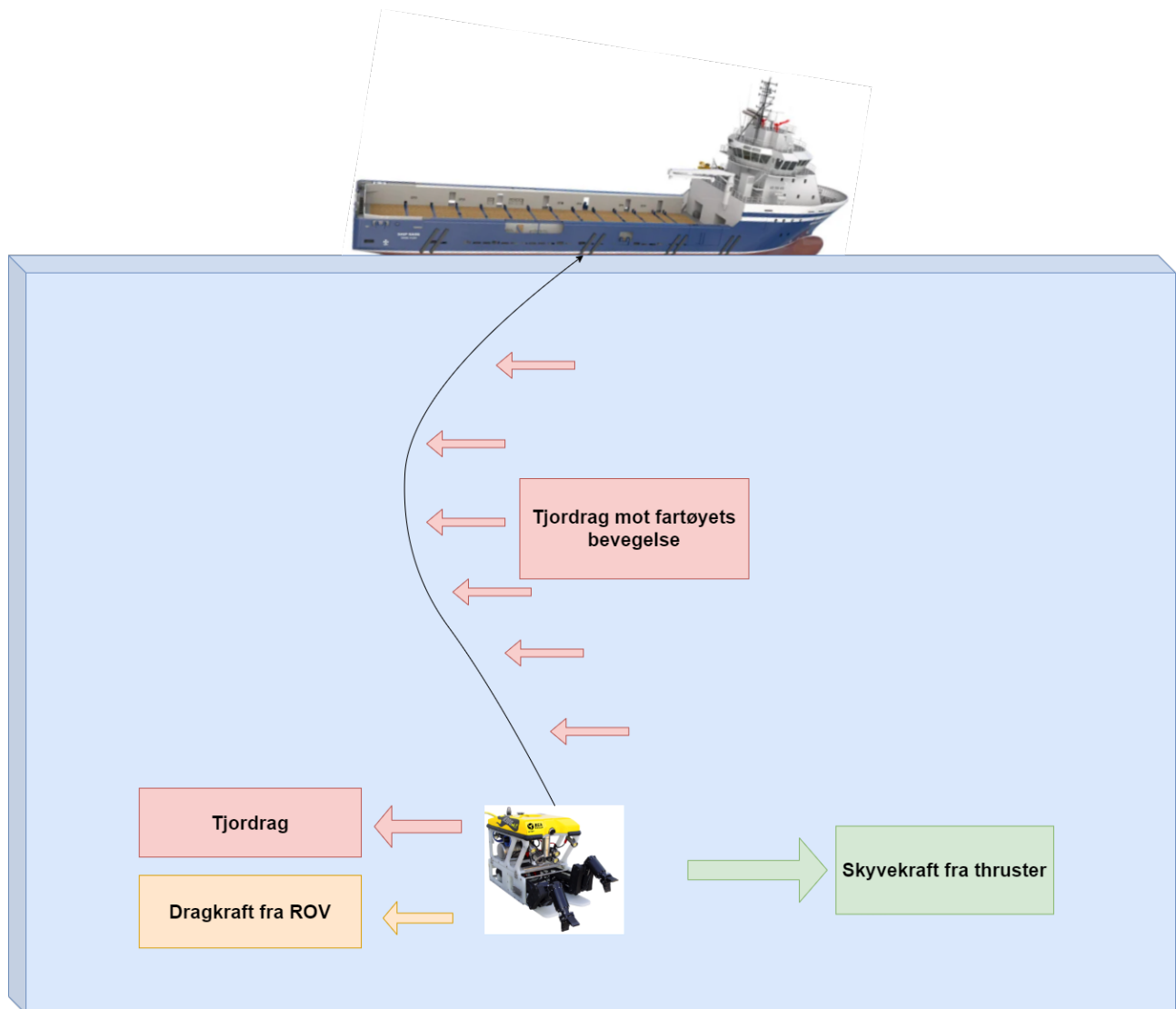
For at ROV-en skal kunne manøvreres i vannet med en motstand så liten som mulig, er det nødvendig å beregne drag og oppdrift. ROV-en er avhengig av kablet til strømforsyning, men blir på samme vis et offer for kabletens motstridende kraft i vannet. Den totale motstanden som påvirker fartøyet er tjørdraget, og illustreres i figur 2.10.



Figur 2.8: Illustrasjon av entrådet-kabel (øverst) og flertrådet kabel (nederst).



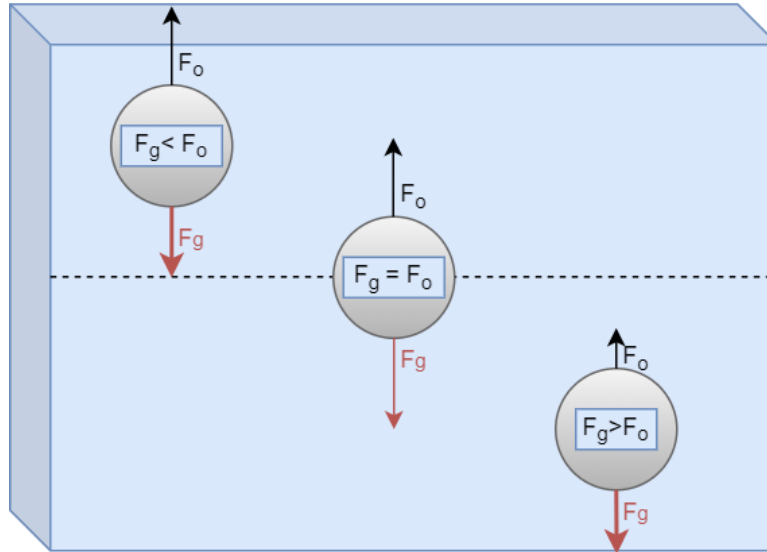
Figur 2.9: Illustrasjon av en 10mm^2 RK mangetrådet kabel. Hentet fra [30]



Figur 2.10: Illustrasjon av tjordrag på ROV. Grønn pil viser retningen fartøyet skyves mot. Gul og rød piler viser de motstridene dragkreftene [31].

Størrelsen på kraften til tjordraget er avhengig av lengden på kabelen, hastigheten til fartøyet i vannet, diameteren på kabelen og den generelle strukturen på tjoren. I tillegg vil havets strømninger påvirke kraften, men slike eksterne faktorer er vanskelig å ta hensyn til i beregningene. For en ROV som skal være manøvrerbar, må skyvekraften fra motorene være større enn summen av tjordraget og dragkraften fra fartøyets profil i vannet [31].

I tillegg er det ønskelig at tjoren ligger nøytralt i vannet. I figur 2.11 illustreres tjoren med tre ulike oppdriftsforhold. Dersom gravitasjonskraften F_g er mindre enn oppdriftskraften F_o vil tjoren ha positiv oppdrift og flyte mot overflaten. Dersom gravitasjonskraften er større enn oppdriftskraften vil tjoren synke. I det tilfellet at gravitasjonskraften og oppdriftskraften er like, vil tjoren holde seg nøytralt i vannet.



Figur 2.11: Illustrasjon av de involverte kreftene i oppdriftsberegningen.

Oppdriftskraften F_o kan uttrykkes som vist i 2.20.

$$F_o = \rho g V \quad (2.20)$$

Der:

F_o : Oppdriftskraft [N]

ρ : Tettheten til væsken fartøyet skal arbeide i [g/cm^3].

g : Jordens tyngdekraft [$9.81 m/s^2$].

V : Tjorens totale volum [cm^3].

Gravitasjonskraften til tjoren er definert i ligning 2.21.

$$F_g = mg \quad (2.21)$$

Der:

F_g : Gravitasjonskraft [N].

m : Tjorens totale vekt. [kg]

Som nevnt strebes det for en nøytral oppdrift i tjoren for å kunne manøvrere ROV-en på best mulig vis. For å oppnå dette må uttrykket 2.22 gjelde.

$$F_o = F_g = \rho g V = mg \quad (2.22)$$

Tjorkraft kan da uttrykkes slik som i ligning 2.23.

$$\Sigma F = F_o - F_g \Rightarrow \rho g V - mg = g(\rho V - m) \quad (2.23)$$

Der:

ΣF : Tjorens totale kraft [N].

ρ : Ferskvanns massetetthet = $1\text{g}/\text{cm}^3$ [32].

V : Tjorens totale volum [cm^3].

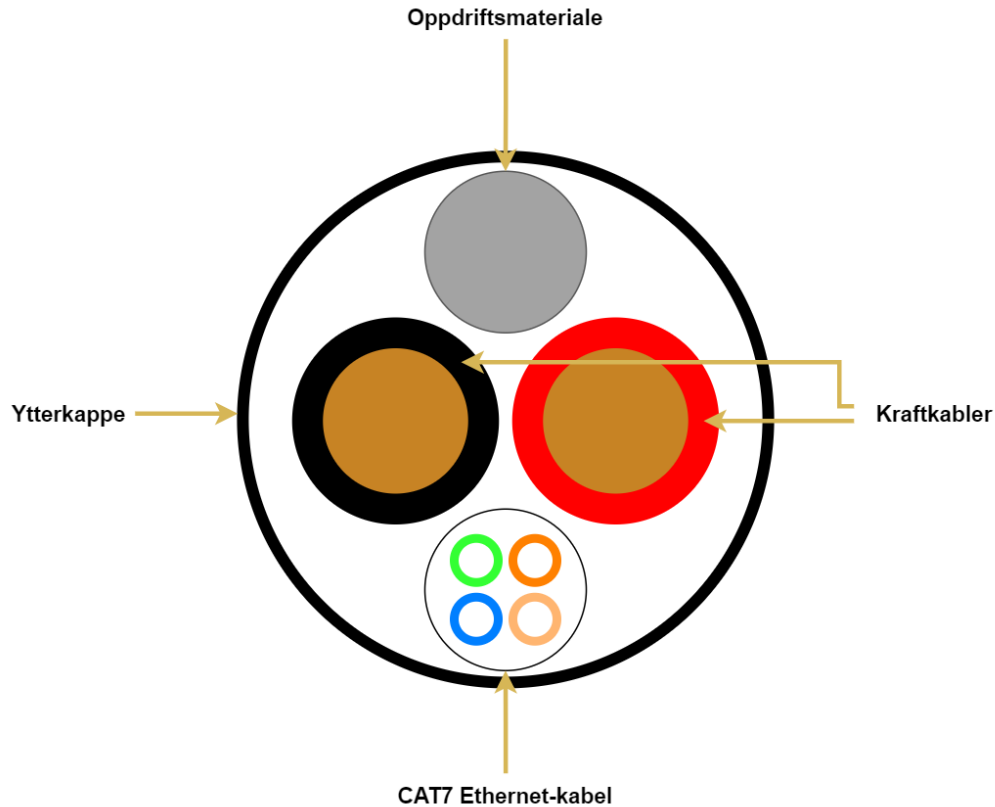
m : Tjorens totale vekt. [kg].

Fra uttrykk 2.23 kreves det at både tjorens vekt og volum må beregnes. Ut fra tabell 2.2 har kraftkabelen på tverrsnitt på 6mm^2 med lengde 30 m en vekt på 3.9 kg. Kabelen for kommunikasjon forutsettes til å ha tilsvarende dimensjoner som en vanntett *CAT6 U/UTP*-kabel[33]. I databladet til kabelen er det oppgitt en vekt på $0.44\text{kg}/10\text{m}$, som med 30 m gir en vekt på 1.32 kg.

Vekten av kraftkabelen og kommunikasjonskabelen kan da uttrykkes som i ligning 2.24.

$$m_{kabel} = m_{kraft} + m_{komm.} = 3.9\text{kg} + 1.32\text{kg} = 5.22\text{kg} \quad (2.24)$$

Videre må volumet til tjoren beregnes, i tillegg til omkretsen av ytterkappen, for å beregne tjorens oppdriftskraft. Ved å se på kraftkablene og kommunikasjonskabel separat kan det totale volumet beregnes ved addering. Figur 2.12 viser tjoren med kraftkabler, kommunikasjonskabel og oppdriftsmateriale. For å beregne volumet til kablene brukes ligning 2.25.



Figur 2.12: Modell av tjoren med kabelbunten, oppdriftsmaterialet og ytterkappen rundt. Basert på figurer fra [17].

$$V = A \cdot l = \pi \cdot \left(\frac{d}{2}\right)^2 \cdot l \quad (2.25)$$

Der:

V: Volumet av kraftkablene [cm^3].

l: Lengde på kabel [cm].

d: Diameter på tjør [cm].

Databladene for kraftkablene [34] og kommunikasjonskabelen [33] opplyser om deres dimensjoner. Ved å ta utgangspunkt i opplysningene oppgitt implementert i ligning 2.25, kan kablernes volum regnes ut. Resulterende volum vises i tabell 2.4.

Kabeltype	Diameter [cm]	$Volum_{(1m)} [cm^3]$	$Volum_{(30m)} [cm^3]$
RADOX 125 $2 \times 6mm^2$	2×0.48	2×18.1	2×542.86
CAT6 U/UTP	0.7	38.48	1154
Totalt		74.68	2238

Tabell 2.4: Tabelloversikt over volumet til tjorens kabler med verdier hentet fra [33] og [34].

Kabelstrømpe

For å beskytte og samle de tre kablene som skal bli brukt må det brukes en kabelstrømpe. Materialet til kabelstrømpe bør være av en form som er vannbestandig og durabel, men som ikke hindrer for manøvreringsevnen til fartøyet.

Et materiale som kan brukes for å oppnå disse kravene er polyester. En kabelstrømpe i flettet polyester vil samle og beskytte kablene, men samtidig være fleksibel nok til at det ikke påfører tregheter ved styring av ROV-en. Kabelstrømpe har ifølge produsenten en vekt per meter på 10 gram. Det vil si at tjorens totalvekt økes med 300 gram ved en lengde på 30 m, som vist i uttrykk 2.26.



Figur 2.13: HEGPETFRX12 kabelstrømpe i polyester. Hentet fra [35].

$$m_{kabel} = m_{kabel} + m_{strømpe} = 5.22kg + 0.3kg = 5.52kg \quad (2.26)$$

En beregning av det totale volumet kan nå gjøres. Ved å først manipulere ligning 2.25 for volumberegning, kan tjorens totale diameter konstateres, vist i uttrykk 2.27.

$$d = 2 \cdot \sqrt{\frac{A}{\pi}} \quad (2.27)$$

Der:

d: Tjorens beregnede diameter [cm].

A: Totalt areal av kraftkablene og ethernet-kabelen kombinert [cm^2].

For å finne det kombinerte arealet av kabelstrømpe og kablene, må omkretsen beregnes. Omkretsen for en sirkel og uttrykk 2.27 brukes, og resulterende uttrykk 2.28 vises under.

$$O = \pi \cdot d = \pi \cdot 2 \cdot \sqrt{\frac{A}{\pi}} \quad (2.28)$$

O: Tjorens beregnede omkrets [cm].

d: Tjorens beregnede diameter [cm].

A: Totalt areal av kraftkablene og ethernet-kabelen kombinert [cm^2].

Ytterkappens areal vil være et produkt av omkretsen og tjukkelsen på kappen. Fra produsenten [35] er det oppgitt en tjukkelse på 0.1 cm. Arealet er allerede beregnet i tabell 2.4, siden beregningen har tatt utgangspunkt i 1 meter med kabel. Kabelstrømpens areal er gitt av uttrykk 2.29

$$A_{strmpe} = O \cdot b = 2\pi \cdot \sqrt{\frac{74.68cm^2}{\pi}} \cdot 0.1cm = 3.06cm^2 \quad (2.29)$$

Der:

A: Areal av kabelstrømpen [cm^2].

O: Tjorens beregnede omkrets [cm].

b: Tjorens oppgitte bredde [cm].

Tjorens totale volum kan nå beregnes med bakgrunn i de delberegningene som er gjort. Ved å fortsette med å beregne volumet for 1 meter med kabel, kan volumet forutsettes til å være likt som arealet. Totalt tjorvolum er da uttrykket i ligning 2.30.

$$V_{tjor} = V_{kabler} + V_{strmpe} = 74.68cm^3 + 3.06cm^3 = 77.74cm^3 \quad (2.30)$$

Fra databladet til ethernet-kabelen [33] og kraftkablene [34] kan kablens vekt per meter finnes ut. Ved å legge sammen verdiene oppgitt av databladene kan kraft- og kommunikasjonkablens vektbidrag til tjoren vises i 2.31.

$$m(1m) = m_{kraft} + m_{ethernet} = 2 \times 65g + 44g = 174g \quad (2.31)$$

Ved å sette inn verdier i 2.23 kan tjorkraften per meter beregnes som vist i 2.32.

$$\Sigma F = g(\rho V - m) = 9.81m/s^2 \cdot (1g/cm^3 \cdot 77.74cm^3 - 174g) \quad (2.32)$$

$$\Sigma F = 9.81m/s^2 \cdot \frac{-96.26}{1000} = -0.944 N \quad (2.33)$$

Fra vekt- og volumberegningene og resulterende kraftberegning i 2.33, vises det at kabelen har negativ oppdrift. For at kabelen skal holde seg nøytral i vannet og ikke motvirke manøvreringsevnen til fartøyet, må det implementeres en form for flyteelement i tjorens konstruksjon. Et flyteelement med en positiv oppdriftskraft på 0.944 N er et minstekrav, men det må tas i betraktning at det er bare kablene som er hensyntatt i beregningene.

Tidligere utgaver av organisasjonens⁷ tjorer, også kalt *navlestrenger*, har brukt bunnfyllingslister for å oppnå positiv oppdrift. Løsningen er gunstig da dens sylindriske utforming gjør den lett å implementere liggende sammen med kablene, i tillegg til at den er fleksibel og ikke ødelegger for tjorflexibiliteten. Figur 2.14 viser et eksempel på en tilsvarende bunnfyllingslist som brukes i årets prosjekt.



Figur 2.14: Bunnfyllingslist fra Biltema, hentet fra [36].

Ved å ta utgangspunkt i en 1 m lang bunnfyllingslist med 13 mm diameter fra Biltema, kan det forutsettes at vekten på denne er 3.81 g. Dette er på bakgrunn av veiing som ble gjort av A.Pedersen og A. Hjelm [17] i 2021 i forbindelse med utvikling av deres *navlestreng*.

Ved bruk av 2.23 kan den positive oppdriften til bunnfyllingslisten beregnes.

$$V = A \cdot l = \pi \cdot \left(\frac{d}{2}\right)^2 \cdot l \quad (2.34)$$

$$V = \pi \cdot \left(\frac{0.13\text{cm}}{2}\right)^2 \cdot 100\text{cm} = 132.7\text{cm}^3 \quad (2.35)$$

$$\Sigma F = \rho g V - mg = g(\rho V - m) \quad (2.36)$$

$$\Sigma F = 9.81\text{m/s}^2(1\text{g/cm}^3 \cdot 132.73\text{ cm}^3 - 3.81\text{g}) = 1.26\text{ N} \quad (2.37)$$

Som vist i ligning 2.37 oppnås det en oppdriftskraft fra 1 meter med bunnfyllingslist på 1.26 N. For å videre vurdere lengden på listen veies den totale vekten av tjoren etter påmontering av utstyr. Kontakter, krympestrømper og diverse festemateriell vil påvirke tjorens totalvekt som må tas i betraktning.

⁷Uis Subsea

2.2.5 Konklusjon

Med bakgrunn i tabell 2.2 blir det bestemt at tverrsnittet på kraftkablene i årets prosjekt skal være 6 mm^2 . Dette er for å unngå et stort spenningsfall og samtidig vil ikke vekten på tjoren bli så stor at man vil få problemer med manøvrering på fartøyet. Lengden på tjoren er i år bestemt til å være 30 m grunnet en bedre evne til å konkurrere i *TAC-Challenge*[20]. Fra tidligere utgaver av ROV-er fra organisasjonen har det blitt tatt utgangspunkt i beregnede minstekrav fra *MATE-Challenge* på tjorlengder, men dette har vist seg til å skape komplikasjoner i andre konkurranser.

I årets konkurranser åpnes muligheter for en lengre kabellengde siden det ikke pålegges at tjorvekten skal påvirke totalvekten til fartøyet. Det betyr imidlertid ikke at det kan dimensjoneres en altfor lang kabellengde. Spenningsfallet som oppstår med små spenninger og høye strømtrekk er en utfordring som må jobbes rundt, der forskrifter om spenningsfall på kraftoverføring[22] må tas i betraktning.

Med et tverrsnitt på 6 mm^2 og lengde 30 m vil det beregnede spenningsfallet være 10.75 % ved maks strømtrekk. I utgangspunktet er dette relativt høyt, men tatt i betraktning at det er usannsynlig at fartøyet vil oppnå maks strømtrekk, konkluderes det med at alternativet vil fungere godt. De to res-terende alternativene som er vurdert, henholdsvis 4 mm^2 og 10 mm^2 , har utfordringer knyttet til seg som gjør at de ikke vurderes som et like godtfungerende alternativ.

Ved et tverrsnitt på 4 mm^2 er spenningsfallet ved maks strømtrekk beregnet til å være 16.125 % over 30 m. Tatt i betraktning at høyeste terskelspenning for systemet er 37.5 V, er det teoretisk sett mulig å bygge tjoren med disse dimensjonene. I praksis er dette et veldig høyt spenningsfall som medfører store effekttap til systemets viktige komponenter, deriblant fremdriftsmotorene spesielt. Med dette i bakgrunn kan valget om å bruke denne størrelsen på kraftkablene forkastes.

Et tverrsnitt på 10 mm^2 vil medføre et spenningsfall på 6.45 %. Det resulterende spenningsfallet kan isolert sett tolkes som et bedre alternativ enn det valgte, men det kan imidlertid føre til praktiske problemer. Selv om den valgte kabelen er en mangetådet *RK*-kabel kan vekten og *stivheten* påføre en for stor treghet ved styring av ROV-en. Argumentasjonen her er erfaringsbasert, og det hadde ideelt sett vært gunstig å fått testet alle alternativene, men det er desverre et uaktuelt alternativ fra et økonomisk synspunkt.

Kapittel 3

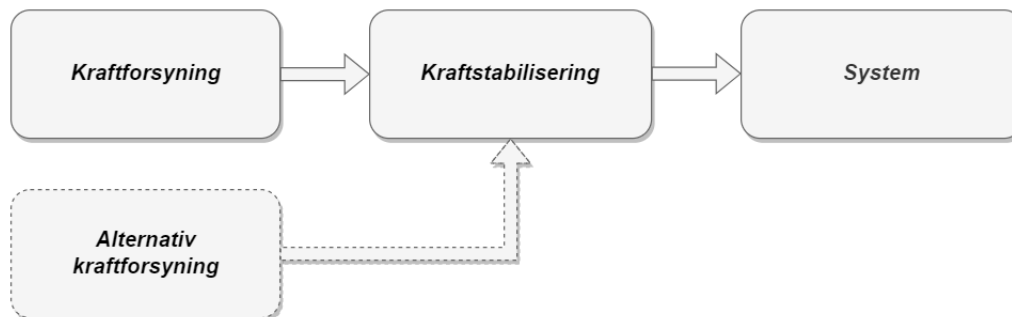
Omforming av kraft

For at årets undervannsfartøy skal kunne opereres er det essensielt med et godt fungerende kraftsystem. Kraftoverføringen foregår via kraftkablene i tjoren fra en spenningsforsyning på operasjonssiden, til et kraftkortene som er plassert inne i ROV-ens elektronikkhus. Utviklingen, utforming og konstruksjon av kraftkortene er diskutert videre i kapittel 6, og det er i hovedsak filosofien om forsyning, fordeling og regulering av spenning som skal bli gjort i dette kapitlet. Tidsskrifter og dokumenter fra T. Wilmshurst [37], T. Mathews [38] og elektronikkprodusenten *Texas Instruments* [39] legger til grunn komponentvalg og filosofi rundt oppgaven. Med lærdom fra tidligere studenter som har utviklet kraftsystemer for UiS Subsea; i hovedsak C. Ettersvoll, J. Andersen og N. Narvesen fra 2022 [18], samt A. Pedersen og A. Hjelm fra 2021 [17], er målet å utvikle et stabilt og robust kraftsystem som oppfyller fartøyets funksjonelle krav.

Ethvert elektrisk system trenger en form for spenningskilde, om det må som regel velges mellom å bruke batteri eller nettspenning som kilde. Hvilken spenningskilde som er mest gunstig å bruke vil falle på karakteristikken og kravene til det systemet som konsumerer kraften. Det vil være fordeler og ulemper med de to spenningskildene; disponibel kraft fra nettspenning er som regel mye større enn det fra batteri med en lavere kostnad. I tillegg vil varigheten av kraft være tilnærmet uendelig, i motsetning til batteri der en er avhengig av ladeintervaller. Bruken av batteri gir imidlertid systemet mulighet for en mye større rekkevidde og bevegelighet, da en ikke er avhengig av kabel for kraftoverføring. Selv om det er høyst sannsynlig at fremtidens undervannsfartøy produsert av UiS Subsea vil være autonome, batteridrivne farkoster, er det fortsatt kraftoverføring fra nettspenning som er årets løsning. Grunnen til dette er i hovedsak at det er en løsning som er kjent og trygg. Løsningen kommer imidlertid ikke uten utfordringer, der noen omtales i kapittel 2. Problemer knyttet til bevegelighet i vannet, samt rekkevidde er faktorer som gjør at en batteriløsning kan være mer gunstig.

3.1 Spenningsregulering

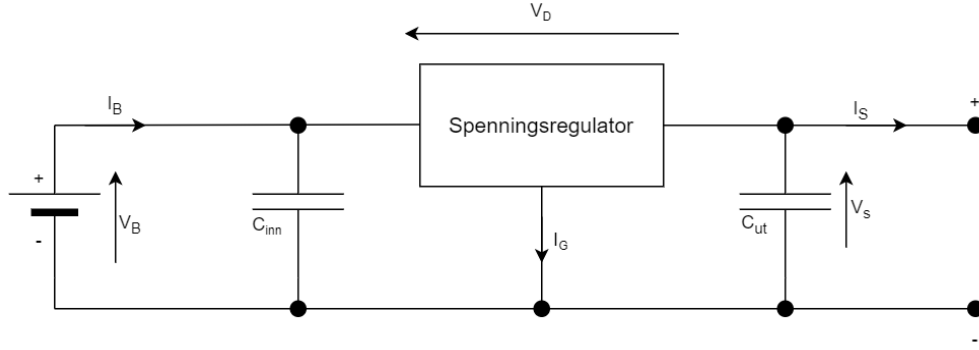
Et forenklet blokkdiagram i figur 3.1 viser oppgaven med å forsyne ROV-en med kraft. Under kategorien kraftforsyning - som omtales i dette kapitlet, skal det dreie seg om hvordan en styrer kraften som kommer fra nettspenningen. Generelt er det sjeldent at nettspenningen er den nøyaktige spenningen som kreves av de elektriske komponentene i et innebygd system. I de aller fleste tilfeller må spenningen reguleres opp eller ned med spenningsregulatorer for å kunne forsyne komponentene med rett spenningsverdi.



Figur 3.1: Forenklet modell av kraftoverføring. Basert på figurer fra Wilmshurst [37].

En spenningsregulator er komponenten som regulerer batteri- eller nettspenningen til den verdien som systemet krever. Forenklet kan en spenningsregulator sees på som en krets med en inngangsterminal, utgangsterminal og en terminal til jord. Basert på teknologien og topologien til regulatoren kan det være en liten integrert krets, eller en *murstein* som krever større plass på kretskortet. Hovedmålet til en spenningsregulator er å stabilt holde utgangsspenningen på et fastsatt nivå, så lenge inngangsspenningen er innfor et visst spenningsområde. Den høyeste inngangsspenningen regulatoren kan regulere ned stabilt, er bestemt av regulatorens høyeste fastsatte spenningstoleranse på inngangen, eller høyeste effekttap gitt av regulatorkretsen. Effekttap i en krets er en problemstilling som er av høy prioritet ved utvikling av kraftelektronikk, og det bør i stor grad strebes for å holde effekttapet på et minimum.

For å få en overordnet forståelse for disse spenningsregulatorene brukes en rekke bøker og tidsskrifter for å bygge en teoretisk forståelse. Stoff om spenningsregulering generelt, og spesielt lineære spenningsregulatorer baserer seg i stor grad av boka *The Art of Electronics*[40] og *An introduction to the design of small scale embedded systems*[37]. For svitsjede kraftforsyninger tas det utgangspunkt i en rekke rapporter og skriv. Om svitsjede spenningsregulatorer brukes elektronikkprodusenten *Texas Instruments*[39] for å få en fordypet teoretisk og praktisk forståelse. Et overordna innblikk i virkemåten til svitsjete spenningsregulatorer er formidlet i rapporten *Switching regulators demystified*[38]. Kapitlet baserer seg også på tidligere bacheloroppgaver fra 2021 [17] og 2022 [18] som gir gode erfaringsbaserte innblikk i de valgene og vurderingene som ble gjort.



Figur 3.2: Modell av en spenningsregulator- krets. Basert på figurer fra Wilmshurst [37].

I figur 3.2 er spenning- og strømkilden symbolisert ved V_B og I_B , spenningen og strømmen som forsynes til lasten er V_S og i_S , og V_D er differansespenningen mellom inngang og utgang. I_G er regulatorens *tomgangsstrøm* - regulatorens egne strømtrekk ved drift. Som nevnt på forrige side er effektivitet av høy viktighet, og effektiviteten til en spenningsregulator kan beregnes som gitt i ligning 3.1.

$$Effektivitet_{\%} = \frac{Utgangseffekt}{Inngangseffekt} \cdot 100\% = \frac{I_S V_S}{I_B V_B} \cdot 100\% \quad (3.1)$$

Fra ligning 3.1 er det åpenbart at effektiviteten er høyest når differansen mellom utgang- og inngangseffekten er minst mulig, og differansen i effekt - effekttapet, beregnes i ligning 3.2. I beregningene brukes benevningene fra figur 3.2.

$$\begin{aligned} P_d &= \text{inngangseffekt} - \text{utgangseffekt} \\ &= V_B I_B - V_S I_S \\ &= (V_D + V_S)(I_G + I_S) - V_S I_S \\ &= V_D I_G + V_S I_S + V_D I_S + V_S I_G - V_S I_S \end{aligned} \quad (3.2)$$

Fra ligning 3.2 over er resulterende effekttap gitt i ligning 3.3.

$$P_d = V_B I_G + V_D I_S \quad (3.3)$$

Fra ligning 3.3 vises det at for å oppnå en effektiv krets, bør regulatorens tomgangsstrøm - og spenningsdifferansen mellom inn og utgangen være minst mulig.

Typen spenningsregulatorer

Det er to hovedgrupper spenningsregulatorer som skal omtales i dette kapittelet:

- **Lineære spenningsregulatorer.** En av den enkleste formen for spenningsregulatorer er den lineære spenningsregulatoren. Utgangsspenningen i en lineær spenningsregulator er styrt av en transistor mellom inngangen og utgangen. En spenningsdeler er plassert i parallell med utgangen, og spenningen ut fra spenningsdeleren er sammenlignet gjennom en forsterker med en referansespenning. Avviket mellom utgangsspenningen fra spenningsdeleren og referansespenningen blir sendt til transistoren mellom inngangen og utgangen, og den resulterende utgangsspenningen er gitt i ligning 3.4 [41]. Denne prosessen justerer utgangsspenningen slik at avviket til referansespenningen blir minimert.

$$V_{ut} = V_{ref} \cdot \left(1 + \frac{R2}{R1}\right) \quad (3.4)$$

- **Svitsjede spenningsregulatorer.** Svitsjede spenningsregulatorer på lik linje med de lineære regulatorene kan redusere og regulere en inngangsspenning. Enkelte regulatorer kan også øke inngangsspenningen til et gitt nivå, men dette blir ikke aktuelt i denne oppgaven. Dermed blir ikke opp-regulatorer¹ diskutert videre i denne sammenheng. Svitsjede ned-regulatorer kalles for *buck*-regulatorer, og har en fordel med at de er mye mer effektiv enn lineære spenningsregulatorer. Svitsjede spenningsregulatorer kan operere med en virkningsgrad opp til 97%, som resulterer i et langt mindre effekt- og varmetap.

Elektromagnetisme er en sentral del i oppbygningen av svitsjede kraftforsyninger. Slike regulatorer bruker høypermeabilitet-spoler for den høye energilagringen som kreves, og på samme måte som en kondensator lagrer energi i et elektrisk felt, lagrer spolen energi i et magnetisk felt. Dette feltet bygges opp av at strøm føres gjennom spolen, og etter oppbygging av denne energien motsetter spolen seg endring. Spenningen i en spole er gitt av ligning 3.5. Ligningen viser sammenhengen mellom spenningen over en spole, og den resulterende strømmen som bygges opp.

$$V_L = (V_{in} - V_{ut}) = L \frac{dI}{dt} \quad (3.5)$$

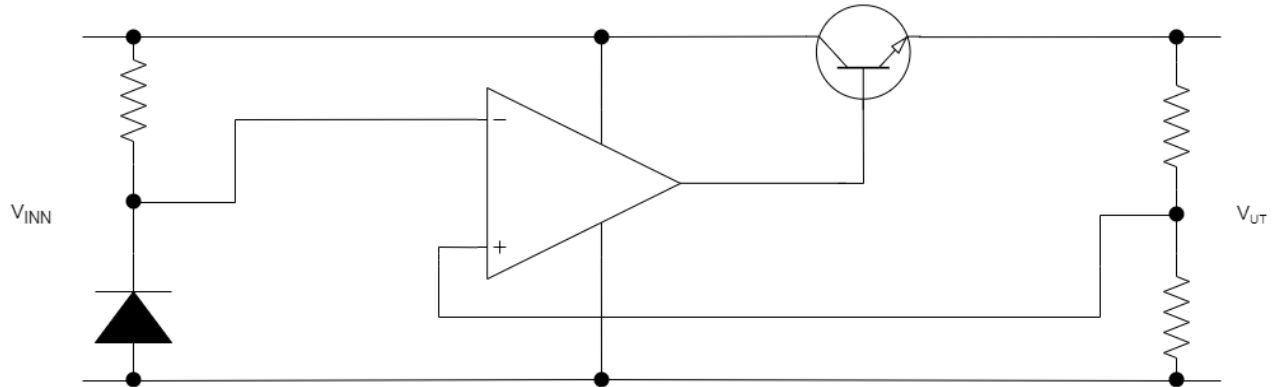
3.1.1 Lineære spenningsregulatorer

Tilbakekobling på lineære spenningsregulatorer

Som vist i figur 3.3 inneholder spenningsregulatorer en tilbakekoblings-mekanisme for å opprettholde konstant utgangsspenning. Som tidligere omtalt er dette gjort med en spenningsreferanse og en operasjonsforsterker med et forsterket avvikssignal. Referansespenningen gir en stabil spenning, V_{ref} , og

¹Boost regulatorer.

operasjonsforsterkeren sammenligner utgangsspenningen, V_{ut} med referansespenningen. Dersom det er avvik mellom utgangsspenningen og referansespenningen², vil operasjonsforsterkeren justere transistorens resistans³ for å justere utgangsspenningen til korrekt nivå[42].



Figur 3.3: Modell av en lineær spenningsregulator. Basert på figurer fra Wilmshurst [37].

Kretsens utgangssignal føres tilbake til operasjonsforsterkeren gjennom en spenningsdeler og denne tilbakekoblings-spenningen, V_{fb} ⁴, er proporsjonal med utgangsspenningen V_{ut} som vist i ligning 3.6[42].

$$V_{fb} = V_{ut} \cdot \frac{R2}{R1 + R2} \quad (3.6)$$

Der:

$R1, R2$ er motstandene i spenningsdeleren.

Videre vil operasjonsforsterkeren sammenligne V_{fb} med V_{ref} og generere en avviksspenning, V_{err} ⁵. Som vist i ligning 3.7 er avviket differansen mellom tilbakekoblingspenningen og referansespenningen[42].

$$V_{err} = V_{ref} - V_{fb} \quad (3.7)$$

Det resulterende avvikssignalet blir forsterket av operasjonsforsterkeren, med en gitt forsterkning, A , avhengig av forsterkerens utforming. Det forsterkede avvikssignalet $V_{control}$ er uttrykket i ligning 3.8[42].

$$V_{control} = A \cdot V_{err} \quad (3.8)$$

²Avvikssignalet.

³Eng: "Series Pass Resistance"

⁴Eng: fb - Feedback.

⁵Eng: Err - Error

Det forsterkede avvikssignalet brukes for å justere base-sender-spenningen, V_{BE} for en bipolar transistor, og tilsvarende port-kilde-spenningen, V_{GS} for en felteffekttransistor. Denne spenningsendringen på transistoren vil påvirke strømflyten, som igjen vil endre en effektive motstanden i komponenten.

Den seriekoblede transistoren vil fungere som en variabel motstand. Regulatorens operasjonsforsterker vil justere denne transistorens base-sender-spenning⁶ dersom regulatoren inneholder en bipolar transistor, eller port-kilde-spenningen⁷ for en felteffekt-transistor. Igjen vil dette justere transistorens motstand som regulerer utgangsspenningen[42]. For bipolare transistorer er strømmen over samler-terminalen⁸, I_C relatert til base-sender-spenningen, V_{BE} som vist i ligning 3.9.

$$I_C = I_S \cdot (e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1) \quad (3.9)$$

Der:

I_S er strømverdien av spolens metningspunkt [A].

V_T er transistorens termiske spenning⁹ [V].

For felteffekttransistorer er utløps-strømmen, I_D relatert til port-kilde-spenningen, V_{GS} som vist i ligning 3.10.

$$I_D = k \cdot (V_{GS} - V_{th})^2 \quad (3.10)$$

Der:

k er en konstant og avhenger av transistorens oppbygning og ledeevne[41].

V_{th} er transistorens terskelspenning.

Et mål på hvor godt regulatoren kan holde en konstant utgangsspenning ved endringer i laststrøm kalles for lastregulering. Lastregulering er definert som prosentvis endring i utgangsspenning ved endring fra minimum til maksimal laststrøm gjennom spenningsregulatorens, som vist i 3.11 [42].

$$Lastregulering(\%) = \frac{\Delta V_{ut}}{\Delta I_{last}} \cdot 100\% \quad (3.11)$$

Der:

⁶Eng: "Base-Emitter voltage".

⁷Eng: "Gate-Source voltage".

⁸Omtales også for "kollektor-strøm".

⁹Den termiske spenningen er en konstant som representerer forholdet mellom en halvleders temperatur og spenningen som genereres på grunn av halvledermaterialets egenskaper[43]. En typisk verdi for termisk spenning ved romtemperatur er 25 mV.

ΔV_{ut} er endring i utgangsspenning [V].
 ΔI_{last} er endring i laststrøm [A].

En mindre verdi tilsier stabil spenningsregulering siden utgangsspenningens nivå opprettholdes under drift. For lineære spenningsregulatorer er lastregulerings-evnen i hovedsak avhengig av forsterkningen på avviks-operasjonsforsterkeren og transistorens karakteristikk. En operasjonsforsterker med høy forsterkning vil klare å raskt korrigere utgangsspenningen ved endringer i laststrømmen [41].

Linjeregulering er også et mål for hvor godt spenningsregulatoren klarer å opprettholde utgangsspenningen ved en varierende inngangsspenning. På samme måte som for lastregulerings-evnen er linjereguleringen også uttrykket som en prosentvis endring i utgangsspenning i forhold til endringen i inngangsspenning som vist i ligning 3.12.

$$\text{Linjeregulering}(\%) = \frac{\Delta V_{ut}}{\Delta V_{inn}} \cdot 100\% \quad (3.12)$$

Der:

ΔV_{ut} er endring i utgangsspenning [V].
 ΔV_{inn} er endring i inngangsspenning [V].

På lik linje med lastregulering vil en mindre linjeregulerings-verdi tilsi at spenningsregulatoren er stabil ved varierende inngangsspenning.

Lineære spenningsregulatorers virkningsgrad

For å ta valget om lineære spenningsregulatorer er hensiktsmessige å bruke på ROV-en må det drøftes om spenningen i en lineær spenningsregulator blir regulert med en tilstrekkelig effektivitet. Det er i hovedsak ønskelig med et så lite effekttap som overhodet mulig. Dette er for å unngå unødvendig mye varme inne i fartøyets elektronikkhus, i tillegg for å sikre stabil drift ved at tilstrekkelig effekt tilføres fremdriftssystemet.

Virkningsgraden, η , til lineære spenningsregulatorer er gitt av ligning 3.13, og er definert som forholdstallet mellom utgangseffekten til inngangseffekten[41].

$$\eta = \left(\frac{P_{ut}}{P_{inn}} \right) \cdot 100\% \quad (3.13)$$

Der:

P_{ut} er utgangseffekten, gitt av $V_{ut} \cdot I_{ut}$ [W].
 P_{inn} er inngangseffekten, gitt av $V_{inn} \cdot I_{inn}$ [W].

I en spenningsregulator er inn- og utgangstrømmen tilnærmet lik grunnet at transistoren er seriekoblet i strømsløyfen. Det gir et uttrykk for effektiviteten, som vist i ligning 3.14[41].

$$\eta = \left(\frac{V_{ut}}{V_{inn}} \right) \cdot 100\% \quad (3.14)$$

I lineære spenningsregulatorer er virkningsgraden i stor grad avhengig av inn- og utgangsspenningens differanse. Dette er i hovedsak på grunn av regulatorens virkemåte som diskutert i 3.1.1 tidligere. Som vist i ligning 3.15 er effekttapet, P_{diss} , i regulatorens transistor definert som produktet av komponentens spenningsfall, $V_{inn} - V_{ut}$, og utgangsstrømmen, I_{ut} [41].

$$P_{diss} = (V_{inn} - V_{ut}) \cdot I_{ut} \quad (3.15)$$

Ved en stor spenningsdifferanse mellom inngang og utgang på regulatoren, vil også effekttapet øke i samme takt[41]. Dette vil igjen lage et varmetap ved at den høye inngangseffekten vil bli omdannet til varme.

Årets ROV skal forsynes med en inngangsspenning på 48 V som skal ned-reguleres til to spenningsområder, henholdsvis 12 V og 5 V. For å beregne virkningsgraden til en lineær spenningsregulator med disse inn- og ut spenningene, benyttes ligning 3.14, og resultatet er listet opp i tabell 3.1.

Spenningsregulering	Spenningsdifferanse	Virkningsgrad
48 V/12 V	36 V	25%
48 V/5 V	43 V	10.41%

Tabell 3.1: Tabell over virkningsgrad til en lineær spenningsregulator med spenningsdifferansen som kreves av spesifikasjonene til årets ROV.

Som det fremviser i tabellen over har den lineære spenningsregulatorene en svært lav virkningsgrad. Over så store spenningsdifferanser ville effekttapet bli så stort at det kan gå ut over fartøyets funksjon, ved at fartøyets fremdriftspropeller ikke får tilgang på tilstrekkelig kraft. Det ville være mulig for å bruke en slik løsning til forsyning av en mikrokontroller fra 5 V til 3.3 V, men for den spenningsreguleringen som kreves av ROV-ens kraftelektronikk blir det nødvendig å utforske andre løsninger.

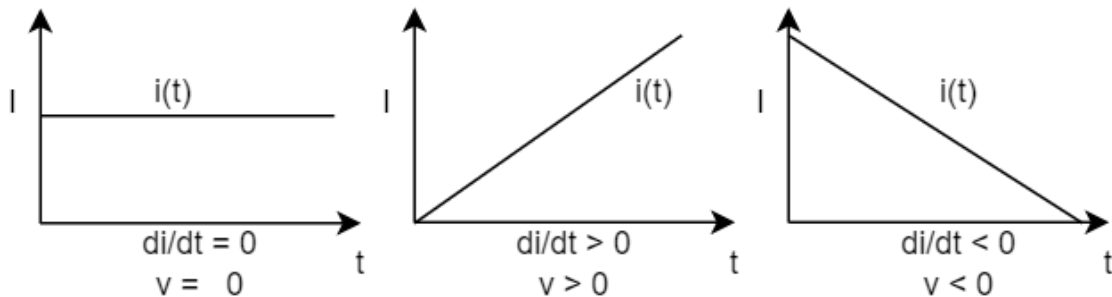
3.1.2 Svitsjet strømforsyning

Ved å ta utgangspunkt i Faradays induksjonslov[39] finnes to viktige karakteristikk til en spole:

- En spenning over en spole resulterer bare fra en strøm som varierer med tid. En likestrøm som flyter gjennom spolen vil ikke indusere en spenning.

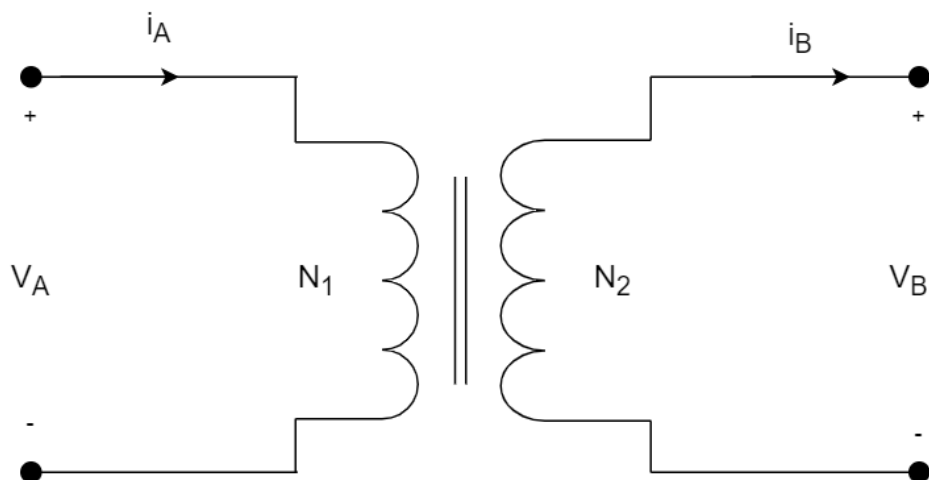
- Strømmen i en spole kan ikke endre størrelse momentant siden dette ville kreve en uendelig høy spenning. Hyppigheten på strømendringen vil imidlertid bestemme størrelsen på den resulterende spenningen. Jo større hastighet på strømendring, jo større spenning.
- I motsetning til strømmen kan spenningen i en spole endres momentant.

Sammenhengen mellom strøm og spenning i en spole illustreres i figur 3.4. Figuren viser at ved konstant strømtilførsel over tid vil spenningen over spolen være tilnærmet null. Dersom strømmen øker over tid vil også spenningen øke. Dersom strømtilførselen synker over tid vil fortegnet for utgangsspenningen i ligning 3.5 få negativt fortegn. Det må påpekes at den lineære strømkurven i figuren forutsetter at spolen har en konstant spenning over seg.



Figur 3.4: Sammenhengen mellom strøm og spenning i en spole. Basert på figurer fra [39].

Svitsjede spenningsregulatorer brukes en form for transformator i lag med en transistorer styrt av et signal ved en gitt pulsbredde eller frekvens. Ved å se på det grunnleggende prinsippet til en transformator kan det dannes en forståelse rundt funksjonen til spolen i svitsjede spenningsregulatorer. En transformators funksjon er å omdanne en tidsvariant strøm eller spenning til en høyere eller lavere størrelse gjennom induksjon. En transformator har en *primærside* og en *sekundærside*, og størrelsen på utgangsspenningen avhenger av forholdstallet mellom antallet viklinger på disse to sidene. Transformatoren kan ikke øke effekten, som tilsier at effekten på begge sider er konstant. Det betyr at siden med det høyeste antall viklinger har en høyere spenning med lavere strøm, og visa versa. Figur 3.5 illustrerer prinsippet, og utgangsspenningen, V_B er gitt ved ligning 3.16 og utgangstrømmen, i_B er gitt i ligning 3.17.

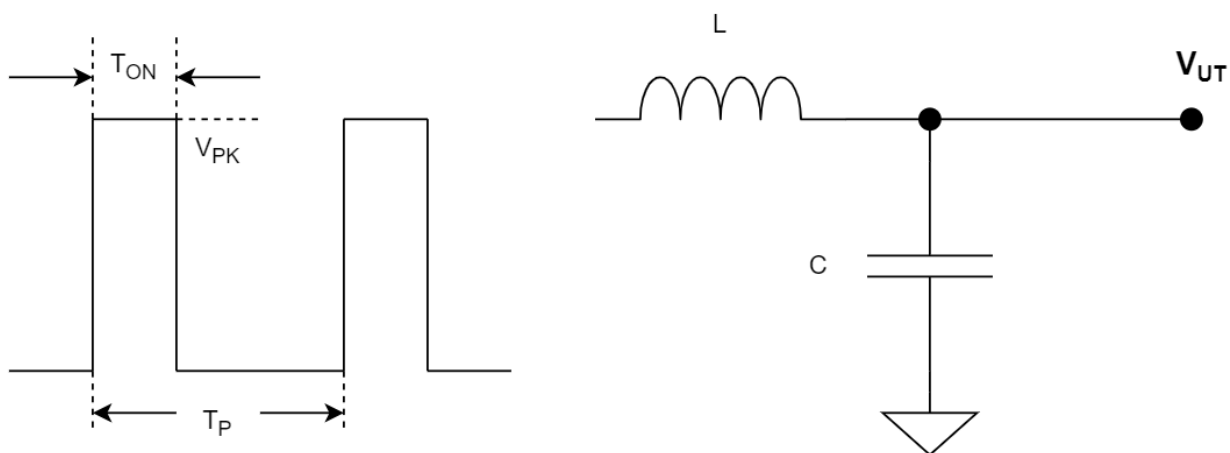


Figur 3.5: Modell av en enkel transformator. Basert på figurer fra [39].

$$V_B = V_A \frac{N_2}{N_1} \quad (3.16)$$

$$i_B = i_A \frac{N_1}{N_2} \quad (3.17)$$

Spenningsregulatorene som skal diskuteres videre regulerer utgangsspenningen ved bruk av *pulsbred-demodulasjon*. Prinsippet går ut at det en regulator med en tilbakekoblings-sløyfe regulerer utgangsspenningen ved å endre *på-tiden* til regulatorens svitsjekrets. Utgangsspenningen blir da et resultat av forholdstallet mellom denne på-tiden og periodetida, samt amplituden til pulsen. En illustrasjon av dette er gitt i figur 3.6.



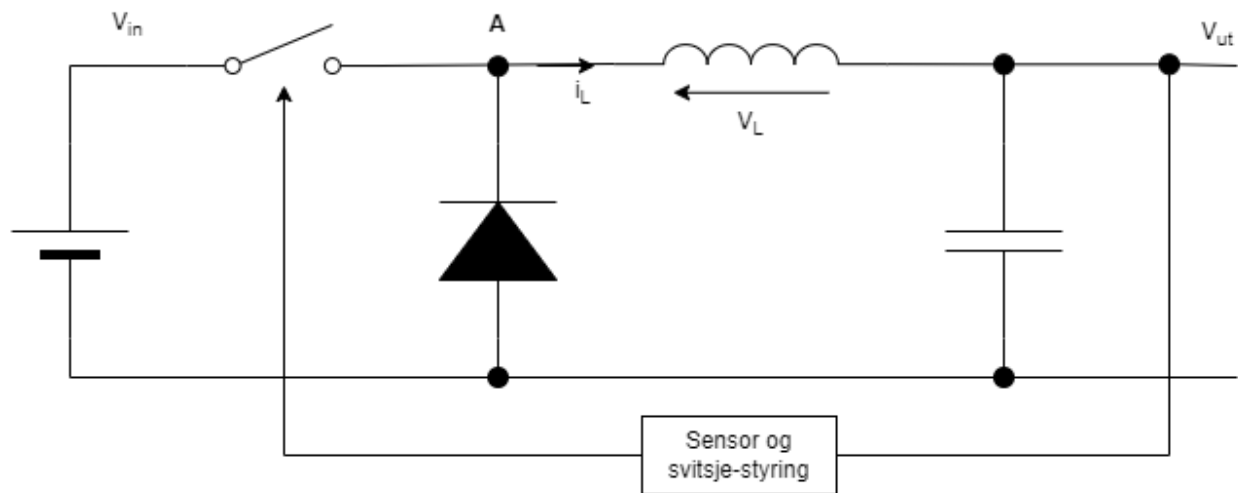
Figur 3.6: Modell av pulsbreddemodulasjon i en LC-krets. Basert på figurer fra [39].

Fra figur 3.6 kan utgangsspenningen fra LC-filtre beregnes som i ligning 3.18. Ligningen viser at utgangssignalet er kontrollert av regulatorens driftssyklus ganget med pulsens amplitude-topp.

$$V_{UT} = \frac{T_{ON}}{T_P} \cdot V_{PK} \quad (3.18)$$

3.1.3 Nedregulator ("Buck")

En modell av buck-regulatoren er vist i figur 3.9.



Figur 3.7: Forenklet modell av en buck-regulator. Basert på figurer fra [40].

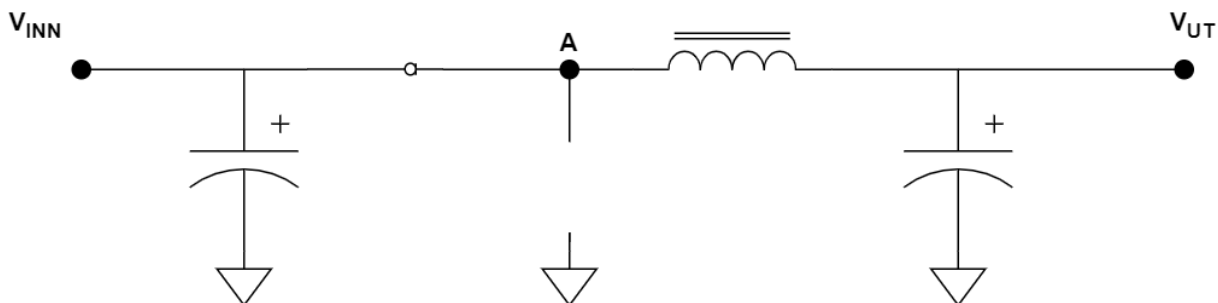
Ved å ta utgangspunktet i en forenklet modell av en buck-regulator vist i figur ??, kan periodetiden til spolespenningen V_L beregnes. Bryteren i modellen i figuren over er en transistor som blir styrt av et PWM-signal. PWM-signalet genererer en periodetid, og periodetiden er definert i ligning 3.19.

$$T = t_{paa} + t_{av} \quad (3.19)$$

Regulatorens utgangsspenning finnes ved å studere av- og på-tilstanden der regulatorens driftssyklus, D , kan finnes. Videre i kapittelet blir de ulike tilstandene omtalt, og stoffet er basert på en tidligere bacheloroppgave[17] av A. Pedersen og A. Hjelm.

På-tilstand

I modellen på figur 3.8 illustreres kretsen i på-tilstand. I kretsens på-tilstand er PWM-signalet høyt og transistoren vil lede og fungere som en bryter.



Figur 3.8: Forenklet modell av en buck-regulator ved på-tilstand. Basert på figurer fra [40].

Når bryteren er lukket påføres det en spenning over spolen som resulterer i en lineært stigende strøm som flyter inn i lasten og utgangskondensatoren. Spenningen over spolen kan beregnes som vist i ligning 3.20.

$$V_L = V_{inn} - V_{ut} \quad (3.20)$$

Den tidsvariante spenningen over en spole er gitt av ligning 3.21 som kan innsettes i ligning 3.20 for å finne endring i spolestrøm ved på-tilstand som vist i ligning 3.22.

$$V_L(t) = L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} \quad (3.21)$$

$$\frac{V_L(t)}{L} = \frac{V_{inn} - V_{ut}}{L} \quad (3.22)$$

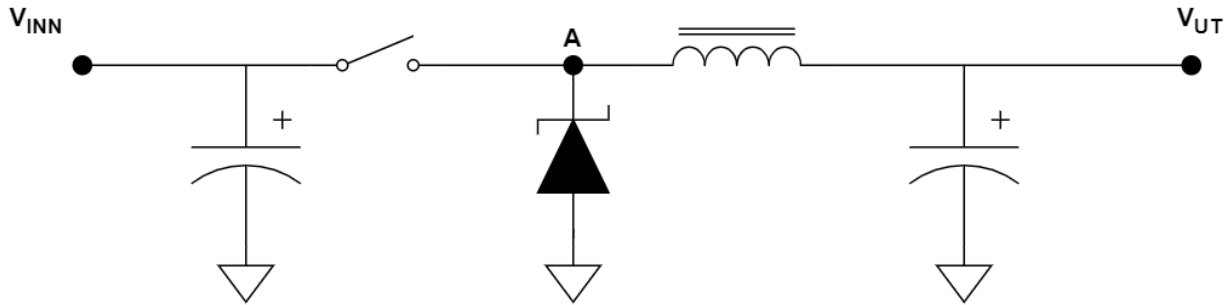
Fra figur 3.10 vises det at det skjer en lineær økning i spolestrømmen, I_L , i det tidsrommet bryteren er lukket. Ved å bruke ligning 3.22, kan endringen i spolestrømmen defineres som i ligning 3.23.

$$\Delta_+ I_L = \frac{V_{inn} - V_{ut}}{L} \cdot t_{paa} \quad (3.23)$$

Der $\Delta_+ I_L$ er økningen i spolens rippelstrøm [A].

Av-tilstand

I av-tilstand er PWM-signalet lavt som gjør at transistoren ikke leder, og fungerer som en åpen bryter som vist i figur 3.9.



Figur 3.9: Forenklet modell av en buck-regulator ved på-tilstand. Basert på figurer fra [40].

Når bryteren åpnes vil strømmen fra spolen flyte i samme retning, og siden strømdring ikke skjer momentant vil dioden lede og dermed slutte kretsen. Spenningen over spolen vil i dette tilstanden synke lineært som vist i ligning 3.24.

$$V_L = V_{diode} - V_{ut} \quad (3.24)$$

Den tidsvariante spolespenningen fra uttrykk 3.21 innsettes i ligning 3.24. Det anslås at diodespenningen, V_D , er liten og settes til 0 i beregningen. Resulterende endring i spolestrøm kan da uttrykkes ved ligning 3.25.

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{0 - V_{ut}}{L} = -\frac{V_{ut}}{L} \quad (3.25)$$

Igjen viser tidsdiagrammet i figur 3.10 at spolestrømmen synker lineært under tilstanden der PWM-signalet er lavt og transistoren ikke vil lede. Et uttrykk for endringen i spolestrøm ved av-tilstand vises i ligning 3.26.

$$\Delta_- I_L = \frac{V_{ut}}{L} \cdot t_{av} \quad (3.26)$$

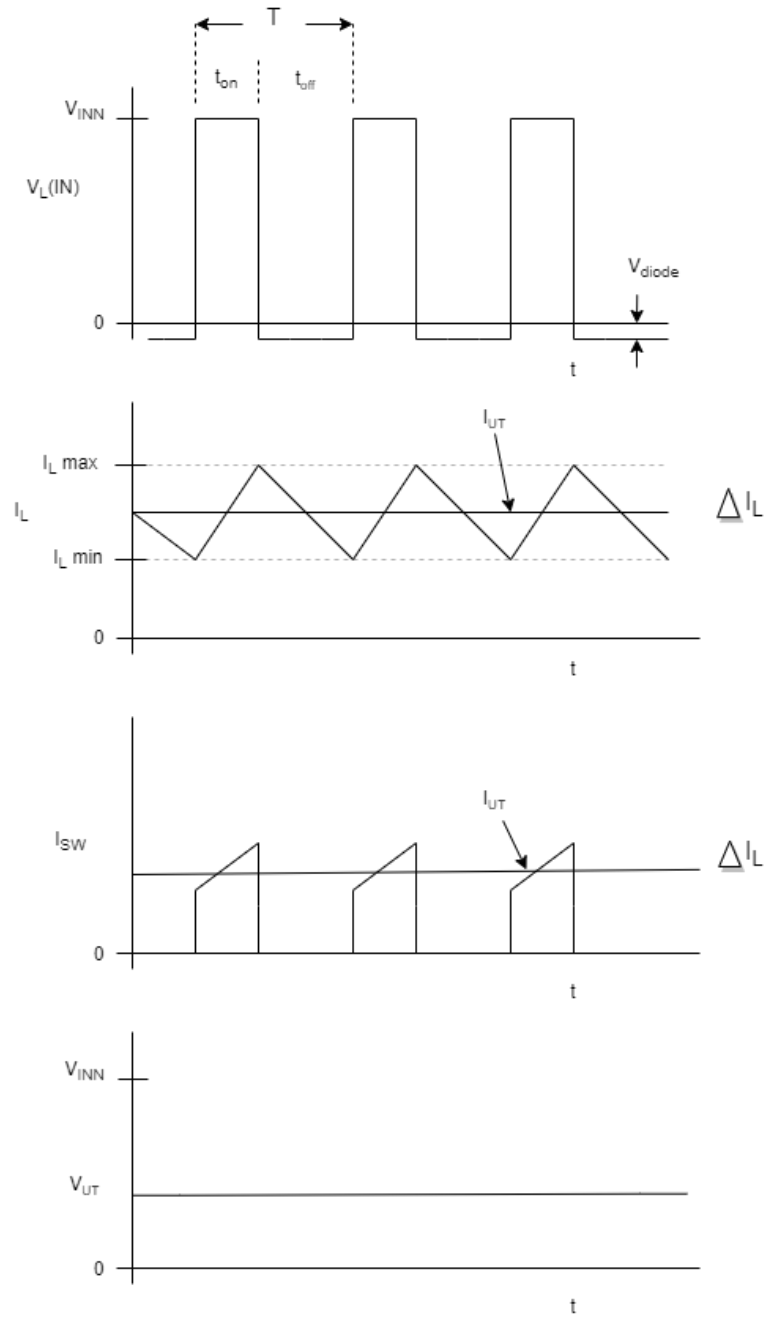
Der $\Delta_- I_L$ er i spolens minkende rippelstrøm [A].

Dersom det er en konstant last på ned-regulatoren vil spenningen over spolen være 0 V på grunn av $\frac{di_L}{dt} = 0$. Det fører til at det kan antas at strømdringen i av- og på- tilstand i *kontinuerlig modus*¹⁰

¹⁰Eng: Continuous-Conduction Mode.

er tilnærmet lik, som vist i ligning 3.27.

$$\Delta_+ I_L = \Delta_- I_L \quad (3.27)$$



Figur 3.10: Modell av en buck-regulator ved på-tilstand. Basert på figurer fra [40].

Forholdet mellom inn- og utgangsspenningen til ned-regulatoren kan finnes ved hjelp av ligning 3.27, og vises i ligning 3.28.

$$\begin{aligned}\frac{V_{inn} - V_{ut}}{L} \cdot t_{paa} &= \frac{V_{ut}}{L} \cdot t_{av} \\ t_{paa} \cdot (V_{inn} - V_{ut}) &= t_{av} \cdot V_{ut} \\ V_{ut} &= \frac{t_{paa}}{T} \cdot V_{inn}\end{aligned}\tag{3.28}$$

Fra ligning 3.28 vises det at ned-regulatorens utgangsspenning er gitt av inngangsspenningen og et forholdstall mellom PWM-signalets periodetid og dens på-tid. Forholdstallet blir omtalt som regulatorens driftssyklus, D , og beregnes som vist i ligning 3.29.

$$D = \frac{t_{paa}}{T}\tag{3.29}$$

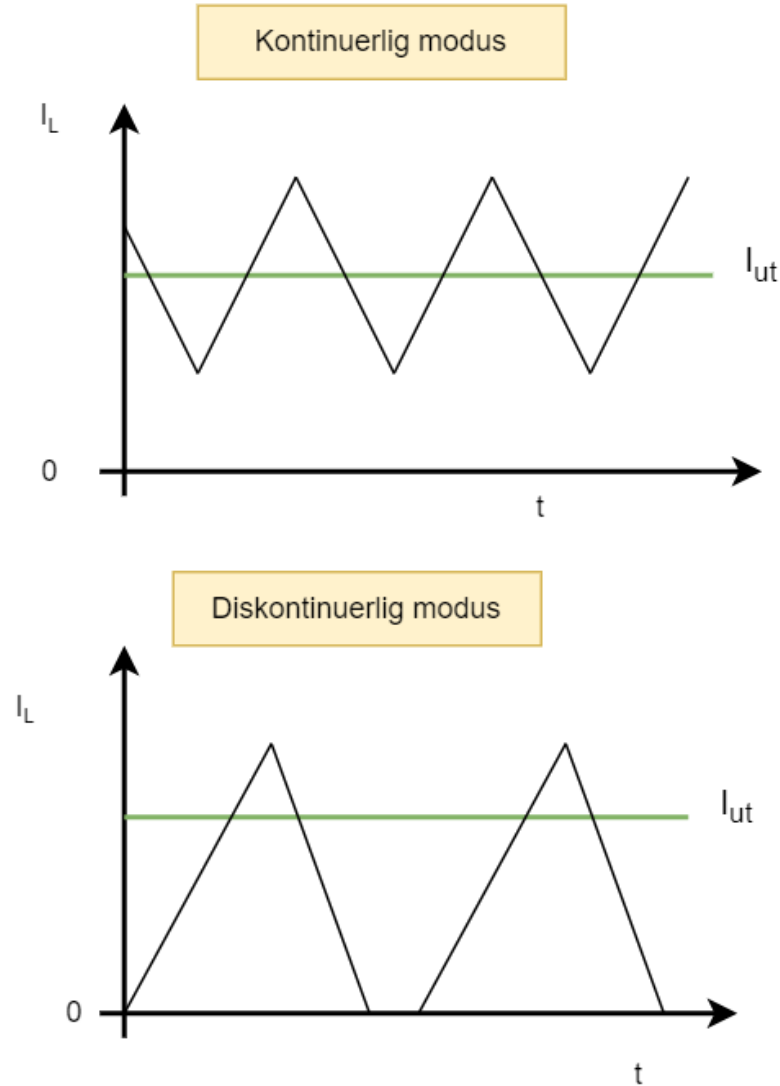
Ved bruke driftssyklusen som definert i uttrykk 3.29 i ligning 3.28, vises det at denne driftssyklusen kan uttrykkes som et forholdstall mellom regulatorens inn- og utgangsspenning.

$$\begin{aligned}V_{ut} &= D \cdot V_{inn} \\ D &= \frac{V_{ut}}{V_{inn}}\end{aligned}\tag{3.30}$$

Figur 3.10 illustrerer at ned-regulatorens utgangsspenning, V_{ut} , er lik gjennomsnittet av spolestrømmen innen et gitt tidsområde. I tillegg viser grafen at spolestrømmen ikke går til null, som betyr at ned-regulatoren som illustreres av figuren drives i kontinuerlig tilstand. Den minste utgangsstrømmen ned-regulatoren kan ha for å holdes i kontinuerlig modus kalles kritisk utgangsstrøm, og er gitt av ligning 3.31.

$$I_{ut(krit)} = \frac{1}{2} \Delta I_L\tag{3.31}$$

Denne strømmen, $I_{ut(krit)}$, betegnes som den minste utgangsstrømmen som fører til at regulatoren operer i *kontinuerlig* modus. Dersom spolens strøm går til 0 vil regulatoren operere i diskontinuerlig modus, og dersom spolens strøm aldri går mot null i perioden, T , opererer regulatoren i kontinuerlig modus. En modell for de to regulator-modusene er illustrert i figur 3.11.



Figur 3.11: Illustrasjon av spolestrømmen i kontinuerlig og diskontinuerlig modus. Figur basert på [17].

Strømrippelen, ΔI_L , bestemmes av V_{inn} , V_{ut} , T og L . For å bestemme om regulatoren skal operere i kontinuerlig eller diskontinuerlig modus dimensjoneres spolestørrelsen, L , ved bruk av ligning 3.32.

$$L = \frac{(V_{inn} - V_{ut} \cdot V_{ut})}{2 \cdot I_{ut(krit)} \cdot V_{inn} \cdot f_s} \quad (3.32)$$

Hensikten med ligning 3.32 er at ved å dimensjonere spolestørrelsen til regulatoren vil en kunne bestemme dens kritiske utgangsstrøm. Større spole gir mindre strømripping, ΔI_L , og høyere svitsjefrekvens gir en mindre dimensjon på spolen.[17].

3.1.4 Fullbro DC/DC- regulator

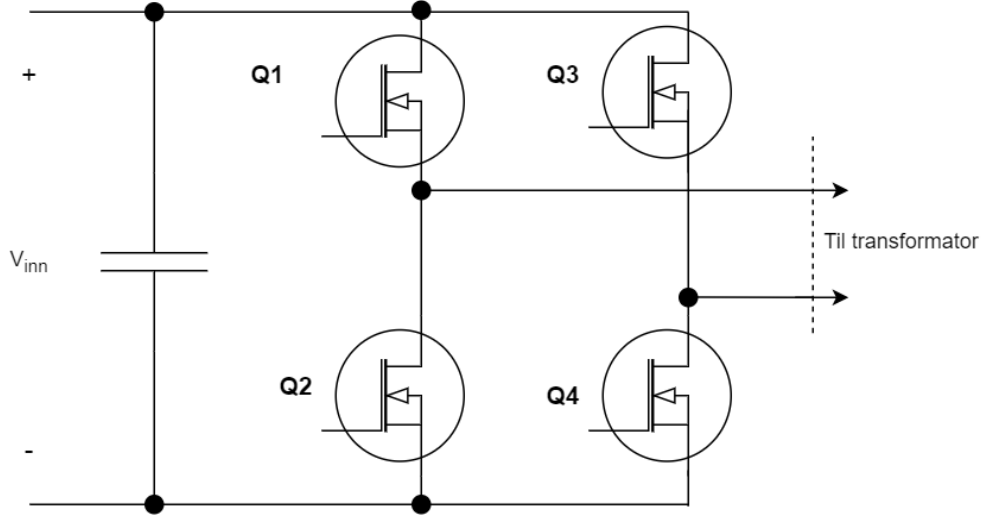
En fullbro DC/DC omformer består i hovedsak av de fire komponentene listet under:

- H-broen. Fire transistorer, vanligvis MOSFET eller IGBT, fungerer som en elektronisk bryter for å konvertere inngangsspenningen til en pulsbredde-modulert spenning.
- Transformatoren brukes for å isolere inngangs- og utgangssiden, og endrer spenningsnivået ved hjelp av forholdstallet mellom primær og sekundærviklingen. I fullbro-omformeren brukes transformatoren til energioverføring mellom H-broen og likeretteren.
- Likeretteren konverterer den nevnte pulsbredde-modulerte spenningen fra transformatoren til et DC-spenningsnivå. Ved hjelp av dioder eller synkrone likerettere, der synkrone likerettere som bruker MOSFET vil hjelpe på å redusere effekttapet.
- Utgangsfilteret består av en spole og en kondensator, og brukes til å glatte ut spenningsrippelen som oppstår, i tillegg til å opprettholde et stabilt spenningsnivå.

H-bro

H-broen har ansvar for konvertere en DC- inngangsspenning til en pulsbredde-modulert spenning, og består av fire transistorer arrangert i en H-formet konfigurasjon som vist i figur 3.12. De fire transistorene (Q1, Q2, Q3 og Q4) fungerer som elektroniske brytere og er koblet på følgende måte:

- Q1 og Q4 er koblet i serie mellom inngangsspenningen og jord.
- Q2 og Q3 er koblet i serie mellom inngangsspenning og jord.
- Mellom Q1 og Q2 er transformatorens primærvikling koblet.



Figur 3.12: Modell av en H-bro som del av en fullbro-omformer.

Hvilke transistorer som skal være påslått styres av PWM-kontrolleren, og styre dermed styre mengden energi som skal overføres mellom inngang- og utgangssiden gjennom transformatoren. En vanlig sekvens for å kontrollere H-broen omfatter å slå på Q1 og Q4 samtidig som Q2 og Q3 er avslått. Av dette lages det en positiv halvperiode av den pulsbredde-modulerte spenningen. Deretter slås Q1 og Q4 av samtidig som Q2 og Q3 slås på, som skaper en negativ halvperiode. Forløpet gjentas med en frekvens som er gitt av PWM-kontrolleren¹¹.

Bryterstyring av PWM-kontrolleren kan gjøres på to måter: *spenningsmodus* og *strømmodus*. I spenningsmodus-kontroll sammenlignes en referansespenning, V_{ref} , med en tilbakemeldings-spenning, $V_{feedback}$, fra regulatorens utgang for å generere et tilhørende PWM-signal. $V_{feedback}$ er en skalert versjon av utgangsspenningen V_{out} som er proporsjonal med spenningen over lasten. Sammenligningen mellom V_{ref} og $V_{feedback}$ utføres av en feilforsterker som genererer et feilsignal V_{error} , som representerer forskjellen mellom ønsket og faktisk utgangsspenning, som vist i ligning 3.33.

$$V_{error} = V_{ref} - V_{feedback} \quad (3.33)$$

Feilsignalet, V_{error} blir videre sammenlignet med et sagtannssignal, V_{saw} , som genereres av PWM-kontrolleren. V_{saw} er et periodisk signal som øker lineært fra null til en maksimal verdi med konstant frekvens. Når V_{error} er større enn V_{saw} vil H-broens brytere slås på, og når V_{error} er mindre enn V_{saw} vil bryterene slås av. Denne sammenligningen resulterer i et pulsbredde-modulert signal som styrer bryterene i H-broen. Ved å justere pulsbredden¹² av PWM-signalet, kan utgangsspenningen reguleres og opprettholdes på det ønskede nivået.

I strømmodus-kontroll vil det sammenlignes en referansestrøm, I_{ref} , med en tilbakemeldings-strøm,

¹¹Mikrokontrolleren.

¹²Driftssyklusen.

$I_{feedback}$ som er proporsjonal med strømmen gjennom transformatorens primærvikling. Referansestrømmen er generelt en funksjon av feilsignalet V_{error} fra spenningsmodus-kontroll, som betyr at det også ved strømmodus-kontroll tas hensyn til differansen mellom ønsket og faktisk utgangsspenning på regulatoren. Tilbakemeldings-strømmen er definert i ligning 3.34.

$$I_{feedback} = k \cdot I_{primr} \quad (3.34)$$

Der:

I_{primr} er strømmen gjennom transformatorens primærvikling [A].

k er en skalering som representerer forholdet mellom $I_{feedback}$ og I_{primr} .

Sammenligningen mellom I_{ref} og $I_{feedback}$ utføres av PWM-kontrolleren på samme måte som forklart i forrige avsnitt om spenningsmodul-kontroll.

Transformatoren

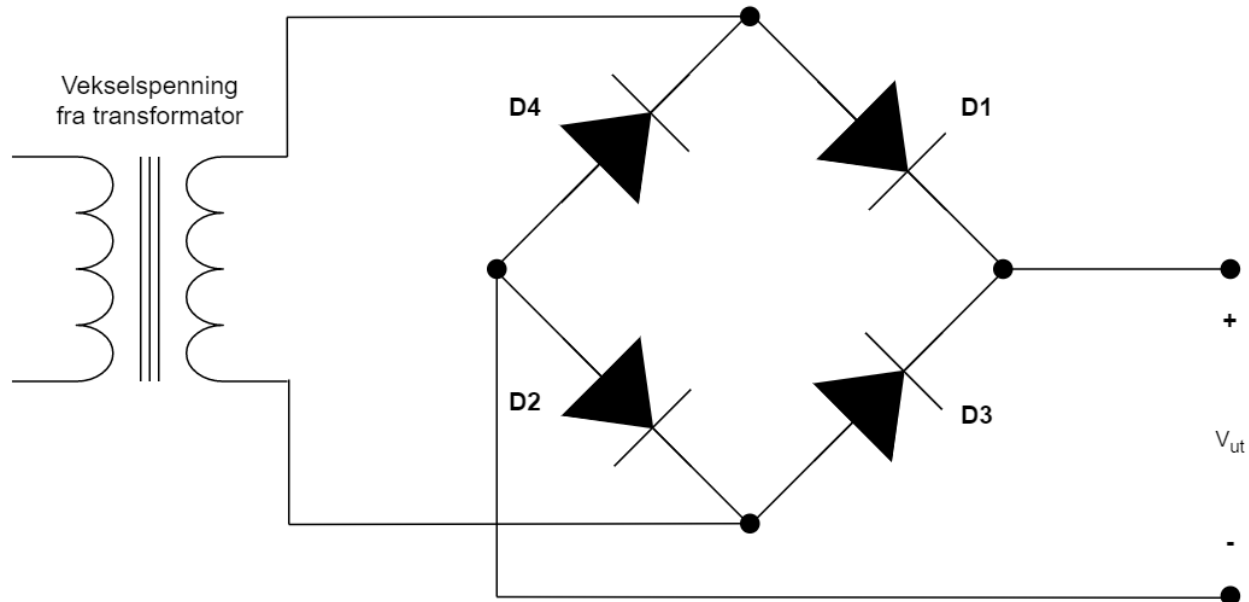
Spenningskonverteringen i en fullbro DC/DC- omformer er realisert gjennom transformatorprinsippet som er blitt diskutert tidligere i kapitlet, og gjennom ligning 3.16 og 3.17. Transformatoren brukes altså til å overføre energi fra likespenningskilden til utgangssiden. Primærviklingen er koblet til H-broen som genererer PWM-signalet som tidligere diskutert, og inneholder både positive og negative halvperioder. Dette skaper et vekslende magnetisk felt rundt primærviklingen, og dette vekslende magnetfeltet inducerer en spenning i sekundærviklingene. Den induerte spenningen i sekundærviklingen er proporsjonal med forholdet mellom viklingene og PWM-spenningen, som vist i ligning 3.35:

$$V_{sekundr} = \frac{N_{sekundr}}{N_{primr}} \cdot V_{PWM} \quad (3.35)$$

Den resulterende spenningen ut fra sekundærviklingen vil være en vekselspenning da PWM-signalet inneholder både positive og negative halvperioder. Denne vekselspenningen blir konvertert tilbake til en likespenning ved hjelp av en likeretter på utgangssiden av transformatoren.

Likeretteren

En likeretter er en krets som tillater strømflyt i én retning og samtidig blokkerer strømflyt i motsatt retning. I en fullbro DC/DC omformer er det vanligvis brukt en *fullbølge-likeretter* for å oppnå likestrøm på utgangen. Som vist i figur 3.13 er fire dioder arrangert i en brokonfigurasjon som skal likerette en vekselsspenning.



Figur 3.13: Modell av en fullbølge likeretter.

Under den positive halvperioden av vekselspenningen går det strøm gjennom $D4$ og $D3$ og ut til lasten. Disse diodene er altså i lederetning og strøm flyter, mens $D1$ og $D2$ er i sperretilstand og ingen flyter gjennom dem. Under den negative halvperioden vil strøm flyte gjennom $D1$ og $D2$ og ut til lasten. Samtidig vil diodene $D4$ og $D3$ nå være i sperretilstand og ingen strøm vil gå gjennom de. Det som ikke er illustrert i figur 3.13 er en utgangskondensator som filtrerer utgangsspenningen. Ved å redusere spenningsrippelen oppnås det en jevnere likespenning, i tillegg fungerer kondensatoren som et energilager som frigjør eller samler energi avhengig av spenningsnivået, som igjen vil stabilisere spenningsnivået i kretsen.

Det er verdt å merke seg at likeretting ved bruk av diodebro-konfigurasjon medfører et spenningsfall i kretsen når diodene er i lederetning. Vanlig spenningsfall, V_d , for dioder varierer fra 0.7 V til 1.7 V og kan medføre et utslag på effektiviteten¹³ til kretsen, især ved lave spenninger som skal forsyne laster med høye strømtrekk. Dersom effekttapet gir et for stort utslag, kan diodene erstattes med aktive brytere, MOSFET-er, som har et lavere spenningsfall i lederetning.

Når MOSFET-er¹⁴ erstatter dioder for likeretting kalles kretsen for en *synkron likeretter*¹⁵. Hensikten med å benytte MOSFET-er istedenfor konvensjonelle dioder er som diskutert tidligere fordelene med det lavere effekttapet. En MOSFET er en type transistor som fungerer som en bryter, og styres av en spenning på *gate*-terminalen for å tillatte eller blokkere strømflyt mellom *drain* og *source*-terminalene.

I en fullbro DC/DC-regulator vil drain og source terminalene til MOSFET-en erstatte diodenes anode og katode. Et styresignal, *gate drive*, genereres for å styre gate-terminalen på hver av de fire MOSFET-ene, og dette signalet skal være i takt med PWM-spenningen fra H-broen for å åpne og lukke transis-

¹³Virkningsgraden.

¹⁴Metal-Oxide-Sulfid-Field-Effekt-Transistor

¹⁵Også omtalt som aktiv likeretting.

torene i riktig sekvens. I lederetning vil transistorene tillate strøm til å flyte gjennom til lasten med et lavt spenningsfall som medfører gunst der effektgjerrighet er en prioritet. Styring av MOSFET-er i en synkron likeretter krever imidlertid en mer kompleks kontrollstruktur enn ved likerettere ved bruk av dioder. Et viktig hensyn å betrakte er dødtiden mellom av- og på-tilstandene som kan medføre kortslutninger dersom det ikke regnes med.

Selv om den økte kompleksiteten synkron likerettere krever, er det en rekke fordeler som bruk av transistorer medfører. Mindre termisk tap, lavere spenningsfall og den høyere resulterende virkningsgraden gjør at løsningen brukes i mange høytytelses DC/DC- regulatorer.

Det lave spenningsfallet som oppnås ved bruk av MOSFET-er i likeretterkretser gjøres mulig av den lave internmotstanden, $R_{DS(on)}$ ¹⁶, til transistoren. Typiske motstandsverdier for en lavspennings-MOSFET varierer fra 1 – 30 mΩ, og som vist i ligning 3.36 er spenningsfallet proporsjonalt med strømmen gjennom transistoren.

$$V_{DS(MOSFET)} = R_{DS(ON)} \cdot I_D \quad (3.36)$$

Der:

V_{DS} er spenningsfallet over MOSFET-en [V].
 I_D er strømflyten gjennom MOSFET-en [A].

Effekttapet over transistoren kan videre regnes ut som vist i ligning 3.37.

$$P_{MOSFET} = 2 \cdot V_{DS(MOSFET)} \cdot I \quad (3.37)$$

For å sammenligne vil spenningsfallet over en diode i en diodebro-konfigurasjon, V_D , vil denne typisk ha et konstant spenningsfall på 0,7 V. Det resulterende effekttapet over dioden kan da uttrykkes som i ligning 3.38.

$$P_{diode} = 2 \cdot V_D \cdot I \quad (3.38)$$

Der:

V_D er det konstante spenningsfallet over dioden [V].

Typisk vil spenningsfallet over MOSFET-en, $V_{DS(MOSFET)}$, være betraktelig lavere enn spenningsfallet over dioden, V_D , som medfører et lavere effekttap. Det bør imidlertid tas hensyn til variasjon i strømmtrekk, dødtid og styringen av transistorene som kan ha påvirkning på effektiviteten, men generelt sett er bruk av synkron likerettere i forhold til diodebro-likerettere mer effektive.

Utgangsfiler

Utgangsfileret i en fullbro DC/DC-regulator spiller en viktig rolle for en stabil og kontinuerlig spenningstilførsel. Utgangsfileret er typisk et LC-filer der spolen er i serie og kondensatoren er parallelt med utgangen av regulatoren. Utgangspunktet for regulatorens filterdimensjon på utgangen, går overordnet ut fra fem steg:

1. **Spenningsripping på utgangen**, ΔV_{ut} , er variasjoner i spenningsnivået på utgangen av regulatoren. Variasjonene er i hovedsak et resultat av regulatorens svitsjeoperasjon, der det byttes mellom ledende og ikke-ledende tilstand. Typisk er spenningsrippelen periodisk, og frekvensen vil være påvirket av regulatorens svitsjefrekvens. Spenningsrippelen er påvirket av svitsjefrekvens, driftssyklus, filterdimensjonering, laststrøm, og regulatorens topologi [42]. For å tilnærme spenningsrippelen på utgangen av regulatoren brukes ligning 3.39 hentet fra [44], og videre i kulepunktene er det listet opp faktorer som påvirker spenningsrippelen på utgangen.

$$\Delta V_{ut} = \frac{V_{inn} \cdot D(1 - D)}{8 \cdot f_{sw} \cdot LC} \quad (3.39)$$

Der:

ΔV_{ut} er regulatorens inngangsspenning [V].

D er regulatorens driftssyklus.

f_{sw} er regulatorens svitsjefrekvens.

- Høyere svitsjefrekvenser resulterer i en mindre spenningsripping på grunn av at utgangsfileret demper høyfrekvent støy mer effektivt[42]. Øke svitsjefrekvensen vil imidlertid øke svitsjetapet som kan igjen påvirke regulatorens effektivitet[45].
 - Driftssyklus vil påvirke spenningsrippelen på utgangen av den grunn av driftsyklusen bestemmer i hvilke intervaller spolestrømmen stiger og synker[42]. Typisk vil en høyere driftssyklus resultere i en lavere spenningsripping.
 - Dimensjonering av utgangsfileret gjøres ved å velge rette størrelser på spole og kondensator. Disse spiller en viktig rolle for å dempe spenningsrippelen[42], og de bestemmer filterets knekkfrekvens.
 - Laststrømmen har stor påvirkning på spenningsrippelen på utgangen på grunn av spolens rippelstrøm, og høyere laststrømmer vil resultere i høyere spenningsripping[44].
2. **Strømripping over spolen** er variasjonen i strømflyt over spolen gjennom svitsjeperioden av regulatoren, og er i hovedsak forårsaket av svitsjeoperasjonen til regulatoren[42], [45].
 - Strømrippelen har direkte påvirkning på spenningsrippelen på utgangen[45]. Høy spolestrømripping vil gi et høyere tap i spolen, og resulterer i en regulator med en lavere virkningsgrad[42].
 - Stor spolestrømripping vil også resultere i en høyere elektromagnetisk interferens som genere-

res av regulatoren. Dette kan påvirke nærliggende komponenter forårsaket av den genererte støyen[42].

- Store variasjoner i spolestrømmen kan øke påkjenningen til regulatorens komponenter. Den høye RMS-strømmen¹⁷ og den resulterende spenningsrippelen kan ha negativ innvirkning på komponentenes levetid.

3. **Dimensjonering av spolen** for en fullbro DC/DC- regulator er essensielt for å oppnå optimal operasjon og effektivitet, og dens dimensjon er viktig for et godtfungerende elektrisk system[45].

- Spolens verdi har stor påvirkning på regulatorens opptreden når det kommer til spenningsrippel på utgangen, spolens strømriddel, transientrespons og virkningsgrad[42]. Størrelsen på spolen beregnes som vist i ligning 3.40, og er hentet fra [42].

$$L = \frac{V_{inn} \cdot D(1 - D)}{2f_{sw}\Delta I_L} \quad (3.40)$$

Der:

ΔV_{ut} er regulatorens inngangsspenning [V].

D er regulatorens driftssyklus.

f_{sw} er regulatorens svitsjefrekvens.

- Spolens strøm-metning, I_{sat} , er den strømverdien som gir metning i spolen. Resultatet av en mettet spole er en rask reduksjon i induktans[44]. Metnings-strømmen bør være høyere enn den maksimale laststrømmen i tillegg til $\frac{\Delta I_L}{2}$ for å sikre at spolen ikke går i metning under drift, altså $I_{sat} > I_{last} + \frac{\Delta I_L}{2}$ [42].
- Spolens RMS-strøm, I_{RMS} , påvirker effekttap i spolen gjennom den parasittiske motstanden[45], og spolens RMS-strøm beregnes i ligning 3.41[42].

$$I_{RMS} = \sqrt{(I_{last})^2 + \left(\frac{\Delta I_L}{12}\right)^2} \quad (3.41)$$

Fra ligningen over skal spolen dimensjonert til å takle I_{RMS} uten overdrivet varmeavgivning[42].

- Spolens kjernematerial. Kjernematerialet påvirker spolens ytelse med hensyn på metningsstrøm, tap i kjerne, temperaturstabilitet[44], [45].

4. **Valg av kondensator** for regulatorens utgangsfiler er av stor viktighet, der hovedoppgavene er å dempe spenningsrippel på utgangen, i tillegg til å sørge for en stabil energiforsyning til

¹⁷Root Mean Square.

systemets transienter[45]. Viktige faktorer som spiller inn på kondensatorvalget er lister opp i kulepunktene under, og er også omtalt i kapittel 4.

- Kondensatordimensjon. Kapasitansverdien påvirker spenningsrippelen på utgangen, transientresponsen av lasten[42]. Ved å gå ut i fra maksimalt ønsket rippel på utgangsspenningen, brukes ligning 3.42.

$$C \geq \frac{\Delta I_L}{8f_{sw}\Delta V_{ut}} \quad (3.42)$$

Der:

f_{sw} er regulatorens svitsjefrekvens[kHz].

ΔV_{out} er ønsket maksimal spenningsrippel på utgangen [V].

- ESR. Kondensatorens parasittiske motstand påvirker spenningsrippel på utgangen og virkningsgrad på regulatoren[42].
 - Kondensatorens RMS- strøm. RMS-verdien er vekselstrømmen gjennom kondensatoren under regulatorens drift, og en stor RMS-strøm gjennom kondensatoren vil negativt påvirke kondensatorens levetid og pålitelighet over tid[45].
 - Spenningstoleranse. Når det skal velges en kondensator bør spenningstoleransen være høyere enn utgangsspenningen, i tillegg til en margin. En tommelfingerregel er å dimensjonere spenningstoleransen til $1.5 \cdot V_{ut}$ [45].
 - Kondensatortype og oppbygning. De ulike kondensatortypene har ulike karakteristikk, spesielt påvirkning av kapasitans og parasittisk motstand under temperaturvariasjoner [44].
5. **Filterets knekkfrekvens** bør velges på den måten at harmoniske svinginger¹⁸ som forårsakes av regulatorens svitsjeoperasjoner blir dempet. Det kan imidlertid ikke velges en for lav knekkfrekvens da det vil påvirke transientresponsen[44]. Filterets knekkfrekvens[44] beregnes som vist i ligning 3.43, og de etterfølgende kulepunktene listet opp videre i delkapittelet gir et overblikk på hensyn som tas ved bestemmelse av knekkfrekvensen til regulatorens filter.

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.43)$$

- Spenningsrippel på utgangen. Utgangsfilteret må ha en lav nok knekkfrekvens for å dempe støyen fra svitsjeoperasjonen, dog høy nok for å unngå dårlig transientrepons fra regulatoren ved raske strømendringer[42]. En tommelfingerregel er å velge en knekkfrekvens som er $\frac{1}{10} \cdot f_{sw}$ [44].

¹⁸Eng: "Ringing".

- Stabilitet i reguleringskretsen. Utgangsspenningen fra regulatoren reguleres ved å endre regulatorens driftssyklus kontinuerlig basert på strømtrekket fra den tilkoblede lasten og variasjoner på inngangsspenningen[42], [45]. Det er da viktig at knekkfrekvensen er riktig beregnet, da for stor faseforskyvning fra filteret kan lede til ustabilitet i regulatorkretsen[44].

3.1.5 Sammenligning mellom lineær spenningsregulator og fullbro DC/DC- regulator.

Fordeler med lineære spenningsregulatorer

Ved å bruke stoffet tidligere diskutert i dette kapitlet kan det bestemmes hvilke regulatortopologier som egner seg best for årets undervannsfartøy. Effektivitet¹⁹, kompleksitet, spenningsrippel og utgangsstøy er faktorer som spiller viktige roller for å velge den riktige typen spenningsregulator.

Lineære spenningsregulatorer har som fordel at de typisk har lav spenningsrippel og støy på utgangen, sammenlignet med svitsjede spenningsregulatorer som generer mer støy grunnet svitsjingen mellom av- og på-tilstandene[46]. Dette gjør at lineære spenningsregulatorer egner seg bedre for analoge kretser og kretser med høyfrekvente radiosignal. I tillegg er det også en mindre omfattende kretsutvikling i forbindelse med bruk av lineære spenningsregulatorer. Dette kan føre til en krets som er forutsigbar og relativt enkel å feilsøke i forhold til en krets med fullbro-regulator. [46].

Siden lineære spenningsregulatorer ikke avhenger av svitsjeoperasjoner for å endre spenningsnivået, vil de ha en raskere transientrespons enn svitsjede fullbro-regulatorer. Den lineære spenningsregulatoren vil i en kontinuerlig prosess sammenligne utgangsspenningen med inngangsspenningen og justere seg raskt, uten bruk av generering av PWM-signal og filtrering av utgangsspenningen.

Ulemper med lineære spenningsregulatorer

Den største ulempen med lineære spenningsregulatorer er den lave virkningsgraden ved store differanser i inn- og utgangsspenninger, og dette fører til et høyt effektforbruk og høy varmetap. I energigjerrige systemer der en er avhengig av at minst mulig effekt blir avgitt i varme, vil det ikke være gunstig å bruke lineære spenningsregulatorer. I tillegg har ofte lineære spenningsregulatorer et begrenset område for inngangsspenningen til komponenten[46], der ustabil spenningsregulering vil oppstå utenfor dette området. Lineære spenningsregulatorer har også en lav effektleverings-evne. Som nevnt tidligere i avsnittet har denne typen regulatorer problemer med lav virkningsgrad over høye spenningsdifferanser. Dette gjør at ved høy-effektskretser er det som regel ikke hensiktsmessig å bruke denne type spenningsregulering. Et bedre alternativ blir da å se på svitsjede spenningsregulatorer.

Fordeler med fullbro DC/DC-spenningsregulator

Generelt har fullbro-regulatorer høyere virkningsgrad, opptil 97%, grunnet svitsje-operasjonen komponenten brukes. Dette gjelder også ved store differanser i inn- og utgangsspenninger, som gjør topologien godt egnet for energigjerrige kretser med høye inngangsspenninger og lave utgangsspenninger[42]. Den høye virkningsgraden gjør komponenten gunstig å bruke i høyeffekts-kretser siden det opprettholdes et

¹⁹Virkningsgrad.

relativt lavt varmetap, selv med store strømtrekk[42].

DC/DC- regulatorene har også ofte et stort terskelområde på inngangsspenningen som sikrer stabil regulering av utgangsspenning. Dette er spesielt gunstig i systemer som har tilkoblede laster med store differanser i strømtrekk som kan generere store spenningsfall [42]. Som nevnt har svitsjede fullbro DC/DC-regulatorer en høy virkningsgrad, og i tillegg kan regulatorene takle langt større effekter enn lineære spenningsregulatorer[42].

Ulemper med fullbro DC/DC-spenningsregulator

Selv om fullbro DC/DC- regulatorer egner seg godt til høyeffekts-kretser med høy virkningsgrad og lavt varmetap, er det imidlertid ulemper og hensyn som må tas ved bruk av slike komponenter. Kompleksitet og kostnaden vil øke ved bruk av slike regulatorer i forhold til lineære spenningsregulatorer[42]. I tillegg vil svitsje-operasjonen til regulatoren generere en EMI²⁰ som kan påvirke andre komponenter i kretsen[42] uten tilstrekkelig skjerming og filtrering. Av samme årsak vil det i tillegg genereres spenningsripping på utgangen av regulatoren. Spenningsrippelen kan filtreres til en viss grad, men i kretser med andre støysensitive komponenter kan lineære regulatorer være bedre egnet.

Oppsummering

Etter å ha diskutert de ulike fordelene og ulempene med de aktuelle spenningsregulatorene som vurderes for årets prosjekt, kan de overordnet oppsummeres i tabell 3.2.

Regulatorstype	Lineær spenningsregulator	Fullbro DC/DC-regulator
Driftsprinsipp	Seriell-pass-transistor eller variabel motstand	Høyfrekvent bryting med fullbrotopologi
Effektivitet	Lavere ved høye utspenning/inngangsspenningsforhold)	Høyere (opp til 97%)
Kompleksitet og kostnad	Enklere, mindre kostnad	Mer kompleks, høyere kostnad
Utgangsstøy og rippel	Lavere	Høyere (kan reduseres med riktig filterdesign)
Anvendelighet	Lav-effekt, lav støy og rippelapplikasjoner	Høy-effekt, høy virkningsgrad-applikasjoner

Tabell 3.2: Sammenligning av lineær spenningsregulator og fullbro DC/DC-regulator.

Ut i fra tabellen og stoffet som dekkes i 3.1.1 og 3.1.4, må faktorene vurderes opp mot spesifikasjonene og kravene til årets prosjekt. På grunn av det store effektbehovet og den høye virkningsgraden regulatoren opererer med, blir det brukt **fullbro DC/DC- regulatorer** til året ROV. I tabell 3.1 vises den lave virkningsgraden med store forskjeller i inn- og utgangsspenning til lineære spenningsregulatorer, og det blir da aktuelt å velge svitsjet kraftforsyning for våre kretser.

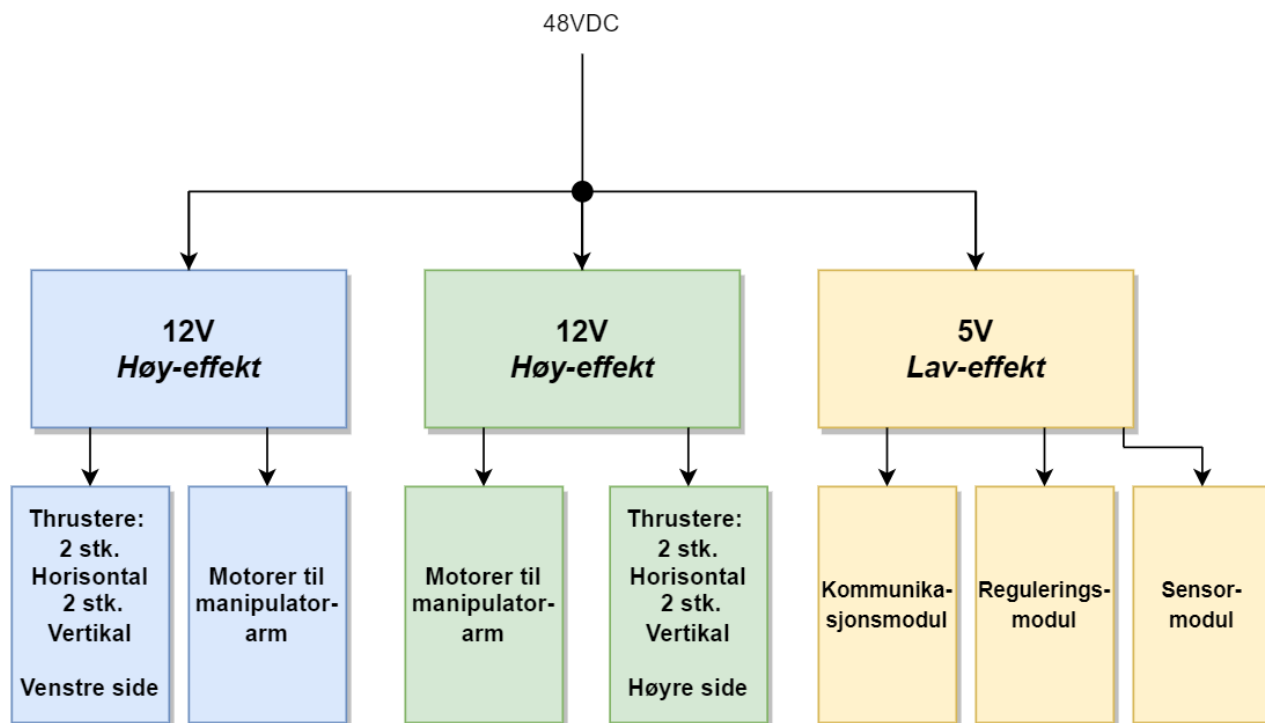
²⁰Elektromagnetisk interferens.

3.2 Valg av spenningsregulatorer

Komponentene i elektronikkhuset til årets ROV blir forsynt av kraftforsyningsmodulen med to spenningsnivå, 12 V og 5 V. Det krever en ned-regulering fra 48 V fra topp-siden som blir fordelt på tre kretskort, der to av kretskortene har en utgangsspenning på 12 V, og den siste har en utgangsspenning på 5 V. I hovedsak kan spenningsreguleringen deles opp i to typer kretser, "laveffekts-kretser" og "høyeffektskretser" og en forenklet modell i figur 3.14 illustrerer konseptet til fordelingen.

I høyeffekts-kretsene inngår det forsyning av motorene til fartøyets propeller og motorene til manipulatoren gjennom to 12 V-regulatorer. I disse kretsene vil det være et stort effektbehov, og det vil være et poeng i å adskille disse kretsene fra laveffekts-kretsene på grunn av støyhensyn. Det er åtte motorer til propellene og fire motorer til manipulatorer, som totalt sett har et høyt effektforbruk sett i forhold til maksimalgrensen satt av MATE[19]. Som forklart i nærmere detalj i kapittel 6, er de to høyeffekts-kretsene delt opp i to kretskort. Dette er gjort for å fordele effektforbruket til ROV-en på en slik måte at det unngås mye varmeavgivning inne i elektronikkhuset, og faren for overbelastning på spenningsregulatoren blir mindre.

Laveffekts- kretsen forsyner kommunikasjon- og bildebehandlings-modulene, i tillegg til sensormodulen og reguleringsmodulen gjennom en 5 V-regulator. Tilkoblet utstyr til denne spenningsregulatoren trekker individuelt lite strøm, og behovet for fordeling er ikke tilstede slik som på høyeffekts-kretsen.



Figur 3.14: Modell av spenningsnivå-fordeling til årets ROV.

3.2.1 Regulering fra 48 V til 12 V

Behov

For å dimensjonere spenningsregulatorer for året fartøy er det essensielt å ha et anslag over komponentenes effektbruk. Det er bestemt å fordele høyeffekts-kretsene over to kretskort for å i hovedsak fordele lasten fra motorene ombord. Når det kommer til effektforbruket til motorene til propellene, må det anslas et effektforbruk basert på tilsvarende motorer som er tidligere brukt. Dette er på grunn av et manglende datablad uten klare parametre for effektforbruk, og det blir da brukt et anslag basert på effektforbruket fra fjorårets ROV[18]. For motorene til manipulatoren brukes det maksimale strømtrekket for hver motor oppgitt av databladet[47]. I tillegg til motorene til propellene og manipulatoren er det montert vifter på hvert kort. Reguleringsgruppen som har ansvar for valg av fremdriftsmotorer og regulering av disse, har gitt et estimat på at de horisontale motorene samlet aldri vil kunne gi ut mer enn 70% av maksimal effekt[48]. Det resulterende strømtrekk-anslaget for begge høyeffekts-kretsene er oppsummert i tabell 3.3.

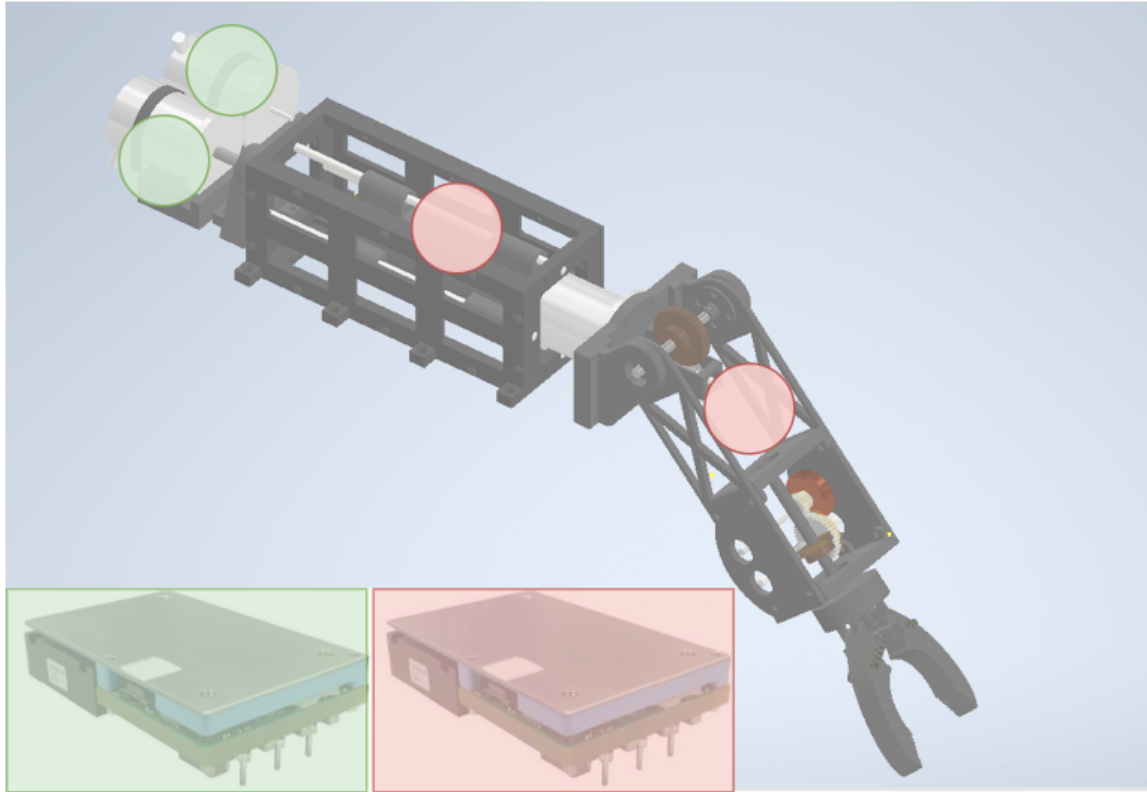
Komponent	Effektforbruk
Vertikal fremdrift - <i>ApisQueen U8 290</i>	$4 \times 200 W$
Horisontal fremdrift - <i>ApisQueen U8 290</i>	$4 \times \cos(45) \times 200 W$
Manipulatoremotorer - <i>Nema17 Bipolar</i>	$4 \times 25 W$
Vifter - <i>MF30151V1</i>	$2 \times 1 W$
Totalt effektforbruk for høyeffekts-krets	1468 W

Tabell 3.3: Totalt anslått effektforbruk for de to høyeffekts-kretsene.

Et effektforbruk i slike dimensjoner som anslått tilsier at en form for fordeling er hensiktsmessig. Spenningsregulatorene blir dimensjonert i henhold til kraftbehovet, og det vurderes to ulike former for kraftfordeling som innebærer bruk av to spenningsregulatorer:

- **Horisontal/vertikal- fordeling.** Ved å fordele alle motorene på to spenningsregulatorer der fremdriftsmotorene er fordelt på bakgrunn av horisontal eller vertikal plassering, vil effektforbruket minskes betraktelig. Kraftberegningen må gjøres på bakgrunn av forutsetninger som baserer seg på ROV-ens mest kraftkrevende operasjon, altså i hev- og senkoperasjon. I en slik situasjon brukes all motorkraft til å føre fartøyet vertikalt ned fra vannoverflaten til arbeidsområdet. Tilsvarende vil det gå maksimalt pådrag for å føre fartøyet opp til vannoverflaten ved endt arbeid.

Ved heving og senking antas det at alle de fire fremdriftspropellene som gir vertikal fremdrift kjører med maksimalt pådrag, med et resulterende 100 % effektforbruk. I tillegg vil manipulatoremotorene bli fordelt slik at regulatorene forsyner to motorer hver som vist i figur 3.15. Det antatte kravet for effektbehov for hver regulator er vist i tabell 3.4.



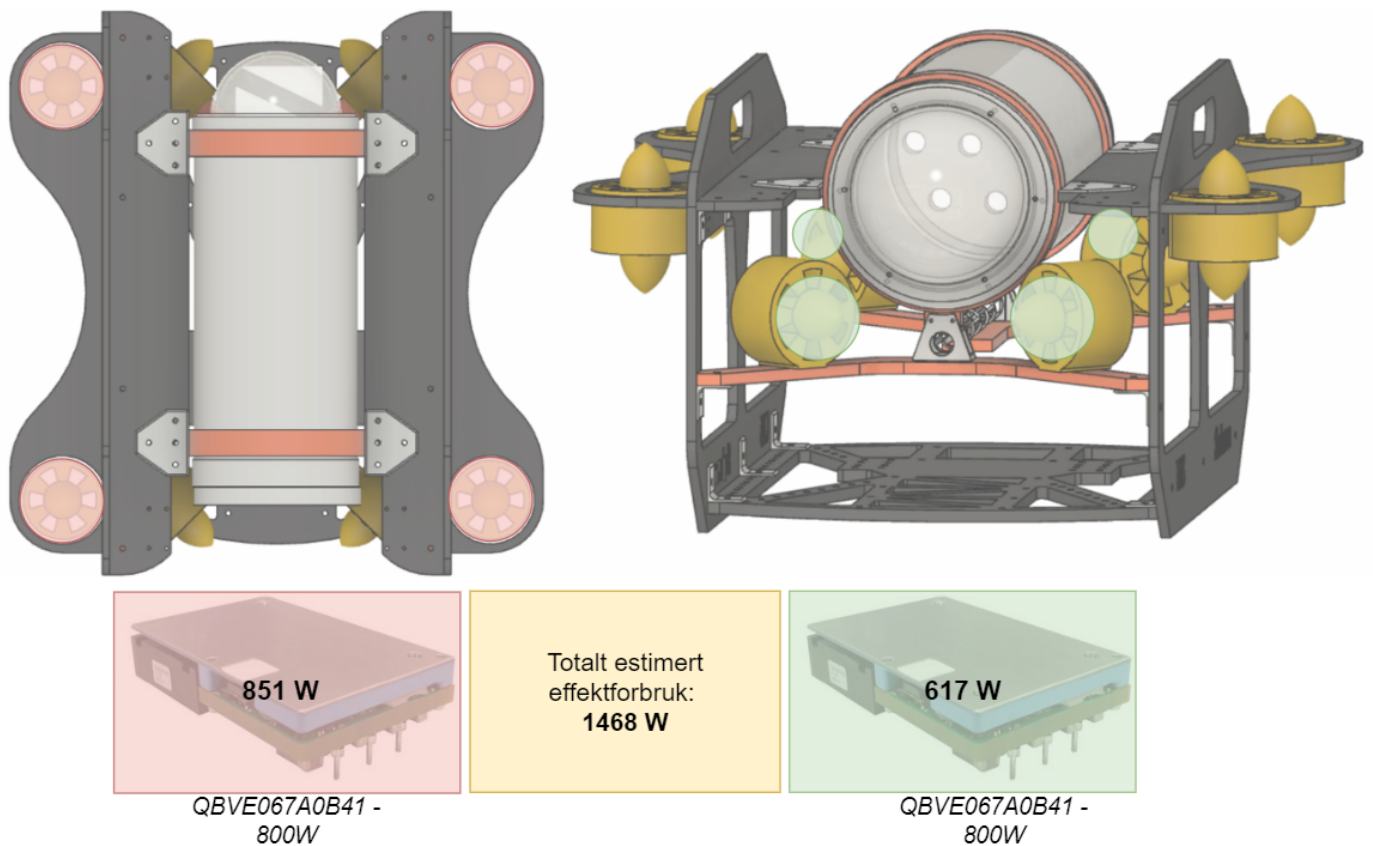
Figur 3.15: Modell av fordeling av motorer til manipulatorarm.

Komponent	Effekt vertikal	Effekt horisontal
Fremdriftsmotorer - <i>ApisQueen U8 290</i>	$4 \times 200 \text{ W}$	$4 \times \cos(45^\circ) \times 200 \text{ W}$
Manipulatormotorer - <i>Nema17 Bipolar</i>	$2 \times 25 \text{ W}$	$2 \times 25 \text{ W}$
Vifte - <i>MF30151V1</i>	1 W	1 W
Totalt effektforbruk for hver regulator	851 W	617 W

Tabell 3.4: Anslått effektforbruk ved en horisontal/verikal- fordeling av fremdriftsmotorene.

Det vil være hensiktsmessig å dimensjonere en spenningsregulator etter kravene i tabell 3.4 da dette vil være den situasjonen som setter høyest krav om kraft. Ved diskusjon med prosjektgruppen som er ansvarlige for montering og drifting av fremdriftspropellene, er det blitt bekreftet at kraftbehovet for de horisontale fremdriftsmotorene er mindre enn for de vertikale. Dersom denne løsningen av kraftfordeling skal benyttes, må spenningsregulatoren dimensjoneres for å levere en effekt på over 851 W . En modell av fordelingen til fremdriftsmotorene på spenningsregulatorene er vist i figur 3.16.

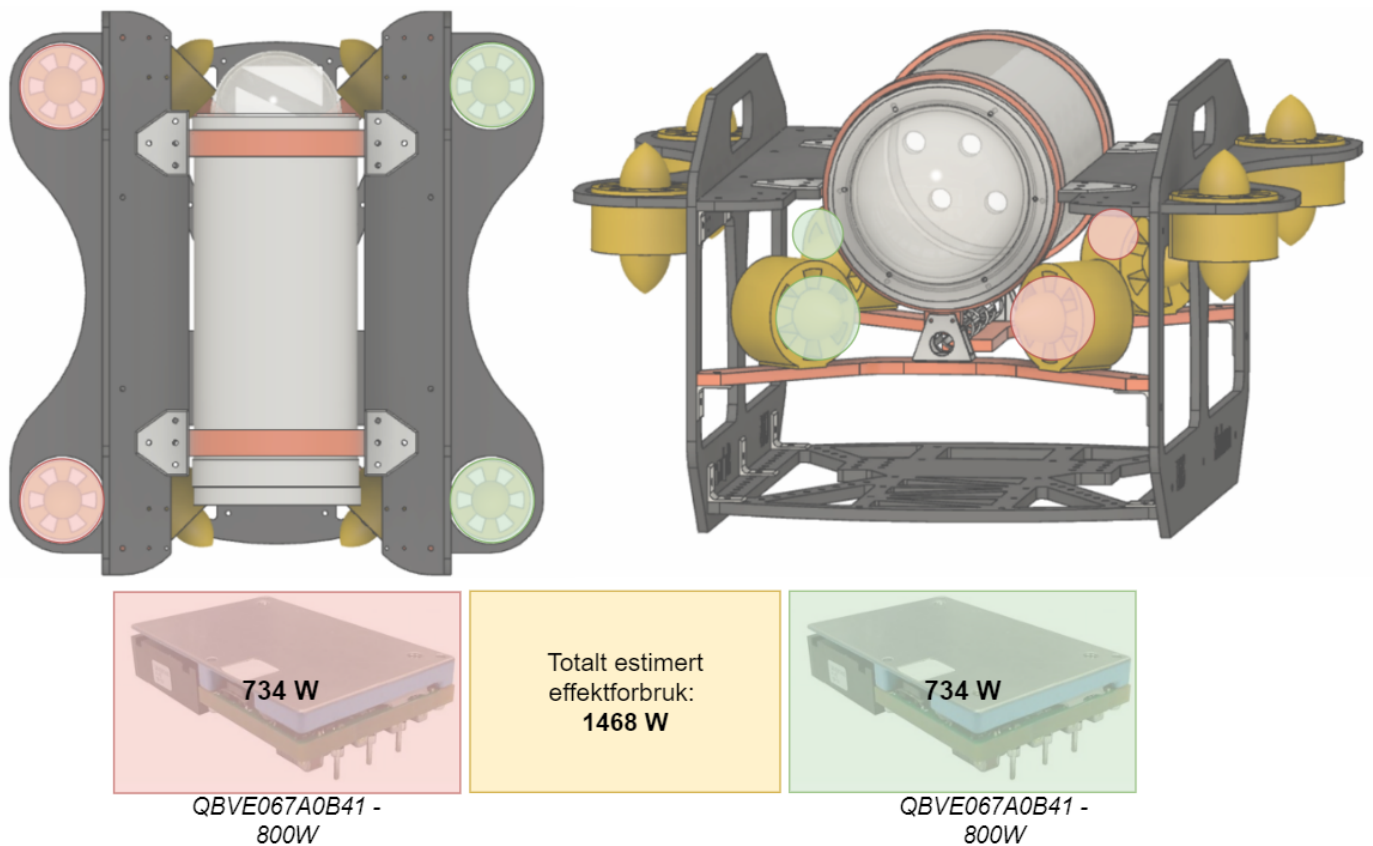
Horisontal/vertikal-fordeling



Figur 3.16: Modell av vertikal/horisontal- fordeling av fremdriftsmotorene.

- **Høyre/venstre- fordeling.** Denne løsningen bygger på å fordele de åtte fremdriftsmotorene på bakgrunn av hvilke side a fartøyet de er plassert, og ikke avhengig av skyveretningen til motorene. Hver spenningsregulator får i dette tilfellet to horisontale og to vertikale fremdriftsmotorer hver, som gjør at fartøyets mest kraftkrevende operasjon blir avlastet. Sammenlignet med horisontal/vertikal- fordelingen vil høyre/venstre- fordelingen av motorene gi en mindre maksimalt antatt effektbruk for hver regulator. Dette er på grunn av fordelingen av de vertikale fremdriftsmotorene. Høyre/venstre- fordeling av fremdriftsmotorene er vist i figur 3.17.

Venstre/høyre-fordeling



Figur 3.17: Modell av vertikal/horisontal- fordeling av fremdriftsmotorene.

Ved fullt pådrag i vertikal retning vil belastningen på hver regulator være halvert i forhold til den forrige omtalte løsningen. I tillegg antas det at pådraget fra de horisontale fremdriftsmotorene vil ikke kjøre med maksimalt pådrag samtidig som de vertikale. Det antatte kravet for effektbehov ved bruk av en høyre/venstre- fordeling er vist i tabell 3.5.

Komponent	Effekt høyre	Effekt venstre
Vertikal fremdrift - <i>ApisQueen U8 290</i>	$2 \times 200 \text{ W}$	$2 \times 200 \text{ W}$
Horisontal fremdrift - <i>ApisQueen U8 290</i>	$2 \times \cos(45^\circ) \times 200 \text{ W}$	$2 \times \cos(45^\circ) \times 200 \text{ W}$
Manipulatormotorer - <i>Nema17 Bipolar</i>	$2 \times 25 \text{ W}$	$2 \times 25 \text{ W}$
Vifte - <i>MF30151V1</i>	1 W	1 W
Totalt effektforbruk for hver regulator	734 W	734 W

Tabell 3.5: Anslått effektforbruk ved en horisontal/verikal- fordeling av fremdriftsmotorene.

Som fremvist i tabell 3.5 vil det oppnås et enda mindre effektforbruk ved å benytte en høyre/venstre-

fordeling, og dette gir grunnlag for valget om å bruke denne løsningen videre i prosjektet. Videre må det altså velges to spenningsregulatorer med en kapasitet til å levere over 651 W hver.

Komponentvalg

For høyeffekts-kretsene til årets ROV vurderes det i hovedsak to ulike spenningsregulatorer:

- *ABB QBVE067A0B41*[23].
- *Flex BMR4904318*[49].

ABB QBVE067A0B41.

Denne spenningsregulatoren er den samme typen som ble brukt for to år siden[17] på samme oppgave, som betyr at det er en utprøvd komponent med dokumentert funksjonalitet. Med en kapasitet på 800 W, og virkningsgrad på 96.3% er denne regulatoren egnet til å forsyne fremdriftsmotorene dersom konfigurert med en høyre/venstre- fordeling.

Spenningsregulatoren er utstyrt med en rekke sikkerhetsfunksjoner som beskyttelse mot høy temperatur i tillegg til overstrøm- og spenningsvern. Regulatoren har innebygde inn- og utgangsfiler som gjør at behovet for filtrering, spesielt på utgangen, er mindre. Ved bruk av mikrokontroller kan regulatoren slås av og på ved hjelp av logiske signaler. Dette gjør at regulatoren relativt enkelt kan styres digitalt. I tabellen 3.6 trekkes fram de hovedfaktorene som bestemmer om spenningsregulatoren er egnet for fartøyet.



Figur 3.18: Spenningsregulatoren QBVE067A0B41. Hentet fra [23].

Flex BMR4904318.

Denne spenningsregulatoren ble brukt i fjorårets oppgave[18] som eneste forsyning til fremdriftsmotorene.

Regulatoren har en høyere kapasitet enn regulatoren fra ABB, som gjør at den kan forsyne flere fremdriftsmotorer som kan fordeles vilkårlig uten at de overstiger kapasitetsgrensen. Tilsvarende som for ABB-regulatoren har denne regulatoren også mulighet for å bli styrt digitalt. Regulatoren er også utviklet med filter på inngang og utgang, og må tas hensyn til ved dimensjonering av utgangsfiler. Spenningsregulatoren er inkludert i tabell 3.6 for å sammenligne regulatorene fra de ulike produsentene.



Figur 3.19: Spenningsregulatoren Flex BMR4904318. Hentet fra [49].

Regulatorstype	Flex BMR4904318	ABB QBVE067A0B41
Inngangsspenning [V]	40 – 60	40 – 60
Utgangsspenning [V]	12	12
Maksimal strøm [A]	139	67
Maksimal effektlevering [W]	1300	800
Virkningsgrad [%]	97.1	96.3

Tabell 3.6: Sammenligning mellom spenningsregulatorene *Flex BMR4904318*[49] og *ABB QBVE067A0B41*[23].

Etter å ha sammenlignet de to spenningsregulatorene faller valget på **QBVE067A0B41** fra ABB. Begrunnelsen for valget er listet opp i kulepunktene under.

- Ved å fordele fremdriftsmotorene slik som diskutert tidligere i dette underkapittelet, er det tilstrekkelig med kapasitet for 800 W på hver regulator. Forutsetningen for verdiene i tabell 3.5 var basert på tall som mest sannsynlig er betraktelig høyere enn de faktiske effektverdiene, og det kan antas at det er enda bedre margin mellom regulatorens kapasitet og fremdriftsmotorens effekt.
- Som det kommer frem i kapittelet om maskinvaren skal det utvikles tre kretskort, der to av kortene forsyner alle motorer ombord. Det vil da være vanskelig å argumentere for behovet for to spenningsregulatorer med en samlet kapasitet på 2600 W da det samlede behovet er maksimalt 1302 W.
- Disse spenningsregulatorene er allerede tilgjengelige og klar til bruk. Ved å bruke ledige komponenter som allerede er bestilt i forbindelse med tidligere prosjekt, sparer det årets prosjekt både tid og penger. Selv om studentorganisasjonen har en rekke sterke sponsorer i ryggen, er det ingen grunn til å ikke tenke økonomisk og ansvarlig.

3.2.2 Regulering fra 48V til 5V

Behov

Alle modulene som skal forsynes med 5 V har et relativt lavt strømtrekk sett i forhold til motorene forsynt av 12 V-regulatorene. I hovedsak skal regulatoren forsyne de modulene og komponentene listet opp i kulepunktene under:

- **Kommunikasjonsmodul.** Komponentene i kommunikasjonsmodulen som har kjente verdier for strømtrekk er mini-pcen, servomotoren til stereokameraet, selve stereokameraet og USB-kamera. På grunn av uvisst strømtrekk for øvrige komponenter, forutsettes det en verdi for strømtrekk for resten av modulen som fungerer som en buffer. Denne bufferen vil legges til i hver modul som 5 V-regulatoren forsyner.
- **Sensormodul.** På sensormodulen er det montert en mikrokontroller, *NUCLEO-G431KB*, som har et kjent strømtrekk. For resten av modulen legges det til en buffer som tidligere omtalt.

- **Reguleringsmodul.** Denne modulen er to-delt, og komponenter med lave strømtrekk forsynes av 5 V- regulatoren. I hovedsak er det mikrokontrolleren *NUCLEO-G431RB* som har et kjent strømtrekk. Tilleggsvis er det andre effektgjerrige komponenter som har ulike strømtrekk, som bufferen i dette tilfelle også vil dekke behovet for.
- **Mikrokontrollere.** I tillegg til de mikrokontrollerene som er nevnt over, forsyner 5 V-regulatoren 4 andre *NUCLEO-G431KB*- mikrokontrollere.

Med grunnlag i databladene for de enkelte komponentene som oppgir maksimale strømtrekk-verdier er det totale effektbehovet listet opp i tabell 3.7 under.

Modul	Kommunikasjon	Sensor	Regulering
Mini-PC [2A]	10 W		
Servomotor [2A]	10 W		
Stereokamera [200mA]	1 W		
USB-Kamera [400mA]	2 W		
Mikrokontroller[500mA]	2.5 W	2.5 W	2.5 W
Effekt-buffer [1A]	5 W	5 W	5 W
SUM effekt	20.5 W	7.5 W	7.5 W

Tabell 3.7: Summering av effektforbruket til de tre laveffekts-modulene.

Ved å legge sammen effekten fra de tre modulene i tabellen over med effekten fra de fire resterende mikrokontrollerene blir det totale effektbehovet vist i ligning 3.44.

$$P_{tot} = 20.5W + 7.5W + 7.5W + 7.5 W = 43 W \quad (3.44)$$

Komponentvalg

For laveffekts- kretsene til året ROV vurderes det to ulike spenningsregulatorer. Begge komponentene regulerer 48 V til 5 V, og er listet opp i kulepunktene under:

- *COSEL CES48050-20P-BN*[24].
- *Delphi V48SR05013NRFA*[50].

COSEL CES48050-20P-BN.

Denne spenningsregulatoren tåler en maksimal strømflyt på 20 A som gir en effekt-kapasitet på 100 W. Databladet til spenningsregulatoren[24] oppgir en virkningsgrad på 91%. Likt som på 12 V-regulatorene som tidligere ble omtalt, har denne spenningsregulatoren også vern for overspenning, overstrøm og for høy temperatur. Størrelsen på regulatoren er $57.9 \text{ mm} \times 22.9 \text{ mm} \times 9.2 \text{ mm}$, som er en industristandard som kalles for *en-åttendedels-murstein*²¹. Regulatoren operer med en svitsjefrekvens på 400 kHz for å oppnå reguleringen fra 48 V til 5 V med en kapasitet på 100 W vil regulatoren kunne forsyne alt utstyr ombord fartøyet med god margin.



Figur 3.20: COSEL CES48050-20P-BN. Hentet fra [24].

Delphi V48SR05013NRFA.

Denne spenningsregulatoren har en strømtoleranse på 13 A som gir en effekt-kapasitet på 65 W. Dette er mindre enn regulatoren omtalt i forrige avsnitt, men vil fortsatt kunne forsyne komponentene med tilstrekkelig margin. Det som skiller denne spenningsregulatoren ut er den fysiske størrelsen. Regulatoren størrelse på $33 \text{ mm} \times 22.9 \text{ mm} \times 8.5 \text{ mm}$ som er en industristandard som kalles $\frac{1}{16}$ -murstein. Med dette oppnås en bedre plassbesparelse enn ved bruk av regulatoren fra COSEL. I tillegg kan regulatorens utgangsspenning justeres fra 0.6 V til 5.5 V, sammenlignet med den andre regulatoren som har en fast utgangsspenning på 5 V. I hovedsak er spenningsregulatorene like, men de har ulikheter som gjør at det må vurderes hvilke regulator som egner seg best til årets ROV. For å sammenligne to spenningsregulatorene for laveffekts-kretsene er det tatt utgangspunkt i de viktigste faktorene som tas hensyn til, og vises i tabell 3.8.



Figur 3.21: V48SR05013NRFA. Hentet fra [50].

Regulator type	Delphi V48SR05013NRFA	COSEL CES48050-20P-BN
Inngangsspenning [V]	36 – 75	36 – 76
Utgangsspenning [V]	0.6 – 5.5	5
Maksimal strøm [A]	13	20
Maksimal effektlevering [W]	65	100
Virkningsgrad [%]	91	90

Tabell 3.8: Sammenligning mellom spenningsregulatorene *Delphi V48SR05013NRFA* og *COSEL CES48050-20P-BN*. Verdiene er hentet fra databladene [24] og [50].

Ved å sammenligne de to spenningsregulatorene faller valget på **CES48050-20P-BN** fra COSEL. Regulatorens effekt-kapasitet forsyner all 5 V-elektronikk med god margin, og muliggjør utvidelse med flere kretskort i elektronikkhuset for fremtiden. I tillegg er utformingen på kretskortet til laveffekts-

²¹Eng: "Eight-brick".

kretsen utviklet slik at det ikke er nødvendig å prioritere plassbesparelse ovenfor den ekstra effekten som kan leveres.

Kapittel 4

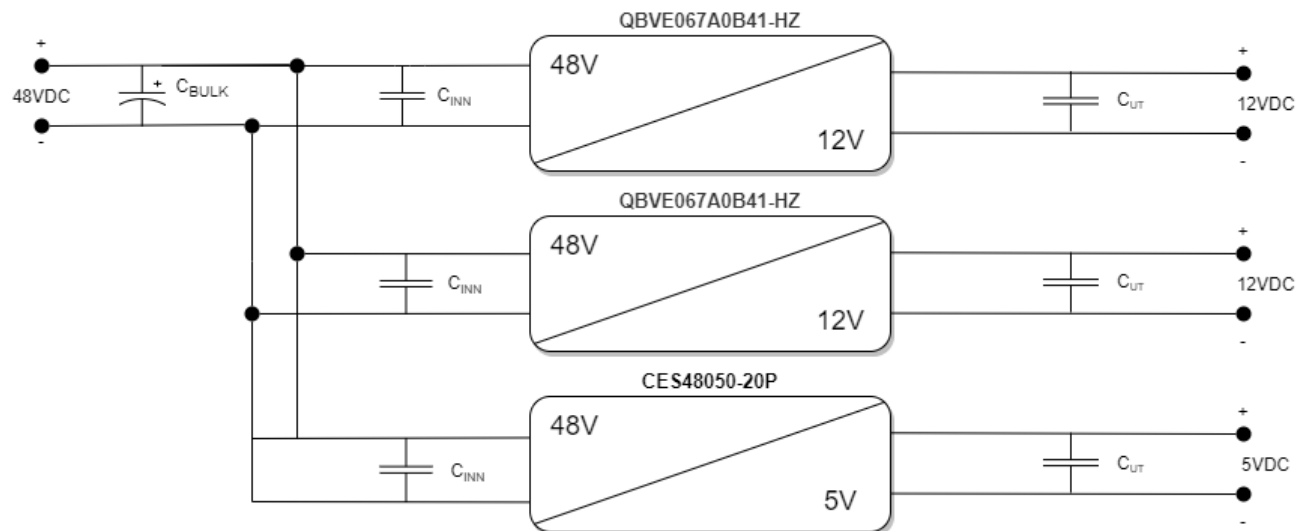
Stabilisering av spenning

Med de store, raske lastendringene som kraftelektronikken i ROV-en blir utsatt for, er det essensielt at spenningsforsyningen klarer å levere et stabilt spenningsnivå. I hovedsak er det lasten på utgangen av spenningsregulatorene som påvirker kondensatorvurderingene. For dette prosjektet er det viktig å studere den største utslagsgiveren til systemets transienter som er motorene til fartøyets propeller. Store pådragsendringer vil oppstå ved drift av ROV-en, og derfor vil det være behov for kondensatorer på inngangen og utgangen av spenningsregulatorene.

For å oppnå et stabilt spenningsnivå på kraftforsyningen må det velges hensiktsmessige typer kondensatorer med riktig dimensjoner. Dimensjonering av kondensatorer baserer seg på stoff og erfaringer fra tidligere bacheloroppgaver, i hovedsak fra A. Pedersen og A. Hjelm[17] og C. Ettersvoll, J. Andersen, N. Narvesen[18]. Beregninger av kondensatorer for spenningsregulatorer er hentet fra en rapport utgitt av elektronikkprodusenten *Texas Instruments*[51]. I tillegg er bakgrunnsstoff delvis basert på forelesningsnotater fra faget *ELE340 Datamaskinkonstruksjon*[52].

4.1 Kondensatorer

En modell for kondensatoroppsettet er vist i figur 4.1.



Figur 4.1: Kondensatoroppsett for regulatorkretsene i årets prosjekt.

Kondensatorer på inngangssiden av spenningsregulatorene er nødvendige for en sikker regulering. Der-som spenningsrippelen blir for høy i forhold til regulatorens terskelnivå for overspenningsvern¹[23] vil regulatoren slutte å operere. For å sikre en stabil inngangsspenning med en spenningsriipel som kan godtas benyttes det inngangskondensatorer. De har som oppgave å sikre at spenningsrippelen på inn-gangssida til spenningsregulatoren ikke overstiger godtatte nivåer². Spenningsnivåer over dette kan gjøre at rippelstrømmen i *bulk*-kondensatorene blir for høy, som igjen resulterer i høye effekttap.

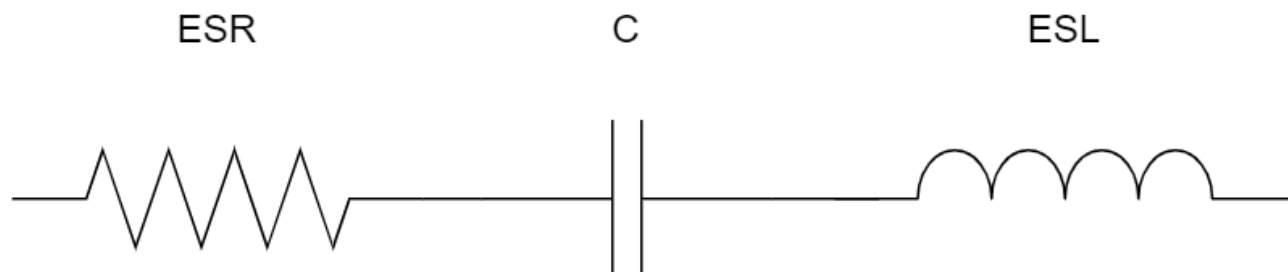
For å håndtere store induerte spenningstopper fra kraftkablene som et resultat av store pådragsendringer på fartøyet, må det benyttes en *bulk*-kondensator[51]. Størrelsen på kapasitansen i kondensatoren bestemmer i hvor stor grad spenningsrippelen blir filtrert; jo større kondensator tilkoblet, jo mindre spenningsriipel.[51]. Tilleggsvis er kondensatorer med store kapasitans-verdier fysisk store som tar opp mye plass på kretskortet, og har kan ha en dårligere reaksjonsevne på raske transienter[51].

For å sikre en god transientrespons for spenningsregulatorene er det nødvendig med utgangskondensatorer. I hovedsak er det ønskelig med kondensatorer som kan gi høy energi med en lav parasittisk motstand. Kondensatorer som har disse egenskapene er keramiske kondensatorer, og ved plassering av disse på utgangen av spenningsregulatorene kan det sikre en god filtrering og en rask spenningsregulering ved endringer i last[51]. Resulterende kondensatoroppsett med inngang, utgang og bulkkondensatorer er vist i figur 4.1.

¹Eng: Overvoltage protection

²75 mV_{pp} er en anbefalt terskel for godtatt spenningsriipel fra Texas Instruments [51].

Ved å se på en ekvivalent krets av en kondensator som i figur 4.2 er det en rekke hensyn som må tas. En kondensator vil inneholde i varierende grad av parasittisk motstand, ESR, og parasittisk induktans, ESL, i tillegg til kapasitansen. Det blir nødvendig å finne et uttrykk for kondensatorens impedans i frekvensområdet kondensatoren arbeider i. En kondensator i høye frekvensområder vil nemlig slutte å operere som en kondensator, et resultat av at den økende induktive reaktansen ved høye frekvenser.



Figur 4.2: Ekvivalent modell for en kondensator.

Ved høye frekvenser menes det frekvenser over kondensatorens *resonansfrekvens*. Resonansfrekvensen til en kondensator er gitt av kapasitansen, C , og induktansen, ESL . Ved resonansfrekvens vil kondensatorens induktive reaktans være lik dens kapasitive reaktans og kondensatorens *ohmiske* verdi være den eneste gjeldene. Ved frekvenser over resonansfrekvensen, f_r , vil det være kondensatorens induktive reaktans som bestemmer dens karakteristikk. Resonansfrekvensen til en generell kondensator er vist i figur 4.3, og dens impedans er gitt i ligning 4.1:

$$Z = \sqrt{R_s^2 + (X_L - X_C)^2} \quad (4.1)$$

Der:

R_s er kondensatorens parasittiske motstand [Ω].

X_L er kondensatorens induktive reaktans [Ω].

X_C er kondensatorens kapasitive reaktans [Ω].

Den induktive reaktansen er gitt av ligning 4.2

$$X_L = \omega L = 2\pi f L \quad (4.2)$$

Der:

f er frekvensområdet til kondensatoren [Hz].

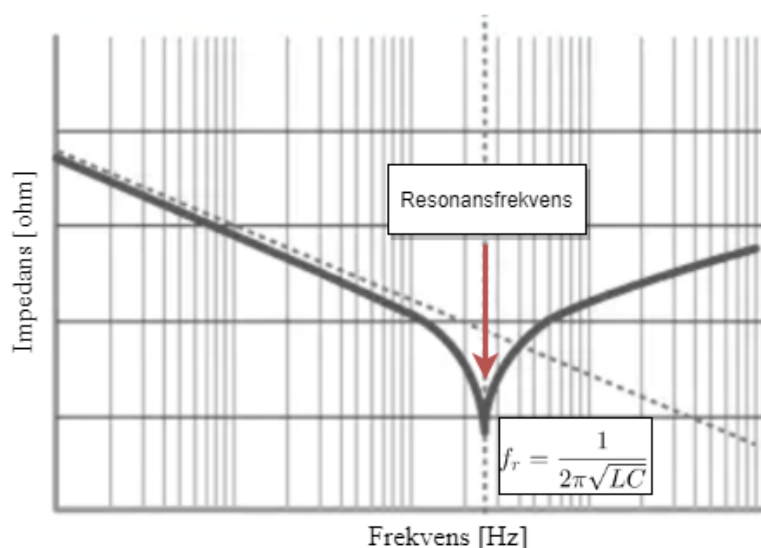
L er kondensatorens parasittiske induktans [H].

Videre er kondensatorens kapasitive reaktans gitt av ligning 4.3:

$$X_C = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi f C} \quad (4.3)$$

Resulterende uttrykk for kondensatorens impedans er gitt av ligning 4.4.

$$Z = \sqrt{ESR^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2} \quad (4.4)$$



Figur 4.3: Illustrasjon av resonansfrekvens til en kondensator. Baser på figurer fra [52].

Figuren viser impedansen til en vilkårlig kondensator over et frekvensområde der impedansen synker ved en økning i frekvens. Kondensatorens impedans vil forsette å synke helt til resonansfrekvensen oppnås, der kondensatorens impedans er lik dens ESR[52]. Kondensatorens impedans vil dempe signal i dens frekvensområde, og ved resonansfrekvensen er evnen til demping dårlig. Ved å nytte flere kondensatorer med ulik størrelse og karakteristikk vil det kunne oppnås god evne til demping av både høy- og lavfrekvente signal[18].

Kondensator typer

For å finne ut de beste alternativene av kondensatorer for kraftforsyningsmodulen til ROV-en er det hensiktsmessig å sette seg inn i de ulike kondensator typene. Bakgrunnstoffet fra *Datamaskinkonstruksjon*, og artikler [53] gir et grunnlag for teorien bak kondensatorer generelt.

Når det kommer til valg av kondensatorer er det i hovedsak fem ulike typer som vurderes, og er listet under. Alle har fordeler og ulemper, og det den rette kondensator typen varierer fra system til system.

I mange tilfeller vil det også være hensiktsmessig å bruke kondensatorer med ulik type for å oppnå best mulig spenningsstabilisering. I dette prosjektet er det mest aktuelt å bruke aluminium elektrolyttkondensatorer og keramiske kondensatorer. Aluminium elektrolyttkondensatorer kan oppnå høy kapasitansverdier, i tillegg til en lav parasittisk motstand[53] gjør at kondensatortypen er aktuell på inngangssiden av regulatoren[18]. Keramiske kondensatorer brukes ofte i forbindelse med utgangsfiltre-ring på svitsjede spenningsregulatorer[51]. Kondensatortypen har typisk en lav parasittisk motstand, og evner godt til demping av høyfrekvent støy og spenningsrippel[51], [53].

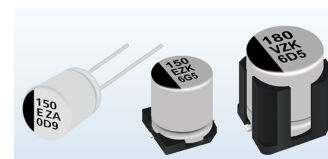
- Aluminium elektrolytt.
- Aluminium-polymer.
- Tantal elektrolytt.
- Keramisk.
- Film.

Aluminium elektrolytt-kondensatorer tilbys med en kapasitans mellom $0.1 \mu F$ til 2 F med en arbeidsspenning opptil 560 V. Generelt brukes kondensatorer av denne typen teknologi med kapasitansverdier over $1 \mu F$. Kondensatortypen egner seg godt i kraftforsynings-system, da den høye kapasitansen og energitettheten oppnår god energiforsyning ved høye transienter. Av den grunn er denne typen kondensatorer også godt egnet som *bulk*-kondensator. Det er imidlertid ulemper med denne typen som må tas hensyn til. Ved høye arbeidstemperaturer vil kondensatoren ha en kort livstid, men ved lave temperaturer vil kondensatorens parasittiske motstand øke. Dette på grunn av at resistiviteten i elektrolytt vil minke ved økende temperatur, og minke ved økt temperatur. Det betyr at ROV-ens omgivelsetemperatur i drift vil ha betydning på om bruken av aluminium elektrolytt-kondensatorer er et hensiktsmessig valg.



Figur 4.4: En aluminium elektrolytt-kondensator. Hentet fra [54].

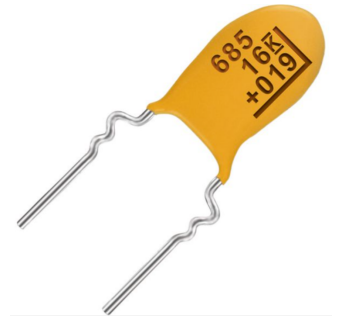
Aluminium polymer-kondensatorer har generelt en kapasitansverdi mellom $0.1 \mu F$ og 5 mF, med en arbeidsspenning opp til 150 V. I hovedsak har polymer-kondensatorer samme bruksområde som aluminium elektrolytt, men tilbyr lengre levetid. Likt som aluminium elektrolytt-kondensatorer har polymer-kondensatorene høy spenningstoleranse, som gjør de godt egnet for *bulk*-kondensatorer. Elektronikkdesignmessig bør det også tas hensyn til den fysiske størrelsen til komponenten. Den fysiske store størrelsen gjør den lite brukbar på et kretskort der plassbesparelse er første-prioritet. I det tilfellet der det skal utvikles et kretskort for masseproduksjon vil kostnadene til polymer-kondensatorene spille inn, da prisen er generelt høyere enn f.eks. aluminium-elektrolytt. Det vil være hensiktsmessig å veie den høye innkjøpsprisen opp mot den bedre levetiden komponenten



Figur 4.5: Tre ulike aluminium-polymer kondensatorer. Hentet fra [55].

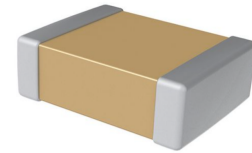
har.

Tantal elektrolytt-kondensatoren leveres med en kapasitans på mellom $0.1\mu F$ og 10 mF , med en spenningstoleranse opp til 100 V . Kondensatortypen blir brukt til filtrering og som avkoblingskondensator. Den er liten i størrelse og egner seg da godt til kretskort utviklet med hensyn på plassbesparelse. Tantal-kondensatorene tørke ut, men kondensatortypen har imidlertid en dårlig spenningstoleranse, og skulle det skje en overbelastning vil den kortslutte og brenne opp. Det må da bli en vurdering om hvorvidt faren for overbelastning i systemet er reel. I et system med store transienter kan påføre slike kondensatorer en belastning som bør tas hensyn til.



Figur 4.6

Keramiske kondensatorer er som oftest produsert med kapasitansverdier fra 0.1 pF opp til $500\mu F$, med en spenningstoleranse opp til 50 kV . Som regel blir de keramiske kondensatorene brukt med verdier opp til $10\mu F$ for å filtrere raske transienter. De keramiske kondensatorene har som fordel at de har veldig lav parasittisk induktans og motstand, og har typisk en lang levetid dersom de er dimensjonert riktig for systemet. Kondensatortypen er plassbesparende og krever veldig små fotavtrykk for mindre spenningstoleranser. I kretskort-utvikling brukes keramiske kondensatorer med kapasitansverdier fra 10 pF til $10\mu F$.



Figur 4.7

Filmkondensatorer leveres med kapasitansverdier fra 50 pF til 3 mF , og med en spenningstoleranse på opptil 5 kV .

Denne typen kondensatorer tåler høy effekt og brukes i system med store strømtransienter. Filmkondensatorer er bygget opp av ulike typer plastikk-film og har ofte lang levetid [56]. I system der plassbesparelse er en prioritet, vil imidlertid filmkondensatorer ikke være det beste alternativet på grunn av dens fysiske størrelse. I tillegg til dette kan kostnadene bli høye ved bruk av denne typen kondensatorer, som gjør de mindre brukbare i kretskort som produseres i høyt kvantum.



Figur 4.8

4.1.1 Valg av kondensator

I dette kapitlet skal kondensatorstype og størrelse vurderes for de tre spenningsregulatorene. Når det skal utvikles kretskort for en kraftmodul, er det stabilitet i spenningsforsyningen høyst viktig. Kondensatorer med ulike karakteristikk og størrelser spiller en viktig rolle for at regulatorene kan opprettholde en stabil levering av spenning, og kravene som stilles vil variere fra system til system. I hovedsak vil pådragsendringer ved kjøring av motorene til fartøyet stille med de største utfordringene til spenningstabilisering. Det er en prioritet å dimensjonere kondensatorer som fungerer som gode energiforsyninger til regulatorene. Problemstillingene som tas hensyn til er listet opp i kulepunktene. Disse punktene er utgangspunktet for beregninger av inngangskondensator, utgangskondensator og bulk-kondensator.

- Spenningsregulatorenes minimumskrav til inngangsspenning.
- Anbefalinger fra produsenter om maksimal spenningsrippel på spenningsregulatorer.
- Spenningsregulatorens svitsje-frekvens.
- Transienter tilknyttet drift av ROV-en.
- ESR, ESL³ og resulterende rippelstrøm som oppstår i kondensatorene.
- Filtrering og energiforsyning med utgangskondensatorer.

4.1.2 Inngangskondensatorer

Inngangskondensatorens jobb er å minske spenningsrippelen på inngangen til regulatorene, som samtidig reduserer effekttap i *bulk*-kondensatorene som oppstår ved transienter[51]. ROV-ens motorer til propeller vil være den største pådragsgiveren til transienter som kraftelektronikken må takle. For å kunne sikre at effekttapet blir minst mulig, er kondensatorenes parasittiske motstand et parameter som må vurderes nøye. Det må da settes krav om at de kondensatorene som skal brukes på ROV-en har en ESR-rangering der det oppnås en effektiv demping av spenningsrippel.

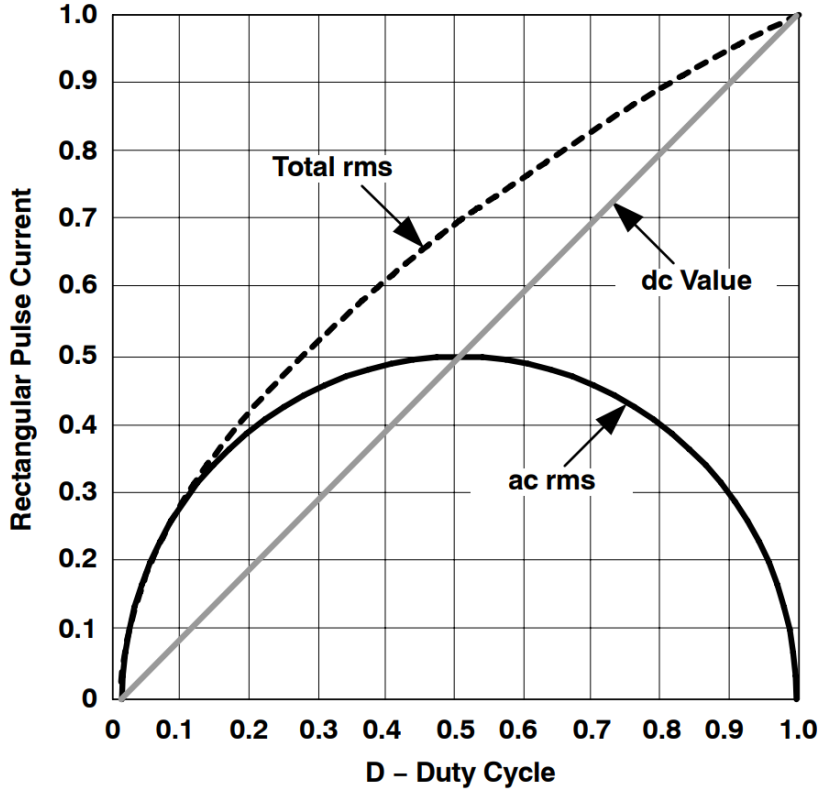
For å beregne nødvendig kapasitans på inngangen av spenningsregulatoren, vil det være en rekke faktorer som spiller inn. Maksimal strømtrekk fra laster på utgangen, driftssyklus⁴, og svitsjefrekvens vil bestemme inngangskapasitans[51], og det vil være en vurderingssak om hvordan kapasitansen fordeles. En sammenstilling av kondensatorer som kan oppnå lav ESR og som evner å dempe spenningsrippel er ønskelig, og det må vurderes etter beregnet kapasitans er gjort.

Spenningsrippel på inngangen av regulatoren er avhengig av laststrømmen på dens utgang[51]. Det gjør det enkelt å finne ut den maksimale spenningsrippelen på regulatoren. I tillegg vil regulatorens driftssyklus spille inn på den maksimale spenningsrippelen. Figur 4.5 viser sammenhengen mellom driftssyklusen til en svitsjet ned-regulator⁵ og regulatorens inngangsstrøm[51].

³“Equivalent Series Inductance” - parasittisk induktans.

⁴“Duty Cycle”

⁵“Buck” regulator



Figur 4.9: Illustrasjon av strøm over en spenningsregulator med driftssyklus fra 0 til 1. Hentet fra [51].

Spenningsregulatorens effektivitet er som nevnt nødvendig for å finne driftssyklusen, og finnes i regulatorens datablad. I databladet for 12 V-regulatoren, [23], er det oppgitt en effektivitet på 96.3 %⁶ som blir utgangspunktet i beregningen av driftssyklus. Driftssyklus, dc , kan da regnes ut som vist i ligning 4.5:

$$dc = \frac{V_{OUT}}{V_{IN} \times \eta} \quad (4.5)$$

Inn- og utgangsspenning settes inn i ligningen, samt regulatorens oppgitte effektivitet. Resulterende driftssyklus for 12 V-regulatoren blir da som i ligning 4.6:

$$dc = \frac{12 \text{ V}}{48 \text{ V} \times 96.3 \%} = 0.26 \quad (4.6)$$

Videre er regulatorens svitsjefrekvens nødvendig å vite. I lag med driftssyklus, maksimalt antatt strøm-trekk og maksimalt tillatt spenningsripping, kan størrelsen på inngangskondensatorene beregnes. Ved å

⁶Forutsatt en last mellom 50 – 90% med inngangsspenning 50 V.

se i databladet til 12 V-spenningsregulatoren, finnes det en oppgitt svitsjefrekvens på 170 kHz. Maksimalt antatt strømtrekk forutsettes til regulatorens maksimale strømkapasitet, selv om det i realiteten vil være en mye lavere last enn dette på utgangen av regulatoren. Maksimalt antatt strømtrekk er vist i ligning 4.7:

$$I_{OUT} = \frac{P_{REG}}{V_{IN}} = \frac{800 \text{ W}}{12 \text{ V}} = 67 \text{ A} \quad (4.7)$$

For maksimalt antatt spenningsripping vil det være hensiktsmessig å tolke verdier fra elektronikkprodusenter. I denne beregningen vil det gås ut ifra en anbefalt maksimal spenningsripping på 75 mV_{pp} gitt av *Texas Instruments* [51]. For 5 V-kretsen vil dette bli utgangspunktet i beregningene, men det vil imidlertid avvike noe når det kommer til 12 V-kretsene. På 12 V- kretsene er det nemlig tilkoblet induktiv last. Motorene til ROV-ens propeller er viklinger med en induktans som påvirker systemet. På bakgrunn av dette antas det at behovet for å dempe høyfrekvente spenningsstopper er mindre. Det gjør at det kan tolereres en høyere spenningsripping på inngangen av disse to spenningsregulatorene, og er en forutsetning som også ble gjort i fjorårets bacheloroppgave om kraftforsyningsmodul til ROV[18].

Nøyaktig hvor mye høyere rippel det kan tolereres er vanskelig å beregne grunnet detaljnivået på databladet på motorene fra produsenten. Det skal tilkobles fire motorer til propeller på hver av de 12 V-spenningsregulatorene, i tillegg til at motorer for manipulatorer skal tilkobles - med utgangspunkt i dette forutsettes det en maksimal rippeltoleranse på 225 mV. Ved å ta utgangspunkt i driftssyklus, maksimal laststrøm, svitsjefrekvens og maksimalt tillatt spenningsripping kan en minimumsverdi på kapasitans beregnes. Minimum inngangskapasitans, C_{min} , kan regnes ut som i ligning 4.8 som er hentet fra artikkelen om kondensatorberegning fra Texas Instruments[51] :

$$C_{min} = \frac{I_{OUT} \times dc \times (1 - dc) \times 1000}{f_{SW} \times V_{P(max)}} \quad (4.8)$$

Der:

C_{min} er minimum inngangskapasitans på inngangssida av regulatorene [μF].

I_{OUT} er maksimal laststrøm gjennom regulatorene [A].

dc er regulatorens driftssyklus [definert i 4.5].

f_{SW} er regulatorens svitsjefrekvens [kHz].

$V_{P(max)}$ er maksimalt tillatt spenningsripping på regulatoren [V].

Beregnet minimum inngangskapasitans med bakgrunn i delresultat fra 4.6, 4.7 og produsentens oppgitte svitsjefrekvens, vises i ligning 4.9

$$C_{min} = \frac{67 \text{ A} \times 0.26 \times (1 - 0.26) \times 1000}{170 \text{ kHz} \times 0.225 \text{ V}} = 337 \mu F \quad (4.9)$$

Resultatet i ligning 4.9 viser at 12 V- regulatoren trenger minimum en inngangskapasitans på $337\mu F$ for å kunne opprettholde en stabil spenningsregulering med den spesifiserte lasten. Dette er et konservativt anslag med tanke på utgangsstrømmen som er beregnet med. I realiteten vil laststrømmen være mye lavere, og til og med ved full last på utgangen vil strømtrekket mest sannsynlig ikke komme i nærheten av det som er forutsatt. Det vil imidlertid være hensiktsmessig med overdimensjonering av flere grunner. Den første grunnen er at beregningen i 4.9 er et minimumsanslag, og med tanke på kraftsystemet som utvikles utgir ikke den økte tidskonstanten fare for å komprimere kretsens funksjonalitet.

Videre kan det beregnes minimumskrav for kapasitans på inngangen til 5 V-kretsen med ligningene 4.5 og 4.8. Maksimalt strømtrekk i stabil tilstand forutsettes til å være 20 A på bakgrunn av regulatorens maksimale utgangsstrøm, og regulatorens typiske effektivitet oppgis til å være 90 % [24]. Svitsjefrekvensen til 5 V-regulatoren vil være betraktelig høyere enn 12 V-regulatoren på grunn av den høyere spenningsdifferansen mellom inn- og utgangssiden. Svitsjefrekvensen oppgis fra produsenten til å være 400 kHz. Ved valg av maksimalt tillatt spenningsrippel tas det utgangspunkt i anbefalinger fra *Texas Instruments*[51]. Siden kretsen ikke skal forsyne induktive laster, vil det være hensiktsmessig å ha en strengere toleranse for spenningsrippel - og settes til 75 mV.

Med utgangspunkt i nevnte parametre blir er driftssyklus og resulterende minimum inngangskapasitans til 5 V- regulatoren oppgitt i tabell 4.1.

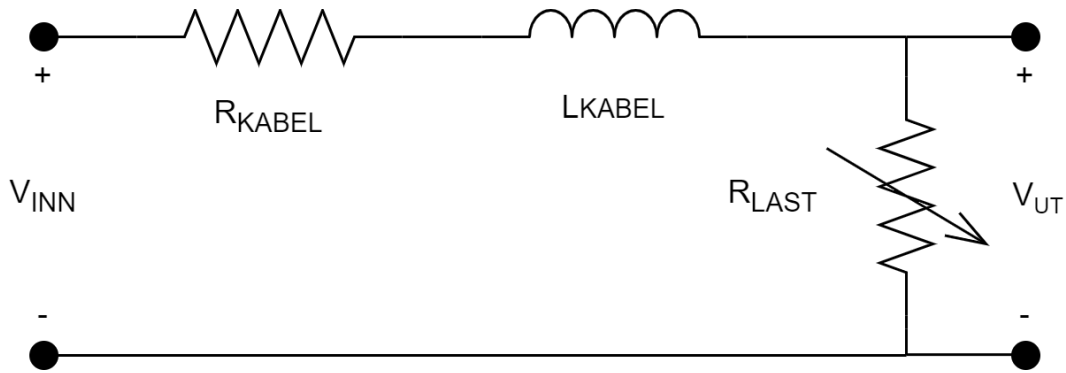
Driftssyklus	Svitsjefrekvens	Inngangskapasitans
0.11	400 kHz	65 μF

Tabell 4.1: Minimum gangskapasitans for 5 V-regulatoren CES48050-20P med tilhørende parametre.

4.1.3 Bulk-kondensatorer

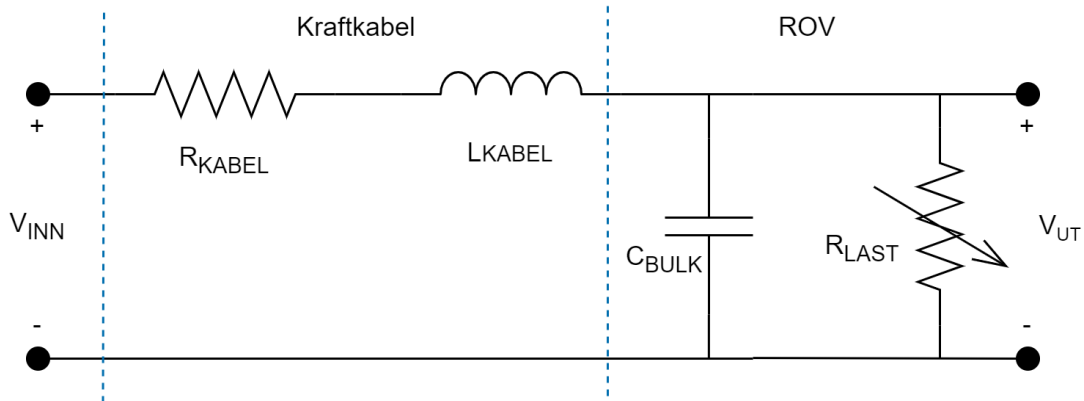
Bulkkondensatorene, C_{bulk} , har som hovedoppgave å håndtere transientene som oppstår ved drift av fartøyet der kraftkablene i tjoren kan potensielt indusere store spenninger ved raske strømtrekk. Bulk-kondensatorene er separat fra spenningsregulatorens umiddelbare nærhet, og plassert ved etter inngangsterminalene og hovedsikringen. Utregningen av bulkkondensatorene er gjort med utgangspunkt i kapittel 4 fra [18] og artikkelen fra Texas Instruments[51].

Figur 4.10 illustrerer en ekvivalent krets av motstanden, induktansen og den varierende lasten som kraftkablene skal forsyne.



Figur 4.10: Ekvivalent krets over kraftkablende som skal forsyne fartøyet. R_{last} er den varierende lasten forårsaket av pådrag i fartøyets motorer.

For å dimensjonere riktig bulk-kapasitans, tas det utgangspunkt i en rekke parametre. Total spenningsrippel på alle tre regulatorer, maksimalt strømtrekk fra systemets laster, beregnet induktans i kraftkablene og maksimalt tillatt spenningsfall skal hensyntas. Videre kan effekttapet fra bulkkondensatorene beregnes. Som nevnt er inngangskondensatorens jobb å redusere spenningsrippelen for så igjen redusere strømrrippelen over bulkkondensatoren. Filosofien bak dette er å sikre at bulkkondensatoren fungerer som en stabil energiforsyning med lang levetid. Dersom inngangskondensatorer på spenningsregulatorene mot formodning ikke skulle bli brukt, ville strømrrippelen over bulkkondensatorene potensielt utgi et stort effekttap på kretsene. En modell av systemet med bulkkondensatoren inkludert er vist i figur 4.11.



Figur 4.11: Ekvivalent krets over kraftkablene med tilkoblet C_{bulk} på fartøyets side.

Figur 4.11 viser at motstanden og induktansen i kraftkablene med en tilkoblet bulkkondensator kan modelleres som en RLC- krets. Spenningen ut til fartøyet, V_{ut} , finnes ved spenningsdeling, og vises i ligning 4.10.

$$V_{ut} = \frac{\frac{1}{j\omega C_{bulk}}}{R_{kabel} + j\omega L_{kabel} + \frac{1}{j\omega C_{bulk}}} \cdot V_{inn} \quad (4.10)$$

Ligning 4.10 kan dermed uttrykkes som en overføringsfunksjon, $H(j\omega)$, vist i ligning 4.11.

$$H(j\omega) = \frac{V_{ut}}{V_{inn}} = \frac{1}{1 + j\omega R_{kabel}C_{bulk} + (j\omega)^2 L_{kabel}C_{bulk}} \quad (4.11)$$

Ligning 4.11 er en andreordens overføringsfunksjon, og kan dermed uttrykkes på standardform slik som i ligning 4.12.

$$H(j\omega) = \frac{1}{1 + 2\zeta \frac{j\omega}{\omega_0} + \frac{j\omega^2}{\omega_0^2}} \quad (4.12)$$

Resonansfrekvensen til overføringsfunksjonen, $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$. Det vil si størrelsen på C_{bulk} kan finnes ved bruk av ligning 4.13.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{kabel}C_{bulk}}} \quad (4.13)$$

Ved å approksimere at knekkfrekvensen til overføringsfunksjonen er den samme som resonansfrekvensen, kan det finnes en sammenheng mellom denne resonansfrekvensen og spenningsfall. Denne approksimasjonen gjøres i ligning 4.14.

$$f_b \approx f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{kabel}C_{bulk}}} \quad (4.14)$$

Fra knekkfrekvensen i ligning 4.14 kan systemets stigetid beregnes, og er gjort i ligning 4.15. I elektronikk er stigetiden, t_r , definert som tiden det tar for et signal til å gå fra 10% til 90% av det fulle signalet. Ligningen for stigetiden er hentet fra [57].

$$t_r = \frac{2 \ln 2(3)}{2\pi \times f_b} = \frac{0.35}{f_b} = 0.35 \times 2\pi\sqrt{L_{kabel}C_{bulk}} \quad (4.15)$$

Stigetiden og systemets største transientstrøm er parametre som spiller inn på størrelse på ladning til bulk kondensatoren. Jo større transientstrømmer desto større ladning må bulk kondensatoren kunne levere.

Ladning til en bulk kondensator kan uttrykkes som i ligning 4.16.

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \times \Delta I \times t_r \quad (4.16)$$

Der:

Q er kondensatorens ladningsevne [C].

Ved å sette inn for stigetiden som definert i ligning 4.15, blir kan ladningen til en bulk kondensator uttrykkes som i ligning 4.17.

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \times \Delta I \times 0.35 \times 2\pi \sqrt{L_{kabel} C_{bulk}} \quad (4.17)$$

Uttrykket for ladning i en kondensator er gitt i ligning 4.18.

$$Q = C \times V \Rightarrow \Delta Q = C \times \Delta V \quad (4.18)$$

Ved å sette inn for ΔQ for ladningen i bulk kondensatoren, kan kapasitansen uttrykkes ved ligning 4.19.

$$C = \frac{\Delta Q}{\Delta V} = \frac{\frac{1}{2} \times \Delta I \times 0.35 \times 2\pi \sqrt{L_{kabel} C_{bulk}}}{\Delta V} \quad (4.19)$$

Ved å løse for kapasitansen, C , kan den uttrykkes som ligning 4.20.

$$C^2 = \frac{\Delta I^2 \times (0.35\pi)^2 L_{kabel} C_{bulk}}{\Delta V} \quad (4.20)$$

Resulterende uttrykk for minste kapasitansbehov for bulk kondensatoren er da gitt i ligning 4.21.

$$C_{bulk} = \frac{1.21 \times \Delta I_{maks}^2 \times L}{(\Delta V)^2} \quad (4.21)$$

Der:

C_{bulk} er minste kapasitansbehov for bulk kondensatoren [F].

ΔI_{maks} er maksimalt antatt strømtrekk fra alle kretsene som skal forsynes [A].

L er beregnet kabelinduktans fra kapittel 2 [H].

ΔV er maksimalt tillatt spenningsfall [V].

For å finne ΔI_{maks} brukes ligning 4.22:

$$\Delta I_{maks} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN} \times \eta} \times \Delta I_{OUT} \quad (4.22)$$

Der:

V_{OUT} er spenningsregulatorens utgangsspenning [V].

V_{IN} er spenningsregulatorens inngangsspenning [V].

η er spenningsregulatorens oppgitte effektivitet [%].

For 12 V-kretsene, som har et likt forutsatt effektforbruk på 600 W hver, settes ΔI_{OUT} til 50 A som vist i ligning 4.23:

$$\Delta I_{OUT} = \frac{\Delta P_{(12\ V)}}{V_{OUT}} = \frac{600\ W}{12\ V} = 50\ A \quad (4.23)$$

Maksimalt strømtrekk på 5 V-kretsen forutsettes som tidligere til å være 20 A, grunnet usikkerhet rundt om nøyaktig strømtrekk. Fra 4.1.2 oppdages det at for 12 V og 5 V-regulatorene er effektiviteten oppgitt til å være henholdsvis 96.3 % og 90 %. Dette gir grunnlag for å beregne ΔI_{maks} , og resulterende verdier er vist i tabell 4.2:

Spenningsregulator	ΔI_{OUT} [A]	ΔI_{maks} [A]
12 V ABB QBVE067A0B41-HZ	50	13
5 V COSEL CES48050-20P	20	2.3

Tabell 4.2: Maksimale verdier for strømtrekk.

Et viktig parameter for å finne effekttapet i bulkkondensatoren er den totale transientstrømmen som kan oppstå i systemet sett fra inngangssiden. Denne strømmen, $\Delta I_{maks(tot)}$, blir da den totale strømmen for de to 12 V-regulatorene i tillegg til strømmen for 5 V-regulatoren, og er vist i ligning 4.24.

$$\Delta I_{maks(tot)} = 2 \times 13\ A + 2.3\ A = 28.3\ A \quad (4.24)$$

Videre er induktansen, L, definert i ?? i kapittel 2. Med en kabellengde på 30 m og et tversnitt på 6 mm² vil den beregnede induktansen i kraftkablene være 21.8 μH. Det siste parameteren for å kunne fastsette en dimensjon på bulkkondensatoren er maksimalt tillatt spenningsfall. Det maksimale tillatte spenningsfallet vil være bestemt av spenningsregulatorenes terskelsspenning⁷, og spenningsfallet over kabelen. Som diskutert i kapittel 2 defineres terskelsspennningene på 12 V-regulatoren og 5 V-regulatoren

⁷”Drop out voltage”

til henholdsvis 37.5 V og 36 V. Det blir da hensiktsmessig å ta utgangspunkt i den høyeste terskelspenningen i beregningene. I kapittel 2 er det beregnet at kraftkablene som brukes i år vil ha et spenningsfall på 5.16 V ved full last. Dette medfører at maksimalt tillatt spenningsfall, ΔV , kan beregnes fra ligning 4.25.

$$\Delta V = V_{IN} - V_{th(reg)} - V_{kabel} = 48V - 37.5V - 5.16V = 5.34V \quad (4.25)$$

Ved å redegjøre for alle ukjente parametre i ligning 4.21 kan minimum bulk-kapasitans finnes, og vises i ligning 4.26.

$$C_{BULK} = \frac{1.21 \times (28.3A)^2 \times 21.8\mu H}{(5.34V)^2} = 740\mu F \quad (4.26)$$

Fra ligning 4.26 bestemmes det å bruke to aluminium-elektrolyttkondensatorer med en samles kapasitans på 780 μF som vist i tabell 4.3:

Kondensator	ESR [$m\Omega$]	Kapasitans [μF]
50ZLJ560M12.5X20	31	560
50ZLH220MEFC10X16	42	220
SUM	17.83	780

Tabell 4.3: Kondensatorvalg med tilhørende verdier for kapasitans og parasittisk motstand.

For å kontrollere at effekttapet over bulkkondensatorene ikke blir problematisk tas det utgangspunkt Ohm's lov som vist i ligning 4.27.

$$P = I^2 * R \quad (4.27)$$

Der:

P er effekttapet over bulkkondensatoren [W].

I er strømrøpelen gjennom bulkkondensatoren [A].

R er bulkkondensatorenes samlede parasittiske motstand i parallellkobling som er oppgitt i tabell 4.3 [Ω].

Strømrøpelen gjennom bulkkondensatorene defineres videre i ligning 4.28.

$$I = \frac{V_{RMS}}{R} \quad (4.28)$$

Der:

V_{RMS} er spenningsregulatorenes totale spenningsripping [V].

R er bulkkondensatorenes samlede parasittiske motstand i parallellkobling som er oppgitt i tabell 4.3 [Ω].

For å finne V_{RMS} må spenningsrippelen fra de tre regulatorene legges i sammen. Resulterende totale spenningsripping er vist i tabell 4.4.

Spenningsregulator	V_{p-p} [mA]
QBVE067A0B41 – HZ	2×225
CES48050 – 20P	75
SUM	525

Tabell 4.4: Totalt forutsatt spenningsripping på de tre spenningsregulatorene.

For å finne V_{RMS} brukes ligning 4.29.

$$V_{RMS} = \frac{V_{RMS}}{2 \times \sqrt{3}} = \frac{525 \text{ mV}}{2 \times \sqrt{3}} = 151 \text{ mV} \quad (4.29)$$

Strømrippelen over bulkkondensatorene er vist i ligning 4.30.

$$I = \frac{151 \text{ mV}}{17.83 \text{ m}\Omega} = 8.46 \text{ A} \quad (4.30)$$

Resulterende effekttap blir da som vist i ligning 4.31.

$$P = (8.46 \text{ A})^2 \times 17.83 \text{ mV} = 1.27 \text{ W} \quad (4.31)$$

Ved å sammenligne med systemets totale forutsatte effekt på 1440 W, kan det vurderes om bulkkondensatorenes effekttap er problematisk. I ligning 4.32 vises utslaget av effekttapet gjør på systemet.

$$P_{BULK(\%)} = \frac{1.27 \text{ W}}{1440 \text{ W}} \times 100 = 0.08 \% \quad (4.32)$$

Resultatet i ligning 4.32 viser at effekttapet gir et svært lite utslag på systemets totale forutsatte effekttap.

4.1.4 Utgangskondensatorer

Når det skal velges utgangskondensatorer er det hensiktsmessig å kontrollere databladet for nødvendigheten å ha eksterne kondensatorer, og av hvilke dimensjoner. Nøyaktige kapasitansverdier er ofte vanskelige å finne fra produsenten, da de fleste verdier som oppgis er maksimumsverdier. I figur 4.12 og 4.13 er anbefalte kapasitansverdier for 12 V-regulatoren og 5 V-regulatoren vist.

Output Ripple and Noise, $C_o=750\mu\text{F}$, $\frac{1}{2}$ Ceramic, $\frac{1}{2}$ PosCap ($V_{in}=V_{in, nom}$ and $I_o=I_{o, min}$ to $I_{o, max}$) RMS (5Hz to 20MHz bandwidth) Peak-to-Peak (5Hz to 20MHz bandwidth)	All		—	70	—	mV_{rms} mV_{pk-pk}
External Output Capacitance (Startup $I_{o}\leq 55\text{A}$; mix<20% ceramic, remainder electrolytic types)	All	$C_{o, max}$	0	—	8,000	μF

Figur 4.12: Produsentens anbefalinger til utgangskapasitans på 12 V-spenningsregulatoren vist i den andre kolonnen fra høyre i det blå rektangelet. Utsnitt hentet fra [23].

No.	Output voltage	CES	CQS
1	1.5 - 3.3V	0 - 20,000 μF	0 - 40,000 μF
2	5V, 6V	0 - 10,000 μF	0 - 20,000 μF
3	12V, 15V	0 - 1,000 μF	0 - 2,200 μF

Figur 4.13: Produsentens anbefalinger til utgangskapasitans på 5 V-spenningsregulatoren vist inne i det blå rektangelet. Utsnitt hentet fra [24].

Å dimensjonere utgangskondensatorer etter disse anbefalingene er ikke alltid en selvforklarende prosess, slik at det må bli rettet fokus mot regulatorenes spenningsrippel på utgangen. Siden begge type regulatorene har interne kondensatorer på utgangen, er spenningsrippelen på utgangen relativt lav i forhold til anbefalinger. Det er imidlertid hensiktsmessig å bruke eksterne, keramiske utgangskondensatorer med funksjon som gode ladbøtter og som filter. Fra begge de to produsentene er det oppgitt en maksimal spenningsrippel på 150 mV som er i utgangspunktet ganske lavt, men med tre eksterne utgangskondensatorer vil det sikres en stabil spenningsforsyning til resten av kretsen. De tre kondensatorene er keramiske, og er av størrelsen 10 μF , 1 μF og 0.1 μF .

4.2 Resultat/Konklusjon

Kondensatorene rundt spenningsregulatoren; C_{inn} , C_{ut} , og C_{bulk} er dimensjonert ut i fra et beregnet minstebehov for kapasitans. Kapasitansbehovet til bulk-kondensatorene er beregnet ut i fra systemets strømtransienter, induktans i kraftkablene inn til fartøyet og et beregnet maksimalt tillatt spenningsfall. For inngangskondensatorene beregnes kapasitansbehovet ut i fra maksimalt antatt strømtrekk på regulatorene, regulatorens driftsyklus og en maksimal tillatt spenningsrippel. Siden spenningsregulatorene har interne utgangskondensatorer er det ikke like stort behov for stor kapasitans, men tre eksterne keramiske kondensatorer sørger for stabil spenning ut fra regulatorene.

Tabell 4.5 viser resulterende valg av kondensatorer for stabilisering av spenningen.

Kondensator	Plassering	Type	ESR [$m\Omega$]	Kapasitans [μF]
50ZLJ560M12.5X20	Bulk	Aluminium elektrolytt	31	560
50ZLH220MEFC10X16	Bulk	Aluminium elektrolytt	42	220
Sum bulk			17.83	780
50ZLH330MEFC10X23	Inngang	Aluminium elektrolytt	28	330
50YXG220MEFCT810X16	Inngang	Aluminium elektrolytt	400	220
50YXF47MEFCT16.3X11	Inngang	Aluminium elektrolytt	84	47
UMK325BJ106KM-P	Inngang	Keramisk	20	10
Sum inngang			10	607
50ZLH330MEFC10X23	Utgang	Keramisk	20	10
50YXG220MEFCT810X16	Utgang	Keramisk	20	1
50YXF47MEFCT16.3X11	Utgang	Keramisk	20	0.1
Sum utgang			6.67	11.1

Tabell 4.5: Kondensatorvalg for inngang og utgang av spenningsregulatorer, samt bulkkondensator.

Sammenlignet med beregnet minstebehov for kapasitans er det valgt kondensatorer der den samlede kapasitansen er noe høyere. Selv om beregningene som ble gjort har i stor grad tatt utgangspunkt i maksimale verdier av strømtrekk, er det ikke problematisk å overdimensjonere kondensatorene. Den større tidskonstanten forårsaket av den overdimensjonerte kapasitansen forutsettes ikke til å skape problem for fartøyets funksjonalitet. En stabil levering av spenning er høyeste prioritet, og med det som filosofi velges det kondensatorverdier høyere enn det minimumskrav.

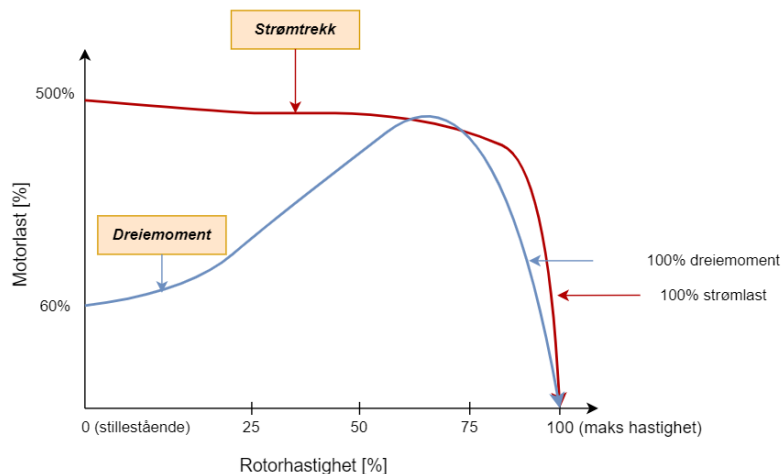
Ved å se på tabellen 4.5 er det brukt to ulike kondensatortyper; aluminium elektrolytt og keramiske kondensatorer. Med bruk av kondensatorer med slik høy energitetthet og lav parasittisk motstand sørges det for stabilitet i spenningsforsyningen med store transienter, i tillegg til lavt effekttap. Med et slikt oppsett, i tillegg til sikkerhetsfunksjoner innebygget i regulatorene, vil ikke systemets startstrøm være av fare for kretsene.

Kapittel 5

Kretsvern

Dette kapitlet omhandler vurderinger og valg knyttet til strømmåling- og sikring på ROV-en. For å unngå at komponentene i kretsene tar skade av overstrømmer eller kortslutninger, må det inkluderes en form for måling og sikring av disse kretsene. Den største pådragsgiveren for potensielle overstrømmer i 12 V-kretsene er fartøyets fremdriftsmotorer, spesielt ved raske endringer i pådrag. Det er i spesielt to situasjoner der hyppig pådragsendring kan skape overstrømmer. Den første er når fartøyet er i stillestående tilstand, og den kjøres mot en retning med fullt pådrag fra kontrollstasjonen. Den andre er når fartøyet kjøres med fullt pådrag i en gitt retning og endres til motsatt kjøreretning med fullt pådrag. I begge tilfellene vil det skape en stor belastning på motorene[58]. Årsakene til dette er forårsaket i hovedsak av $CEMF^1$ og tregheten i vannet, og blir diskutert videre i kapitlet.

Figur 5.1 viser en forenklet illustrasjon av forholdet mellom dreiemoment og strømbelastning i en elektromotor. Dersom det gis fullt pådrag på motorene fra når tilstanden til rotorhastigheten er 0%, vil det genereres et stort midlertidig strømtrekk som synker ved økende rotorhastighet[58].



Figur 5.1: Forenklet illustrasjon av forholdet mellom dreiemoment og strøm i elektriske motorer. Strømmen (rød linje) er høyest når rotorhastigheten er på sitt laveste, og etterhvert som dreiemomentet (blå linje) og hastigheten på rotorene øker, vil strømmen synke. Basert på figur hentet fra [59].

¹Eng: Counter- electromotive force.

Det store strømtrekket i starten av hendelsesforløpet er forårsaket av dreiemomentet som kreves for å motvirke tregheten² i rotorene og tregheten i vannet[58]. Dette start-dreiemomentet er proporsjonalt med strømtrekket fra motorenes viklinger. Som vist i ligning 5.1 ved hyppig pådrags- og fartsendringer på fartøyet vil det altså kreve et høyt dreiemoment, som igjen resulterer i et høyt strømtrekk fra stillestående tilstand[58].

$$T_{start} = k \cdot I_{start} \quad (5.1)$$

Der:

T_{start} ³ er motorens dreiemoment [Nm].

k er en konstant som er bestemt av motorens dreiemomentskarakteristikk [$\frac{Nm}{A}$].

Når det skal utvikles et kretsvern for å håndtere strømtrekket som oppstår av disse hyppige endringene i pådrag, kan det for eksempel implementeres en forsinkelse-løsning, ofte omtalt mykstarting⁴, som omtales videre i dette kapittelet.

For 5 V-kretsen vil ikke store midlertidige strømtrekk oppstå på grunn av at kommunikasjonsmodul, sensormodul og reguleringsmodul har et kraftbehov som er mer statisk av natur. Her er ingen motorer koblet til som har behov for kraft til dreiemoment, og det er i hovedsak en samling av lavstrømskomponenter som blir forsynt. Resultatet av dette er at 5 V-kretsen vil ikke inneholde en ekstern sikringskrets. Dette er fordi spenningsregulatoren som blir brukt i denne kretsen, *CS48050-20P*[24], har en intern sikringskrets som slår av tilførselen ved overstrømmer og overspenninger. Ved å kun benytte de interne sikringsfunksjonene vil det oppnås en høyere grad av plassbesparelse enn ved eksterne sikringsfunksjoner.

For å måle strømtrekket i 5 V-kretsen blir det brukt en strømsensor. Formålet til sensoren er å kunne overvåke strømtrekket fra det grafiske brukergrensesnittet på kontrollstasjonen. Strømsensorens teknologi baserer seg på de samme prinsippene som i tidligere år på samme oppgave. Teorien som legger grunnlaget for valget av strømsensor, og prinsippene som spenningstilpasning til mikrokontrollerens ADC-modul er hentet i fra tidligere oppgaver av A. Pedersen og A. Hjelm fra 2021[17] og fra C. Ettervoll, J.Andersen og N.Narvesen fra 2022[18]. Spenningsregulatorens interne sikringer, i tillegg til en strømsensor som gir målesignal til mikrokontroller, vil gi grunnlaget for årets måle- og sikringskrets for forsyningskretsen av 5 V.

²Eng: Intertia

³Eng: Torque

⁴Eng: Softstart.

5.1 Vurdering av fjorårets løsning

Overstrømsvernet i fjorårets oppgave[18] var en egenutviklet sikringskrets som bestod av to strømsensorer, to komparatorer, to potensiometer, en SR-lås og en gate driver. Sikringskretsen var laget slik at det var mulig med digital nullstilling av sikringene fra styrestasjonen på land. Dette var en løsning som ble brukt for å håndtere utfordringen med at strømsikringene *AUIR3313* og *AUIR3315* som ble brukt i 2021[17] ikke var i produksjon, og dermed utilgjengelige. Løsningen ble dermed å utvikle en erstatning med de nevnte komponentene nevnt tidligere i avsnittet.

I kapittel 10 i fjorårets oppgave[18] diskuteres de ulike løsningene som ble gjort i oppgaven. Her kommer det fram at sikringskretsen som ble utviklet ikke håndterte raske transienter som spesifisert. Ved raske transienter i forbindelse med kjøring av fartøyet gikk sikringen høy og dermed slo ut spenningsregulatoren til fremdriftsmotorene. Selv om sikringen slo ut var det ingen funksjonalitet som gjorde at det var visuell implikasjon i det grafiske brukergrensesnittet på kontrollstasjonen at sikringen hadde slått ut tilførselen til motorene.

I forbindelse med disse nevnte utfordringene ble det nevnt en rekke forslag til forbedringer, der de fleste forslagene vil mest sannsynlig komplisere en allerede kompleks kretsoppbygging. Som omtalt i kapittel 6 er plassbesparelse et nøkkelord i forbindelse med kretskortutviklingen til årets fartøy, og dette krever at det må utvikles nye løsninger.

5.2 Sikring av overstrøm

For å sikre de to 12 V-kretsene mot overstrøm settes det en rekke funksjonskrav som er nevnt i kulepunktene under. Formålet med kravene er at kretsene skal vernes på en funksjonell måte med en kompakt løsning. Kravene til sikringer er som følger:

- **Strømmåling.** De elektroniske sikringene skal måle strømflyten og sende de analoge strømmålingene til mikrokontrollerens ADC.
- **Sikring mot overstrøm.** Ved kortslutninger eller jordfeil skal sikringen verne de andre komponenten i kretsen med å raskt kutte strømtilførselen.
- **Sikring mot overspenning.** Selv om kretsen inneholder TVS-dioder for vern mot overspenninger, er det ønskelig med to sikkerhetsbarrierer for overspenning.
- **Sikring mot overtemperatur.** Overtemperatur i en krets kan oppstå ved kortslutninger eller feiltilkoblinger. Det blir derfor ønskelig å ha en sikring som kutter strømflyten for å beskytte utsatte komponenter.
- **Gi uttrykk for sikringsstatus, strømforbruk og nullstilling av sikring på kontrollstasjon.** For å kunne avlese status om en overstrøm har slått ut sikringen bør det være en funksjon i sikringen som kan gi et logisk høyt eller lavt signal som kan behandles med programvare. I tillegg skal strømforbruket uttrykkes på det grafiske brukergrensesnittet. For å kunne utføre dette må

sikringen ha en form for måledata som mikrokontrolleren kan innhente. Sikringen skal også kunne nullstilles fra kontrollstasjonen gjennom brukergrensesnittet.

- **Mykstartfunksjon.** Ved store pådragsendringer på fremdriftsmotorene vil det oppstå store kortvarige strømtrekk. Disse strømtrekkene kan bli så store at de slår ut sikringen, og dette må unngås for å opprettholde en stabil tilførsel. Ved å benytte en mykstart-funksjon vil strømflyten gjennom sikringen strupes. Dette resulterer i at strømtrekket fra fremdriftsmotorene og kortvarige høye startstrømmer⁵ ved innkobling av systemet ikke slår sikringen ut.

Med erfaringene som ble gjort i fjorårets oppgave[18], vil det bli vurdert å videreutvikle sikringskretsen med bruk av elektroniske sikringer, omtalt som *eFuse*. Slike sikringer har integrerte kretser med vern for overstrøm, overspenning, og overtemperatur. Ved bruk av eksterne komponenter kan terskelverdier for tillatt strøm beregnes og bestemmes, og enkelte produsenter har elektroniske sikringer som gir mulighet for mykstarting ved bruk av eksterne kondensatorer.

Videre i dette kapitlet skal bruken av slike elektroniske sikringer diskuteres. Bruken av disse komponentene kommer med en rekke fordeler som kan ta hånd om de utfordringene som ble erfart fra tidligere oppgaver. Det vil særlig fokuseres på sikringer med store strømtoleranser, kompakt utforming og mykstart-funksjoner[60]. Bruken av disse i høyeffektskretsene vil erstatte fjorårets løsning med mål om å kunne verne mot overstrøm- og spenninger på en effektiv måte med et kompakt fotavtrykk på kretskortet. En oppsummering av kravene som settes til overstrømsvernet i år er listet opp i kulepunktene under.

5.3 Valg av sikring

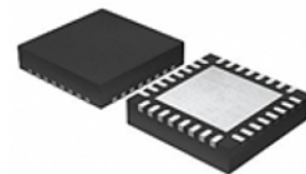
Underkapitlet tar for seg valget av komponenter for måling og sikring av 12 V-kretsene og 5 V-kretsen. Valgene baserer seg på de kravene som ble satt i 5.2 tidligere i kapitlet. Det ble tidlig bestemt i prosjektutviklingsfasen at elektroniske sikringer skulle bli brukt i årets oppgave på grunn av funksjonalitet og sikringens kompakte størrelse. På grunn av utformingene til kretskortene ikke gir mulighet for å lage komparatorbaserte sikringskretser slik som i fjor[18] blir det ikke vurdert å bruke samme løsning i år. Det vil heller ikke vurderes en løsning tilsvarende som i 2021[17] av samme grunn, i tillegg til at komponentene ikke er tilgjengelige lengre.

For målinger knyttet til 5 V-kretsen benyttes en strømsensor som baserer seg på halleffekt-prinsippet. Som nevnt innledningsvis er denne typen utprøvd og brukt tidligere i tilsvarende oppgaver[18][17]. Valget av strømsensoren for kretsen baserer seg på at målingene enkelt kan innhentes av mikrokontrollerens ADC-modul, i tillegg til at sensoren krever lite eksterne komponenter for å oppnå best mulig plassbesparelse på kretskortet.

⁵Eng: Inrush Current

5.3.1 Strømmåling og sikring for 12 V-krets

Med grunnlag i de kravene om ble satt i tidligere delkapittel og det forutsatte kraftbehovet i kapittel 3, blir det brukt en elektronisk sikring av typen *STEF12H60MA* fra *STMicroelectronics* til måling og sikring av 12 V-kretsene i årets prosjekt.



Figur 5.2: Modell av den elektroniske sikringen STEF12H60MA blir brukt i oppgaven. Hentet fra [60].

Komponenten velges av den grunn at den har en strømtoleranse på 60 A og kan brukes med inngangsspenninger fra 12 V. Som vist i figur 5.3 inneholder sikringen integrerte kretser for måling og sikring av temperatur, spenning og strøm. Funksjonene er realisert av de integrerte kretsene, og gjør at komponenten er lite plasskrevende.

Sikringen er av pakkestørrelse *QFN 32*[61] og $5\text{ mm} \times 5\text{ mm}$. Sikringens funksjoner, størrelse og strømtoleranser vil gjøre det mulig å måle strømtrekket og verne mot overstrømmer uten at det er nødvendig med plasskrevende og kompliserte sikringskretser slik som i fjor.

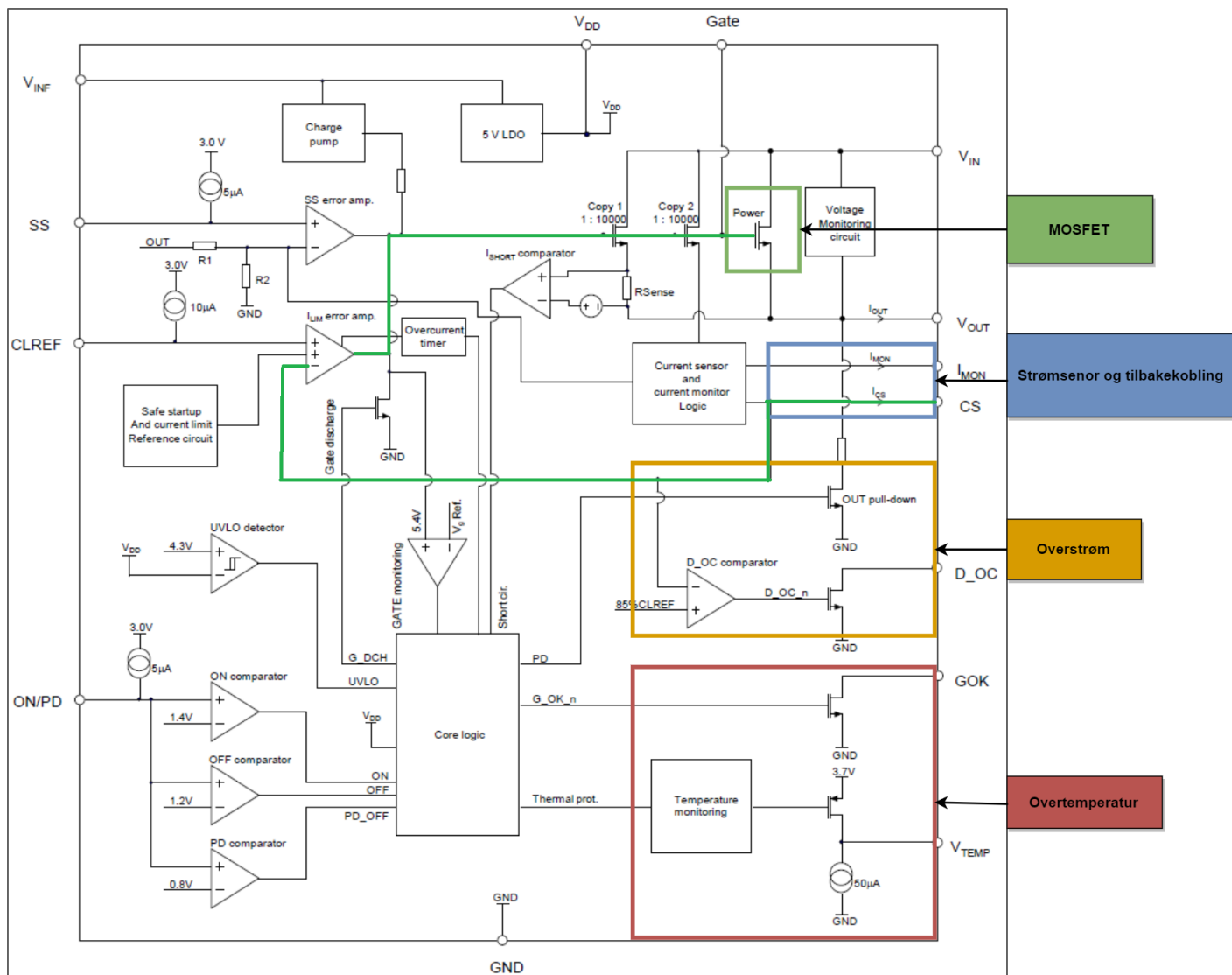
Tabell 5.1 oppsummerer sikringens funksjoner som gir grunnlaget for valget av komponenten, og er hentet fra databladet fra produsenten[60].

STMicroelectronics STEF12H60MA
Maks strømmåling: 60 A
Inngangsspenning: 12 V
Justerbar strømgrense
Lavt spenningsfall grunnet $0.85\text{ m}\Omega$ MOSFET
Programmerbar på-tid.
Presis strøm- og temperaturovervåking.
Statusflagg for overstrøm og feilsignal.
Kretssikring ved avkobling ved overstrøm eller overtemperatur.
Plassbesparende fotavtrykk.
Målesignal kan lett tilpasses ADC.
Mykstartfunksjon ved tilpasning av ekstern kondensator.

Tabell 5.1: Oppsummering av sikringens hovedfunksjoner. Hentet fra [60].

Ved å sammenligne kravene fra underkapittel 5.2 og de oppgitte hovedfunksjonene til sikringen i tabell 5.1, kan det konkluderes med at sikringen oppfyller de kravene som ble satt på forhånd.

I dette prosjektet ble det vurdert andre elektroniske sikringer, blant annet sikringer fra *Texas Instruments*, derav *TPS25985*[62] og *TPS25990*[63]. Fordelene med disse er tilsvarende som for STEF12H60MA, men grunnet et omfattende datablad som kan lede til forvirring, i tillegg til utfordringer med tilgjengelighet er STEF12H60MA et mer hensiktsmessig valg.



Figur 5.3: Blokk-skjema over de interne kretsene i sikringen STEF12H60MAPUR[60].

I figur 5.3 vises de ulike interne kretsene i sikringen.

- **Overtemperatur.** Den røde firkanten illustrerer kretsen hvor ADC-signal for intern temperaturmåling produseres, her vil en analog spenning på 0-3 V gi en indikasjon på hvor høy temperaturen er internt i sikringen.
- **Overstrøm.** I den oransje firkanten illustrerer utgangen, D_OC som blir trekt lav ved overstrøm. Grensen for overstrøm settes ved å sette en motstand mellom CLREF og jord. Hvordan dette er løst er forklart senere i kapittelet.
- **Strømsensor og tilbakekobling.** Strømmåling og dens "følgespenning" er vist i den blå firkanten. I_MON gir ut et ADC-signal som kan leses av mikrokontroller, på 0-3 V. CS er en spenning

som følger strømtrekket. Følger man den grønne linjen, kan man se at når spenningen på CS når nivået til spenningen på CLREF, vil MOSFET-en slutte å lede, vist i den grønne firkanten.

- **MOSFET.** MOSFET-en, vist i grønn firkant, er selve bryteren i sikringen. Når inngangen på transistoren når terskelverdien på 5.7 V vil den skru seg av og lede spenningen vekk fra V_{OUT} . På grunn av en lav motstand på kun $0.85\text{ m}\Omega$ vil effekttapet i sikringen bli minimalt, vist i ligning 5.2 og 5.3.

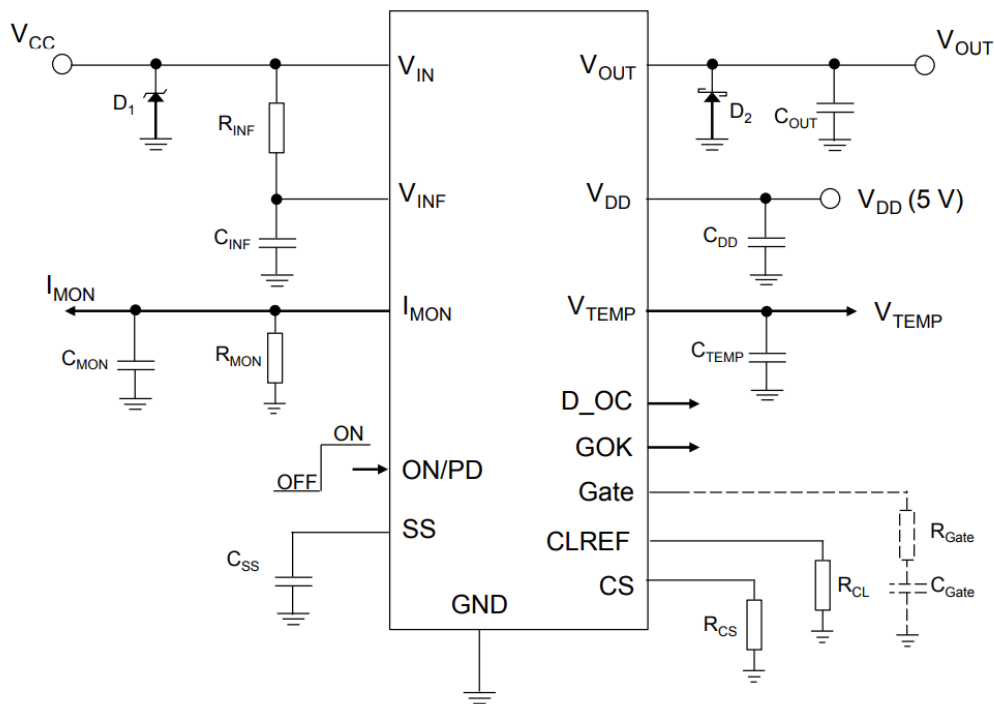
$$\text{Maksimalt spenningsfall} = I_{MOSFET} * R_{MOSFET} = 60 * 0.85 * 10^{-3} = 51\text{ mV} \quad (5.2)$$

$$\text{Maksimalt effekttap} = I_{MOSFET} * V_{MOSFET} = 60 * 51 * 10^{-3} = 3.06\text{ W} \quad (5.3)$$

Ved å finne den termiske motstanden til sikringen, funnet i databladet[60] som $R_{\theta JA}$, til å være 26 grader per Watt, får vi en maksimal temperaturøkning som vist i ligning 5.4:

$$\text{Maksimal temperaturøkning} = R_{\theta JA} * P_{MOSFET} = 26 * 3.06 = 79.56^{\circ}\text{C} \quad (5.4)$$

For at sikringen skal fungere som tenkt, må det benyttes eksterne komponenter. De fleste av disse komponentene har gitt en verdi i databladet, og andre må dimensjoneres ut fra ønsket funksjon på sikringen. I figur 5.4 vises de nødvendige komponentene som må til for å få et fungerende system.



Figur 5.4: Skjematikk for de eksterne komponenter som må tilhøre STEF12H60MAPUR[60].

Komponenter som kondensatorene C_{TEMP} , C_{DD} og C_{MON} har verdier som er gitt i databladet[60]. For strømmåling-signalet, I_{MON} , må R_{MON} velges ut fra en ønsket spenningsverdi på denne utgangen. I_{MON} er gitt i databladet til å være $10 \frac{\mu A}{A}$ [60]. Dette gjør at for en strømgjennomgang på sikringen på 60 A vil I_{MON} gi ut en målestrøm-signal på $600 \mu A$. For å lese av målesignalet med mikrokontrollerens ADC-modul er det nødvendig med en spenning, V_{MON} , som ligger mellom 0 V og 3 V. For å beregne R_{MON} brukes ligning 5.5:

$$R_{MON} = \frac{V_{MON_{maks}}}{I_{MON_{maks}}} = \frac{3}{600 * 10^{-6}} = 5000 \Omega \quad (5.5)$$

Fra databladet er det gitt en verdi for maksimal spenning ut på V_{CLREF} , 1.4 V. Strømmen som blir sendt ut på denne utgangen er $10 \mu A$, lik strømmen på I_{MON} . Denne informasjonen gir oss ligning 5.6:

$$R_{CL} = \frac{V_{CLREF}}{I_{CL}} = \frac{1.4}{10 * 10^{-6}} = 140000 \Omega \quad (5.6)$$

V_{CS} som følger strømtrekket til den treffer 85% av V_{CLREF} må ha en motstand, R_{CS} , som er dimensjonert ut fra spenning på CLREF. Databladet gir oss ligning 5.7:

$$I_{LIM} = \frac{V_{CLRERF}}{R_{CS} * A_{CS}} \quad (5.7)$$

Denne kan skrives om for å finne verdien til R_{CS} vist i ligning 5.8:

$$R_{CS} = \frac{V_{CLREF}}{A_{CS} * I_{LIM}} = \frac{1.4}{10 * 10^{-6} * 60} = 2333\Omega \quad (5.8)$$

En tabell med alle de eksterne komponentene tilhørende sikringskretsen er vist under:

Navn	Verdi	Funksjon	Funnet
R_{MON}	5 k Ω	Produsere spenningsfall	Utrekning
R_{CL}	140 k Ω	Produsere spenningsfall	Utrekning
R_{CS}	2.3 k Ω	Produsere spenningsfall	Utrekning
R_{INF}	68 Ω	Spenningsfall og filtrering	Datablad
C_{MON}	0.1 μF	Filtrering	Datablad
C_{INF}	100 μF	Filtrering	Datablad
C_{DD}	1 μF	Filtrering	Datablad
C_{TEMP}	0.1 μF	Filtrering	Datablad
C_{SS}	100 nF	Filtrering	Datablad

5.3.2 Strømmåling og sikring for 5 V-krets

Sikring

Komponentene i 5 V-kretsene har i hovedsak et stabilt strømtrekk under fartøyets drift. Raske transienter vil ikke oppstå på samme måte som fra forsyningskretsen til fremdriftsmotorene. Av den grunn blir det ikke utviklet en sikringskrets i tillegg til kretsvernet som spenningsregulatoren har internt. Kretsvernet for 5 V-kretsen baserer seg i hovedsak på spenningsregulatorens interne sikringsmodul som består av sikring for overstrøm, overspenning og overtemperatur[64].

Spenningsregulatorens maksimale tillatte strøm under drift er 20 A. I følge databladet[64] vil regulatoren kobles ut ved et strømtrekk på 105% av denne verdien, altså 21 A. Topologien på regulatoren er ukjent, og dermed ikke mulig å analysere denne kretsen nærmere. Videre i databladet er det spesifisert at regulatoren kan nullstilles ved av- og påkobling.

Overspenningvernet er også en intern funksjon i spenningsregulatoren, men uten topologien til regulatoren blir det vanskelig å kommentere videre. Spenningsregulatorens maksimale driftstemperatur er 120°C og dersom temperaturen i regulatoren stiger over denne verdien vil den interne temperatursikringen slå ut utgangen til regulatoren.

Måling

For å måle strømtrekket fra kretsene brukes strømmålere som baserer seg på halleffekt-prinsippet. I denne oppgaven gåes det ikke inn i grundig teori rundt halleffekt-prinsippet, men de grunnleggende prinsippene til sensoren er listet i kulepunktene under:

- I kretsbanen dannes det et magnetisk felt som er proporsjonal til strømflyten[65].
- I en halleffekt-sensor som plasseres vinkelrett på det magnetiske feltet vil det induseres en spenning som er proporsjonal til styrken til det magnetiske feltet[65].
- Den induerte spenningen blir forsterket av en operasjonsforsterker og filtrert, og det resulterende analoge målesignalet kan innhentes av mikrokontrollerens ADC-modul.

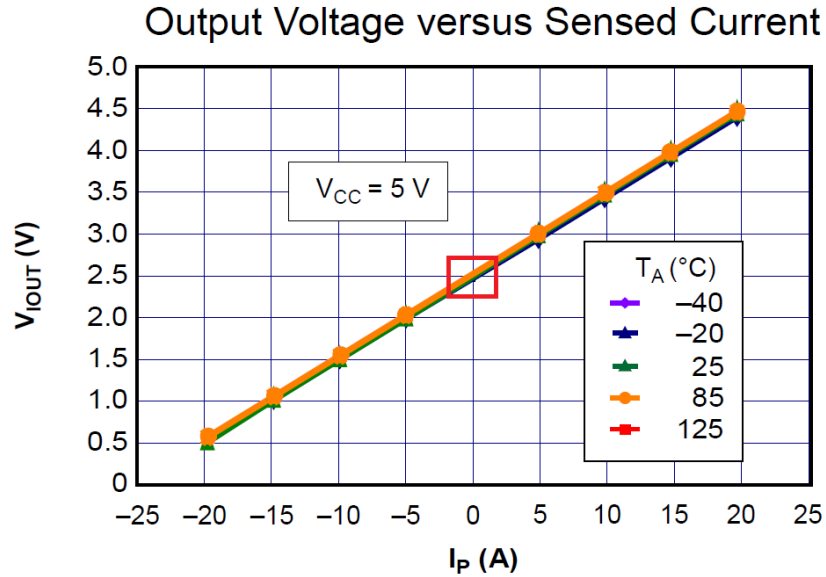
Dimensjoneringen av strømsensoren baserer seg på maksimal strømflyt gjennom spenningsregulatoren[24] som er 20 A . Videre er kravet til sensoren at den ikke krever en ekstern krets for spenningstilpasning og måle- og filtrering med et stort antall komponenter.

Valget for strømsensoren i årets prosjekt er *Allegro ACS712*, og er vist i figur 5.5. Strømsensoren er en utprøvd og velkjent komponent, og er velegnet til kraftforsyninger. De hovedsaklige grunnene for valget av komponenten er listet opp under:



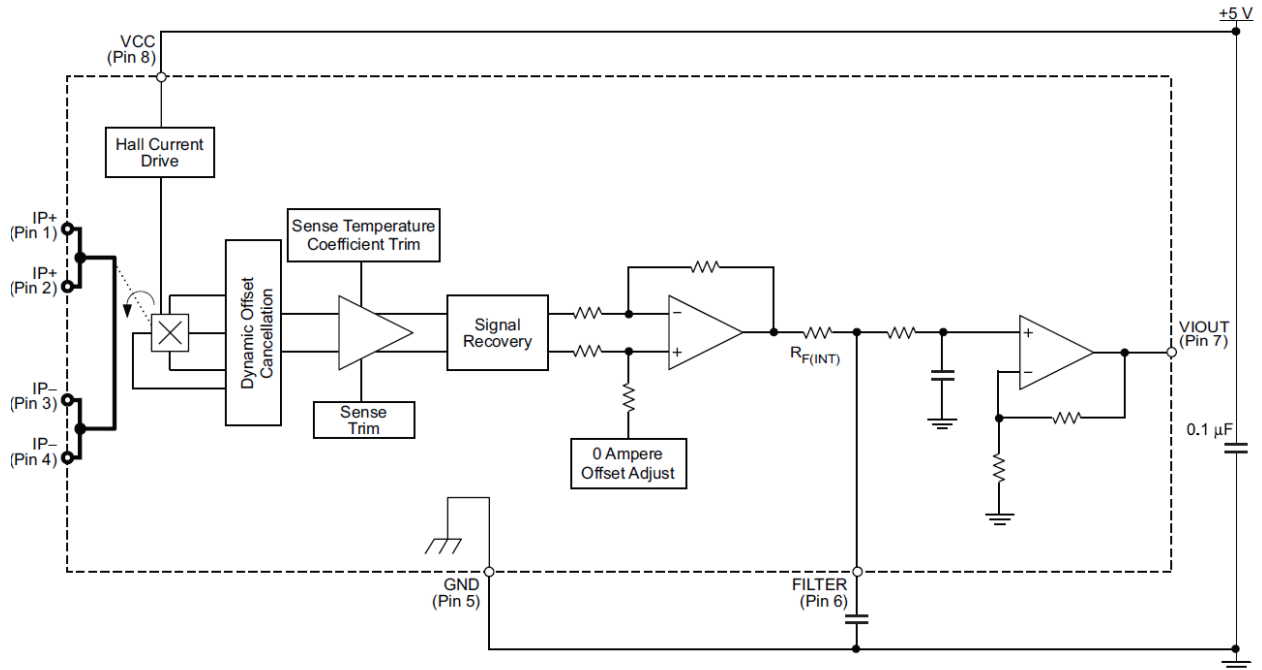
Figur 5.5: Utgangsspenningen fra sensoren i forhold til strømflyten som blir målt. Spenningsverdien ved nullstrøm er vist i den røde firkanten. Figuren er hentet fra [66].

- Spenningsverdien for null-strømmen er enkelt tilgjengelig i databladet der det oppgis en nullstrøm på 2.5 V for en inngangsspenning på 5 V . Et utsnitt av dette er vist i figur 5.6.



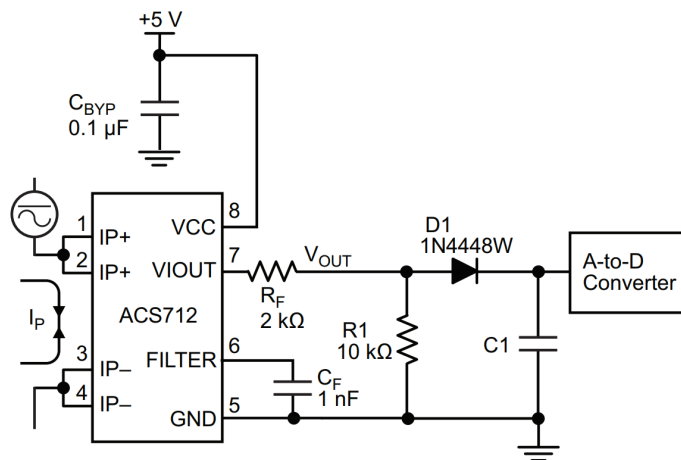
Figur 5.6: Utgangsspenningen fra sensoren i forhold til strømflyten som blir målt. Spenningsverdien ved nullstrøm er vist i den røde firkanten. Figuren er hentet fra [66].

- Som vist i figur 5.7 har strømsensoren en utgang for tilkobling av ekstern kondensator som sikrer nøyaktige målinger i støyete omgivelser.



Figur 5.7: Blokkskjema av de strømsensorens interne kretser, og filterutgangen på *PIN 6* er vist. Figuren er hentet fra [66].

- Anbefalte oppsett for spenningstilpasning til ADC er vedlagt i databladet[66] som gir en oversikt over omfanget og størrelsen på målekretsen, og et utsnitt av en spenningstilpasning for 3.3 V er vist i figur 5.8.



Figur 5.8: Anbefalt oppsett for spenningstilpasning til ADC. Figuren er hentet fra [66].

Konklusjon

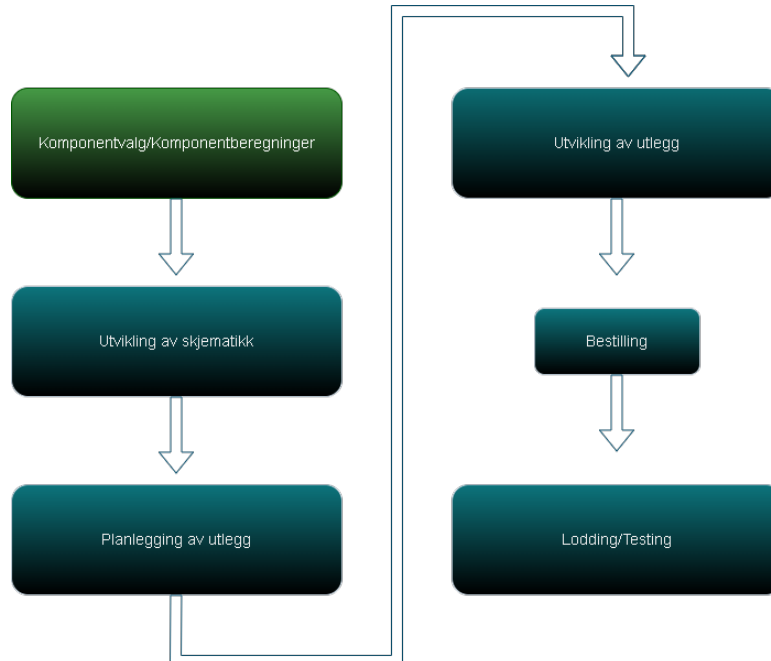
Valg av strømsensorer og sikringer er alltid situasjonsavhengig, og det vil variere fra system til system. ROV-ens behov for strømovervåking og måling er todelt. For de to 12 V-kretsene kreves det måling og sikring av fremdriftsmotorenes, og manipulatorenes strømtrekk. De store transientene forårsaket av fremdriftsmotorene krever en sikring som kan tåle høye strømmer, men og har mykstart-funksjon for å håndtere raske pådragsendringer. Av disse grunner blir det i dette prosjektet valgt strømsensoren og overstrømssikringen STM STEF12H60MA. Formålet med denne komponenten er å erstatte fjorårets løsning med bruk av strømmålere og eksterne, komparatorbaserte sikringskretser.

For sikring og måling av lavstrømskomponentene i 5 V-kretsen er det ikke behov for strømstyring ved bruk av sikringer med mykstart-funksjon. I disse kretsene forutsettes det at spenningsregulatorens[24] interne sikringskrets er tilstrekkelig. For måling av strømtrekket tas det utgangspunkt i halleffekt-sensorer der fjorårets løsning[18] blir gjenbrukt. For en enkel spenningstilpasning for ADC-en blir strømsensoren Allegro ACS712 valgt.

Kapittel 6

Kretskortutvikling

Dette kapitlet vil gå gjennom prosessen som foregår fra valg av komponenter frem til ferdig produsert og loddet kretskort. Kretskortutviklingen starter i grunn fra begynnelsen av prosjektet, helt fra man bestemmer seg for hvilke spesifikasjoner sluttproduktet skal ha vil mer eller mindre alle valg som blir tatt ha noe å si for utviklingen. Det er viktig å gjøre gode forberedelser og komponentvalg før man begynner med design av skjemategninger, for å unngå komplikasjoner senere i prosjektet. Komponentvalg, komponentberegninger og andre beregninger i dette kapitlet er gjort på bakgrunn av utledningene gjort i kapittel 3, 4 og 5, og ved bruk av IPC-2221, *Generic Standard on Printed Boards* [67]. Denne standarden inneholder detaljerte tekniske spesifikasjoner for plassering av komponenter, materialvalg, produksjonsprosessen og testing. Kretskortkapitlet vil hovedsaklig bestå av fire deler, illustrert i blokkskjema vist i figur 6.1 og forklart i tabellen under.



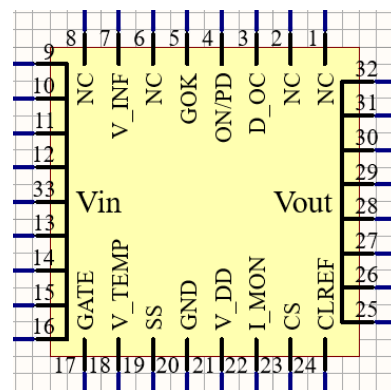
Figur 6.1: Fremdrift ved kretskortutvikling

Utvikling av skjemateikk	Her vil det på bakgrunn av komponentvalgene gjort tidligere i prosjektet bli designet skjemategning for de forskjellige delene av systemet. Det vil hovedsaklig være en spenningsreguleringskrets og en måle-/sikringskrets som er hoveddelene av kretskortene.
Planlegging av utlegg	Denne delen vil gå ut på beregninger av banetykkelse, utformingen av kretskortene og utførelse av skjemateikk i praksis. Her vil det også bli tegnet fotavtrykk som kanskje er den mest kritiske delen av utviklingen.
Utviking av utlegg	Her vil det bli gjort plassering av de ferdig tegnede komponentene ut på utlegget, legging av baner og generering av Gerber-filer, før kortene kan legges inn til bestilling.
Lodding/testing	Etter kortene er ferdig produsert og komponentene er bestilt er det klart for å lodde på plass alle komponenter. Underveis i loddeprosessen vil det bli testet at de ulike delene fungerer som de skal.

6.1 Skjemategning

Det er utviklingsverktøyet *Altium Designer* som er blitt brukt til design av kretskortene. For å lage et oversiktlig og lett lesbart kretsskjema er det viktig å tegne komponentene i rett størrelse og med gode benevninger. Hovedmålet med skjemategningene er at det skal være enkelt for utenforstående å forstå hva som er gjort og se hvordan man skal kunne feilsøke på kretskortene.

Den første oppgaven som må utføres er å tegne de forskjellige komponentene. Dette gjøres ved å bruke standardsymboler for komponenter. For de mer komplekse komponentene som spenningsregulatorer og sikringer, vil de bli tegnet som en boks med tilkoblingspunkter relatert til hver utgang på de individuelle komponentene. Et eksempel av skjemateikk for sikringen til 12 V kretsen er vist i figur 6.2.



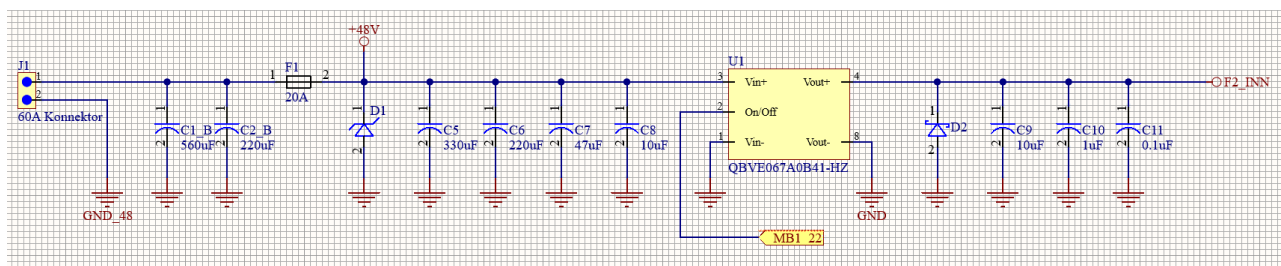
Figur 6.2: Skjemateikk for illustrering av sikring i 12 V krets. STEF12H60MA[60].

6.1.1 Spenningsregulering

Inngangsspenningen på 48 V fra land gjennom tjoren kommer inn i elektronikkhuset med to ledere. Disse lederne blir tatt rett inn på kraftforsyningens kretskort via tre kontakter av typen som vises i figur 6.3. Kontaktene er skrutilkoblinger og er dimensjonert for en strømbelastning på 60 A. Kravet om en slik strømbelastning er at de også skal brukes på utgangen til fremdriftsmotorene som har et estimert maksimalt strømtrekk på 50 A. For å oppnå et symmetrisk utseende på kortet er inngang og utgang identiske. Som vist i figur 6.4 er inngangen sikret med 20 A på 12 V-kortene og fra figur 6.5 vises sikringen på 5 A på 5 V-kortet. Dette er for å sikre ned i forhold til hovedsikringen som er plassert ute på tjoren for å hindre overstrøm og skade på komponenter. Etter sikringene kommer inngangsdioder og inngangskondensatorer for å håndtere spenningsrippler. *On/Off* eller *enable*-pinnen til 12 V-regulatoren blir styrt via mikrokontroller for å skru av tilførselen til sikringen om denne skulle slå ut.

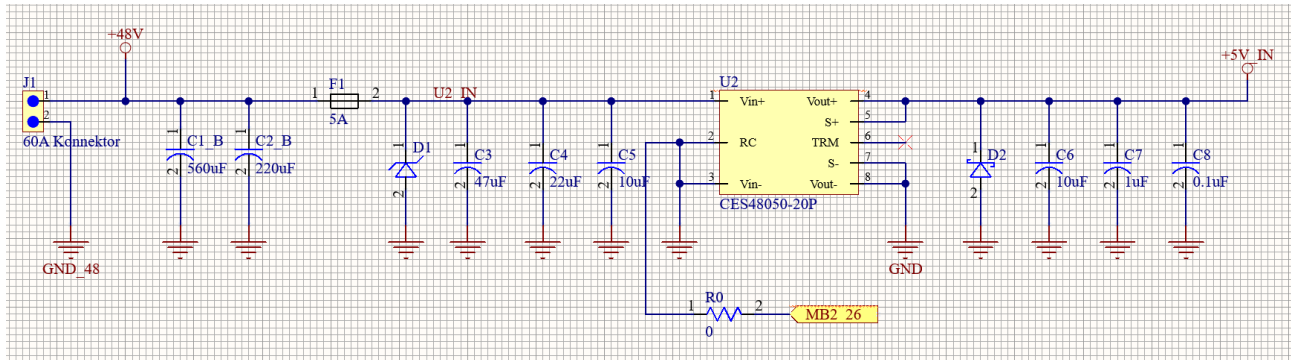


Figur 6.3: 60 A kontakt for inntak av spenning til reguleringssystem. Hentet fra [68].



Figur 6.4: Regulering fra 48 V til 12 V.

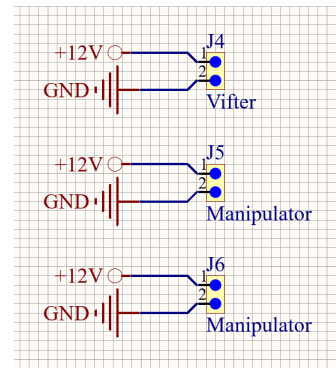
For 5 V-reguleringen er inngangen bygd opp på samme måte som på 12 V-kortene. Inngangssikringen er redusert til 5 A fordi den totale effekten for 5 V kun er 100 W. *RC/enable*-pinnen til regulatoren er kortsluttet til minussiden av regulatoren for å skru regulatoren på. Det er lagt inn et fotavtrykk for en 0 Ω - motstand mellom *RC* og mikrokontrolleren av den grunn at denne regulatoren forsyner alle mikrokontrollere, som gjør det vanskelig å styre denne regulatoren fra en ekstern mikrokontroller som driftes på 5 V. Derfor vil denne ikke loddes på og regulatoren vil stå på hele veien ved hjelp av kortslutningen til minussiden av regulatoren.



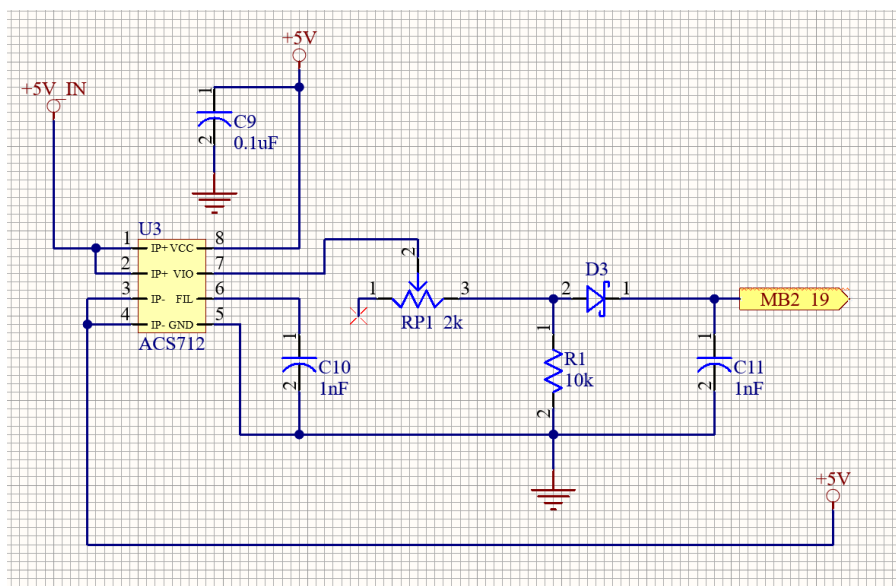
Figur 6.5: Regulering fra 48 V til 5 V.

6.1.2 Sikringskrets 12V

Funksjonsspesifikasjoner som gir utgangspunktet for denne kretsen (figur 6.7) er gitt i kapittel 5. Inngangen til denne delen av kretsen kommer fra utgangen av reguleringskretsen. Her vil det komme en stabil spenning på 12 V på inngangen som vil sikres gjennom F2[60] og ut til J2[68], og brukes som tilførsel til fremdriftsmotorene. Denne kretsen sender også status for sikringen og ADC-signaler for måling av strømtrekk og sikringstemperatur til mikrokontrolleren. Utgangen av denne kretsen skal i tillegg til fremdriftsmotorene også brukes som tilførsel til manipulatorene og viftene som brukes som kjøling av de tre kortene som skal produseres. Kontaktene[69] som blir brukt, J4, J5 og J6, er også svarer slik som inn- og utgangskontaktene for et estetisk penere resultat. De tåler 3 A hver som er nok til å drive hver sin steppermotor og tre vifter. Skjema for disse kontaktene vises i figur 6.6



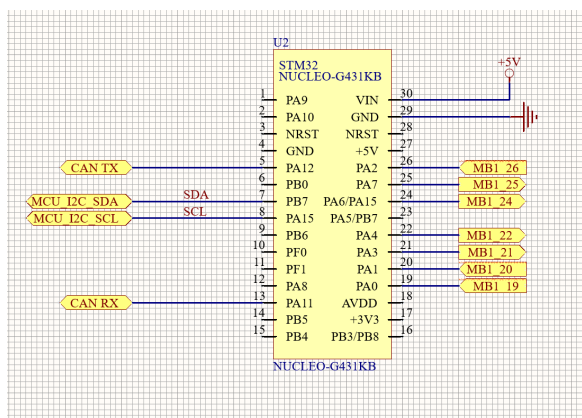
Figur 6.6: 3 A's utganger til vifter og manipulatorene.



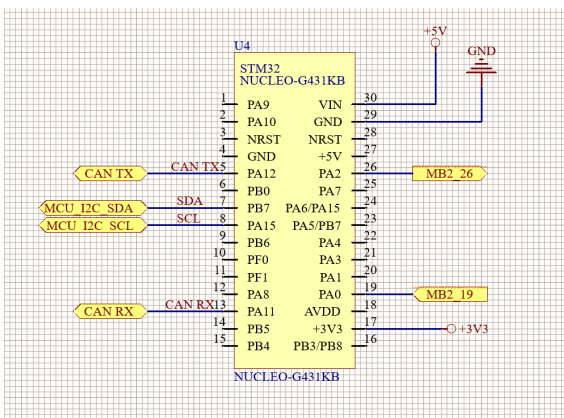
Figur 6.8: Målekrets for 5 V.

6.1.4 Mikrokontroller

Innganger og utganger fra mikrokontrolleren er høyst viktig å få rett helt fra man begynner med skjemategningen, og hvordan de forskjellige pinnene opererer er utledet i kapittel 7. Et utsnitt fra skjemategningen til mikrokontrolleren på 12 V-kortene er vist i figur 6.9, og skjemategningen for mikrokontrolleren til 5 V-kortet er vist i figur 6.10.



Figur 6.9: Mikrokontroller for 12 V

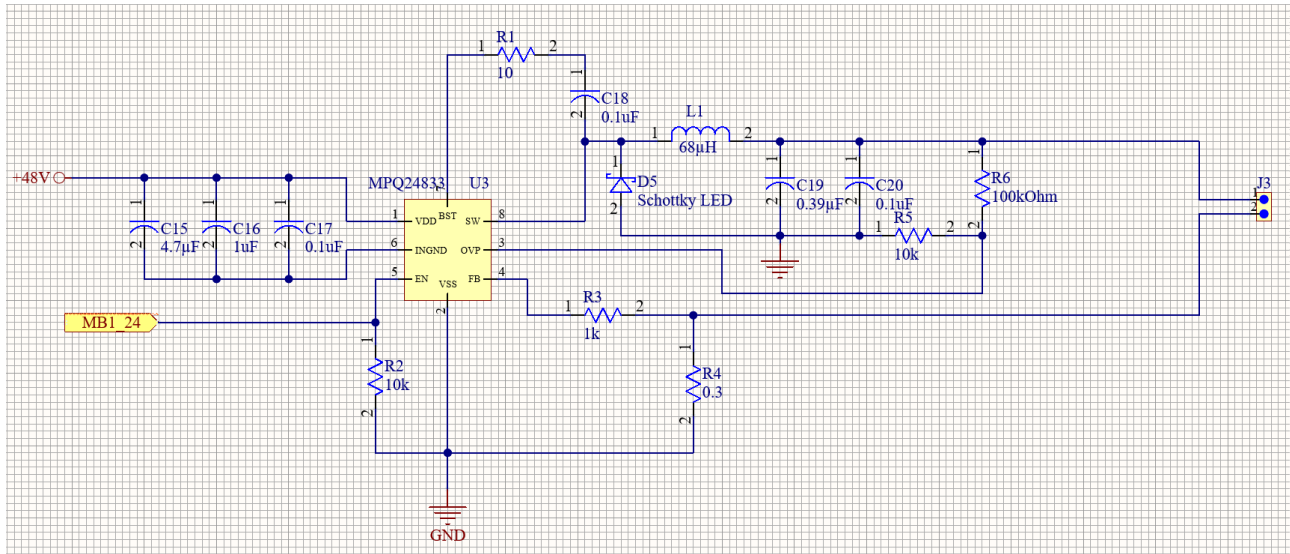


Figur 6.10: Mikrokontroller for 5 V

6.1.5 LED-driver

For å få stabil og jevn spenning ut på LED-diodene er det viktig med en driverkrets. En god driverkrets øker levetiden til diodene betraktelig. Som diskutert i kapittel 8 blir fjorårets løsning av lys til ROV-en også brukt i årets prosjekt. Denne leddriveren[71] har mulighet til å ta inn 48 V på inngangen og gir ut 24 V ved å sette opp kretsen som vist i figur 6.12 og er hentet fra databladet[71] til driveren. Det

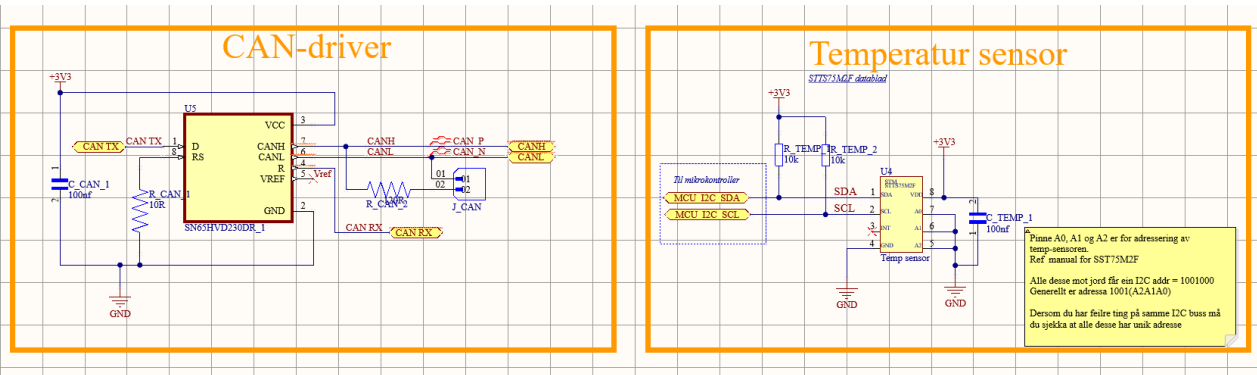
vil her bli sendt et PWM-signal fra mikrokontrolleren ut til driveren og ved å justere dette signalet dimmes lyset i diodene.



Figur 6.11: Krets for LED-driver

6.1.6 Temperatur og CAN

Disse to kretsene er utarbeidet av sensor- og kommunikasjonsgruppen og er felles for alle grupper. Temeperaturkretsen for å måle temperatur på alle kretskort og CAN-kretsen for sending av data ut på PCI.



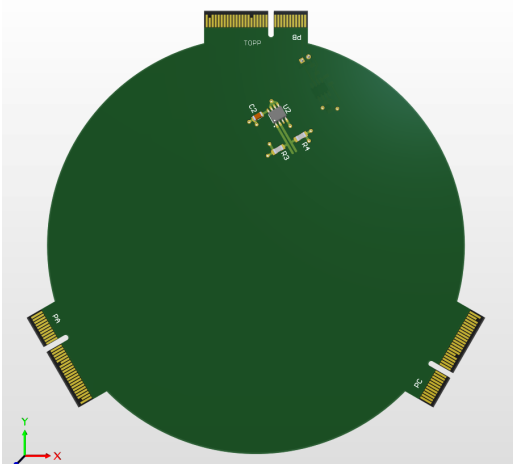
Figur 6.12: Krets for LED-driver

6.2 Planlegging av utlegg

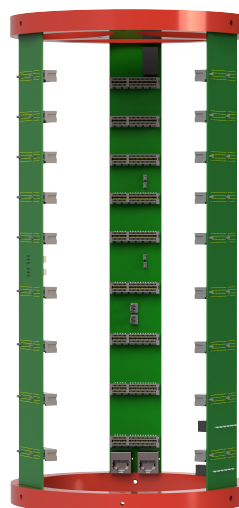
Planleggingen av utlegget er en viktig del av utviklingen da dette er en del som må gjøres i samarbeid med alle andre grupper. Her er det viktig at man koordinerer godt slik at det ikke blir komplikasjoner med plass og dimensjoner inne i elektronikkhuset. Det vil også i denne delen bli tegnet fotavtrykk, en veldig kritisk del av utviklingen da feil fotavtrykk kan ha store konsekvenser for sluttresultatet.

6.2.1 Utforming av kretskort

I årets prosjekt er utformingen på kretskortene blitt standardisert av kommunikasjonsgruppen. Selve elektronikkhuset vil ha samme syndlinderform som på fjorårets ROV, og det har da blitt lagt til grunn at for å maksimere areal av kretskort vil en sirkulær form på kortene være optimal. Kortene vil ha tre kontaktpunkt, som til sammen vil danne en meget stabil og solid likesidet trekant. Disse tre kontaktpunktene vil bli tilkoblet hver sin bakplate, som vil bli brukt til kommunikasjon mellom de forskjellige kortene inne i elektronikkhuset. Disse bakplatene vil også være gunstig med tanke på at man vil slippe bruk av kabler og ledninger mellom kortene. Under i figur 6.13 vises det utgangspunktet alle gruppene fikk ved starten av prosjektet. I figur 6.14 vises bakplatene med kontaktpunkt for alle kretskortene som skal monteres inne i elektronikkhuset.



Figur 6.13: Mal til kretskortutviklingen



Figur 6.14: 3D-modell av bakplatene i elektronikkhuset

6.2.2 Beregning av banebredde

I IPC-2221[67] er det oppgitt en formel for å beregne strømbegrensning i baner:

$$I = k\Delta T^b A^c \quad (6.1)$$

Der:

I er maksimalt strømtrekk i banen [A].

k er en konstant for interne eller eksterne baner.

ΔT er forventet maks temperaturøkning fra omgivelsestemperaturen [$^{\circ}C$].

A er arealet [$mils^2$].

b og c er konstanter som blir gjort rede for i IPC-4562, Metal Foil for Printed Board Application[72].

Ved å først vite det maksimale forventede strømtrekket og heller ønske arealet av banen, kan ligning 6.1 skrives om til ligning 6.2.

$$A = \left(\frac{I}{k * T_{Rise}^b} \right)^{1/c} \quad (6.2)$$

Konstanten "k" er en konstant for eksterne eller interne baner. For eksterne baner er er konstanten 0.048 og for interne baner er konstanten 0.028. "b" og "c" er konstanter for henholdsvis temperaturstigningen og strømtrekket, og disse er gitt fra IPC-4562 som 0.44 og 0.725. Ved å vite et forventet maksimalt strømtrekk på rundt 50 A og temperaturstigning på rundt 30 °C kan formelen utledes videre for å finne banebredden i millimeter.

Tilleggsinfo for videre beregninger:

$$1mils = 0.0254mm$$

$$0.1mm = 3.1414 \frac{oz}{ft^2}$$

Beregning av bredde på 12V:

$$A[mils^2] = \left(\frac{I[A]}{k\Delta T[deg C]^{0.44}} \right)^{1/0.725} \quad (6.3)$$

$$Bredde[mils] = \frac{Areal[mils^2]}{Tykkelse[oz/ft^2] * 1.378[mils/(oz/ft^2)]} \quad (6.4)$$

$$Bredde[mm] = \frac{0.0254 \left(\frac{I[A]}{k\Delta T[deg C]^{0.44}} \right)^{1/0.725}}{Tykkelse[oz/ft^2] * 1.378[mils/(oz/ft^2)]} \quad (6.5)$$

$$Bredde[mm]_{12V} = \frac{0.0254 \left(\frac{50}{0.048 * 30^{0.44}} \right)^{1/0.725}}{3.1414 * 1.378} = 10.8 \text{ mm} \quad (6.6)$$

$$Bredde[mm]_{5V} = \frac{0.0254 \left(\frac{20}{0.028 * 30^{0.44}} \right)^{1/0.725}}{2.2 * 1.378} = 9.18 \text{ mm} \quad (6.7)$$

Beregning av bredde på 5V:

$$Areal[mils^2] = \left(\frac{20}{0.028 * 30^{0.44}} \right)^{1/0.725} = 1096mils^2 \quad (6.8)$$

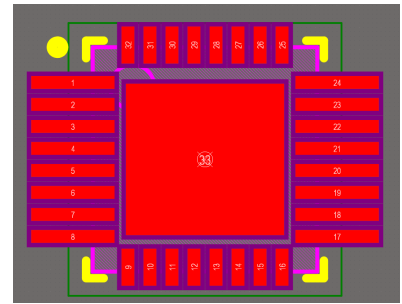
$$Bredde[mils] = \frac{1096}{2.2 * 1.378} = 361mils \quad (6.9)$$

$$Bredde[mm] = Bredde[mils] * 0.0254 = 9.18mm \quad (6.10)$$

Grunnen til at det er valgt å bruke intern bane på 5 V-kortet er at dette har mindre fare for kortslutning under testing eller ved andre uforutsette hendelser. Dette vil selvfølgelig øke bredden på banen, men i dette tilfellet vil det ikke være noe problem da banebredden kun kom på rundt 9 mm.

6.2.3 Fotavtrykk

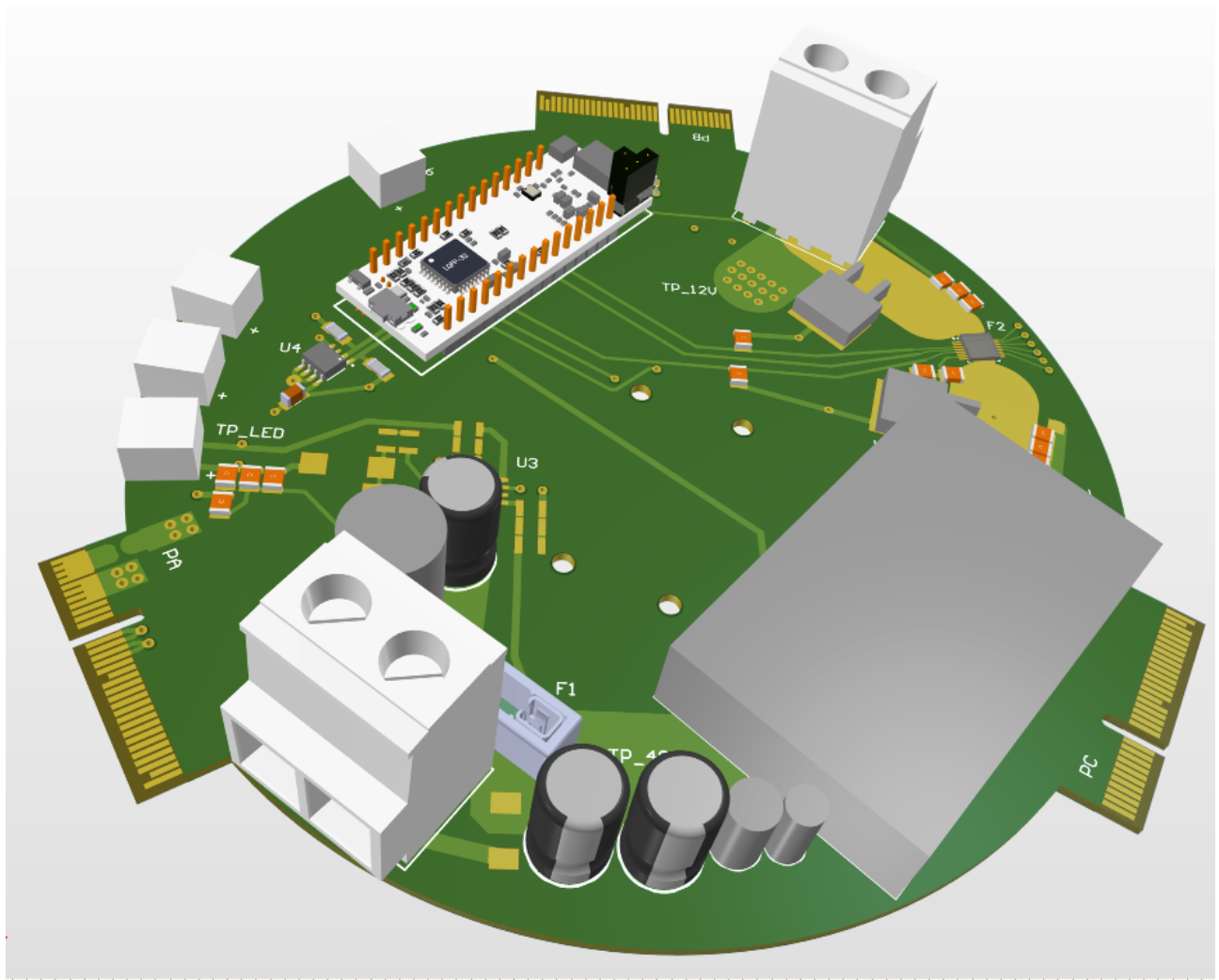
Tegning av fotavtrykk er en de mest kritiske oppgavene under kretskortutviklingen. Det er veldig viktig at disse blir tegnet rett slik at man unngår å måtte kappe baner eller gjøre andre modifikasjoner på ferdig produsert kretskort. I dette prosjektet er alle fotavtrykk tegnet enten kun med kunnskap fra datablad til de enkelte komponentene eller ved hjelp av et ferdig hjelpemiddel i Altium, IPC Compliant Footprint Wizard[73]. Dette er et verktøy hvor man fyller inn mål man finner i databladet til komponenten og Altium genererer et ferdig fotavtrykk som spesifisert av brukeren. Figur 6.15 viser et fotavtrykk generert på denne måten, som tilhører sikringen i 12 V- kretsen. Dette fotavtrykket ble modifisert i ettertid, hvor loddefeltene på høyre og venstre side ble forstørret slik at de skulle være lettere å komme til i senere tid. Dette viste seg å være en fordel når loddeprosessen kom i gang.



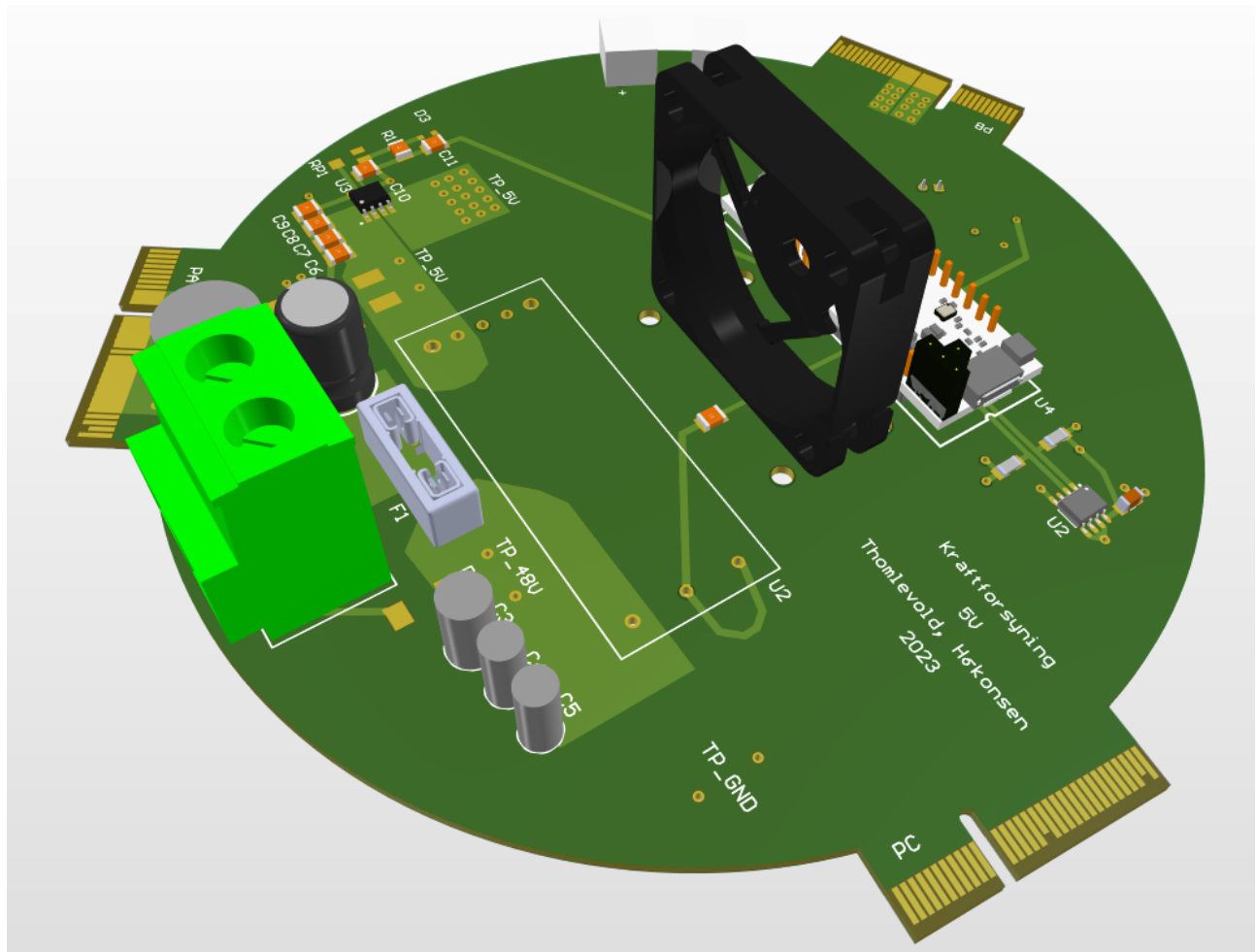
Figur 6.15: Fotavtrykk for sikring i 12 V's krets. STEF12H60MAPUR[60]

6.3 Utlegg

Utformingen på kretskortene kan gjøre det vanskelig å plassere de største komponentene på en estetisk fin måte. Regulatorne som blir brukt til 12 V- kortene er firkantet og har en størrelse på 5.8x3.7 cm, som tar opp store deler av kortet. Det er også dimensjonert brede baner på kortene som må ha en viss lengde og dette er for å ha mulighet til å plassere små komponenter som dioder og kondensatorer. Store strømmer fungerer ofte dårlig sammen med skarpe svinger, derfor vil det være hensiktsmessig å legge opp kretsen fra forsyningen til utgangen til fremdriftsmotorene på en måte som unngår dette. Det vil hovedsaklig bli lagt vekt på utlegget til 12 V-kortene i dette kapittelet da 5 V- kortet har et mye enklere design og alle beslutninger som er gjort for 12 V er også gjort for 5 V. I figur 6.16 og 6.17 vises 3D-modeller av de ferdige utleggene som ble sendt inn til produksjon.



Figur 6.16: 3D-modell av de ferdige 12 V-kortene.

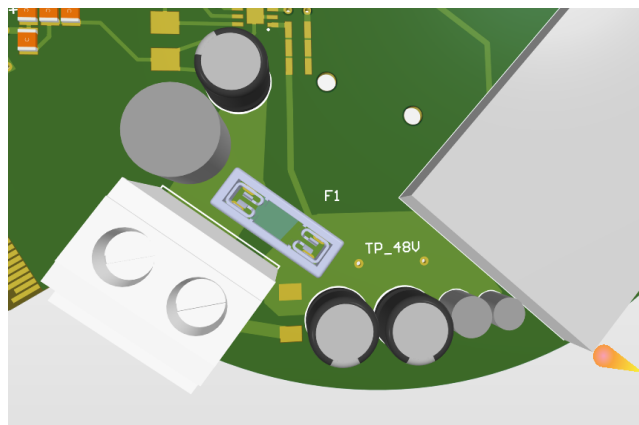


Figur 6.17: 3D-modell av det ferdige 5 V-kortet.

Når man designer kretskort kan man selv bestemme antall ledende lag som skal være i selve kortet. I prinsippet er det ikke nødvendig med mer enn to lag for kortene som skal produseres i dette prosjektet, med tanke på baner og komponenter, men det finnes mange fordeler med å ha flere lag i mellom topp- og bunnlaget. Det ble valgt å bruke fire lag, dette for å kunne bruke de to lagene i midten av kortene til et spenningsførende lag og et jordlag. Kortene ble noe dyrere ved å velge fire lag istedet for to, men fordelene er så mange at det ble sett bort fra pris i dette tilfellet. I tabell 6.3 under vises fordelene ved å ha spennings- og jordlag på kortene.

Elektromagnetisk kompatibilitet(EMC)	Ved å plassere spenningslaget og jordlaget i midten av kretskortet, reduseres den elektromagnetiske utstrålingen fra kretsen. Dette er fordi de to lagene danner et slags skjold som begrenser strålingen fra de ytterste signalbanene.
Støy/interferens	Plassering av spenningslaget og jordlaget i midten av kretskortet bidrar til å redusere støy og interferens mellom de forskjellige lagene. Dette oppnås ved å skape et lavimpedans strømretur og en jevn referanseplan for signalene på de ytterste lagene.
Strømretur og induktans	Ved å plassere spennings- og jordlagene i midten av kretskortet, reduseres avstanden mellom de to lagene. Dette fører til kortere strømretur og lavere induktans, som igjen bidrar til bedre elektrisk ytelse og mindre støy.
Termisk ytelse	Spennings- og jordlagene i midten av kretskortet fungerer også som et termisk plan. De bidrar til å spre varme som genereres av komponenter på kretskortet og reduserer risikoen for overoppheting.
Layout	Med spennings- og jordlagene i midten av kretskortet blir det lettere å utføre layout av signalbanene på de ytterste lagene. Dette er fordi det oppnås en jevn referanseplan for signalbanene som håndterer utfordringer med strømretur og støy mellom de ulike lagene.

Rundt om på de forskjellige kortene vil det bli plassert testpunkter. Disse er viktige for å enkelt kunne teste de forskjellige kretsene på kortene. Testpunktene vil bestå av to stykk *via* som det vil bli loddet en ledningsstump i mellom, for å enkelt kunne knipe seg fast med testutstyr. I figur 6.18 vises et slikt testpunkt for inngangsspenningen til 12 V- regulatoren.



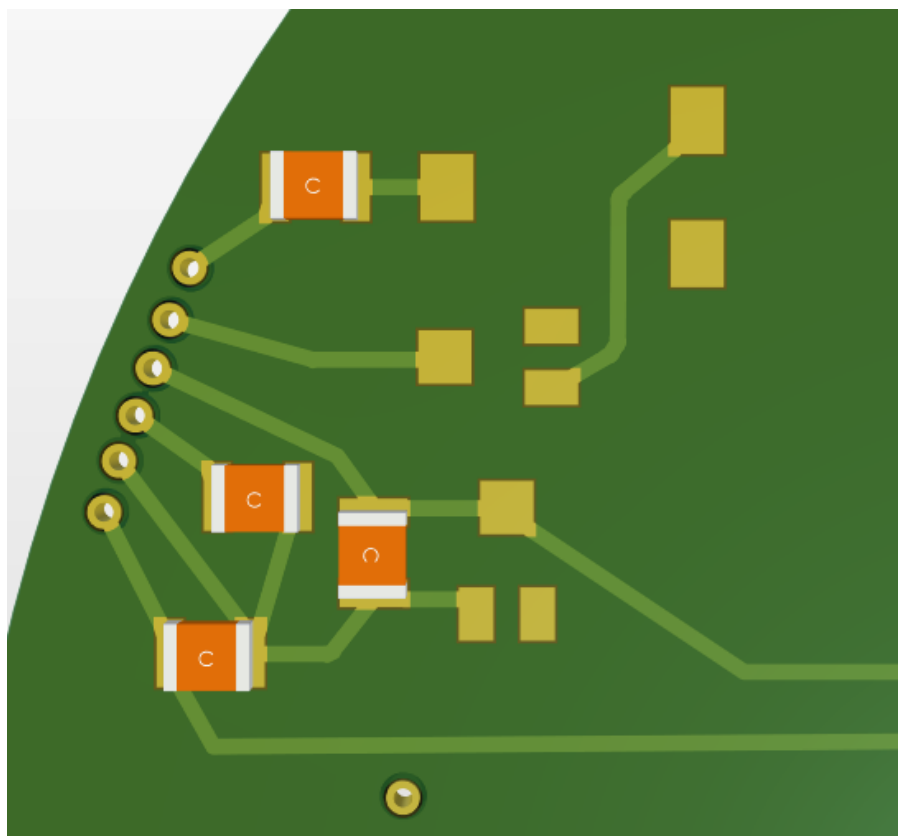
Figur 6.18: 3D-modell av inntaket til 12 V's kortene.

Videre fra inntaket går spenningen gjennom regulatoren og ut til sikringen. Fra sikringen går det flere baner til mikrokontroller, og de mest utsatte banene er de som fører ADC-signal for måling av

strømtrekk og temperatur. Analoge signaler er mottakelige for støy og det er derfor viktig å redusere mengden så mye det lar seg gjøre. Derfor er banene som fører disse signalene lagt på undersiden av kortet, hvor det er minimalt med komponenter, for å holde seg vekke fra komponenter som produserer mye støy. I figur 6.19 og 6.20 vises sikringskretsen og alle tilhørende utganger.



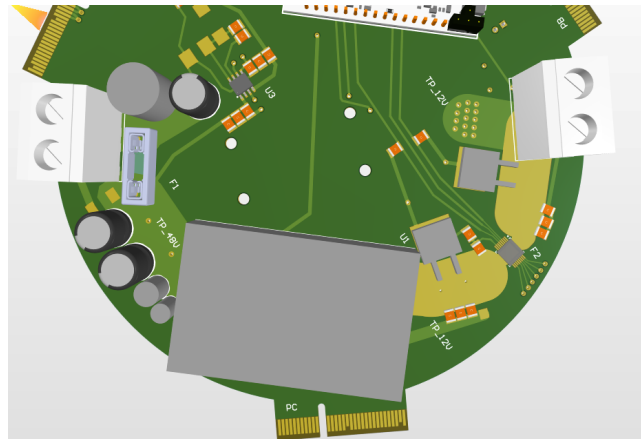
Figur 6.19: 3D-modell av sikringskretsen på topplaget. ADC-signal, via nummer tre fra toppen.



Figur 6.20: 3D-modell av sikringskretsen på bunnlaget.

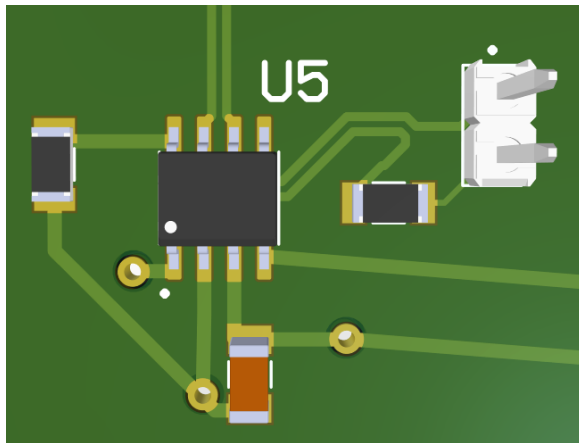
Etter sikringskretsen er på plass er "hovedkretsen" på kortet ferdig. Som det kommer frem i figur 6.21 er komponentene og banene tilhørende denne kretsen lagt i ytterkant av kortet, dette for å holde støyproduserende komponenter unna alle andre småkomponenter på resten av kortet. Denne avstanden

i kombinasjon med de to støyreduserende lagene i midten av kortet gjør at støy skal bli et lite problem på disse kortene.

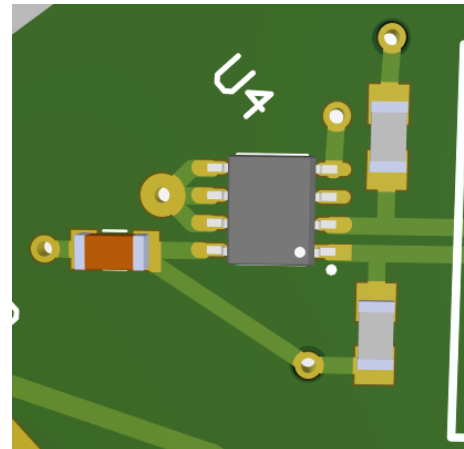


Figur 6.21: 3D-modell av hovedkretsen, fra inntak til uttak for thrustere.

Komponentvalg og utlegg for CAN-kretsen og for temperaturkretsen er standardisert for alle grupper. Disse kretsene kom ferdig lagt ut sammen med malen for kretskortet som gruppene fikk utdelt i starten av prosjektet. I figur 6.22 ser man IC-en, SN65HVD23[74], for mottak og sending av data via CAN. I figur 6.23 vises IC-en, STTS75[75], for måling og sending av temperaturdata.



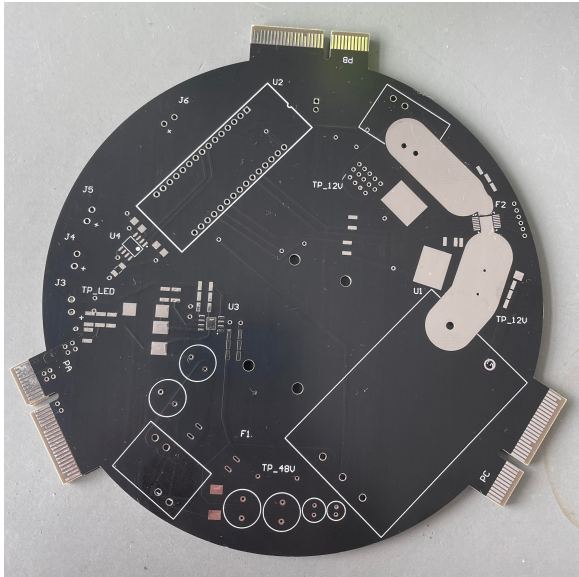
Figur 6.22: CAN-krets for sending av data.



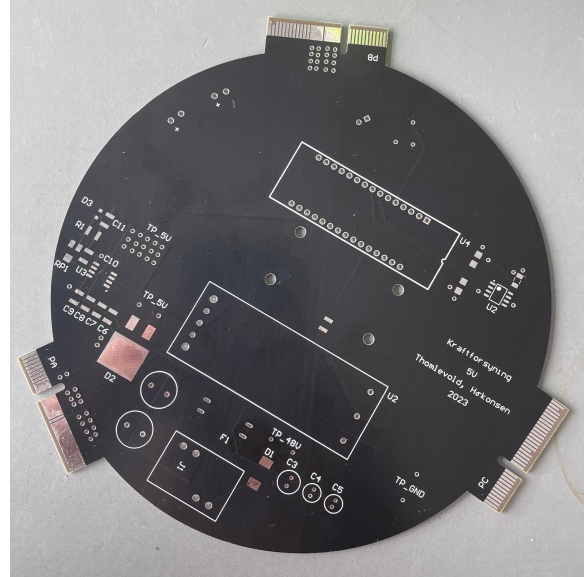
Figur 6.23: Temperaturkrets for måling av temperatur.

Etter alle baner og komponenter er ferdig plassert er det klart for å generere *Gerber*-filer. Disse filene deler opp utlegget i forskjellige deler ut fra hva maskinene som produserer kortene klarer å håndtere av gangen. Det vil for eksempel genereres en egen fil for boring av hull og en egen fil for alt av kobber på hvert lag.

Nederfor i figur 6.24 og 6.25 vises de ferdig produserte kretskortene.



Figur 6.24: Kretskort for 12 V ferdig produsert.



Figur 6.25: Kretskort for 5 V ferdig produsert.

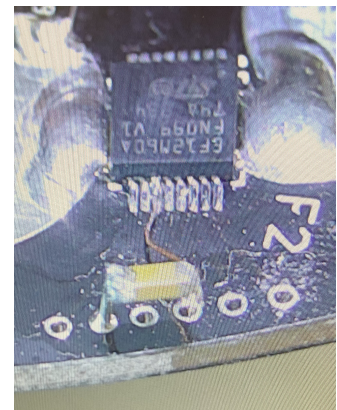
6.4 Lodding

Når man sender inn bestilling til kretskortprodusenter har man mulighet til å få produsenten til å lodde på enkelte komponenter som produsenten spesifiserer. Det ble imidlertid gjort en beslutning om at dette ikke ble aktuelt til denne oppgava, da ferdiglodding fra kretskortprodusenten medførte en ekstra kostnad som ikke var nødvendig å ta, i tillegg til det medførte en økt produksjonstid. da komponentene som var tilgjengelig fra produsenten var enkle å lodde og både kostnaden og produksjonstiden gikk vesentlig opp. Etter erfaringer fra tidligere loddeprosesser ble det kalkulert at selve loddeprosessen ikke kom til å ta mer en 2 dager effektivt arbeid. Det var i tillegg mulig å teste de forskjellige komponentene underveis, noe som gjøre det enkelt å finne eventuelle feil.

6.4.1 Loddeprosess/testing

Det første delen som ble loddet var inntaket, som omfatter inntakskontakt, bulk-kondensatorer, sikring, TVS-diode og inngangskondensatorer til regulatoren. I figur 6.27 vises denne delen i rødt. Her vil det testes for kortslutninger før det sjekkes at det kommer en stabil 48 V spenning til inngangen på regulatoren.

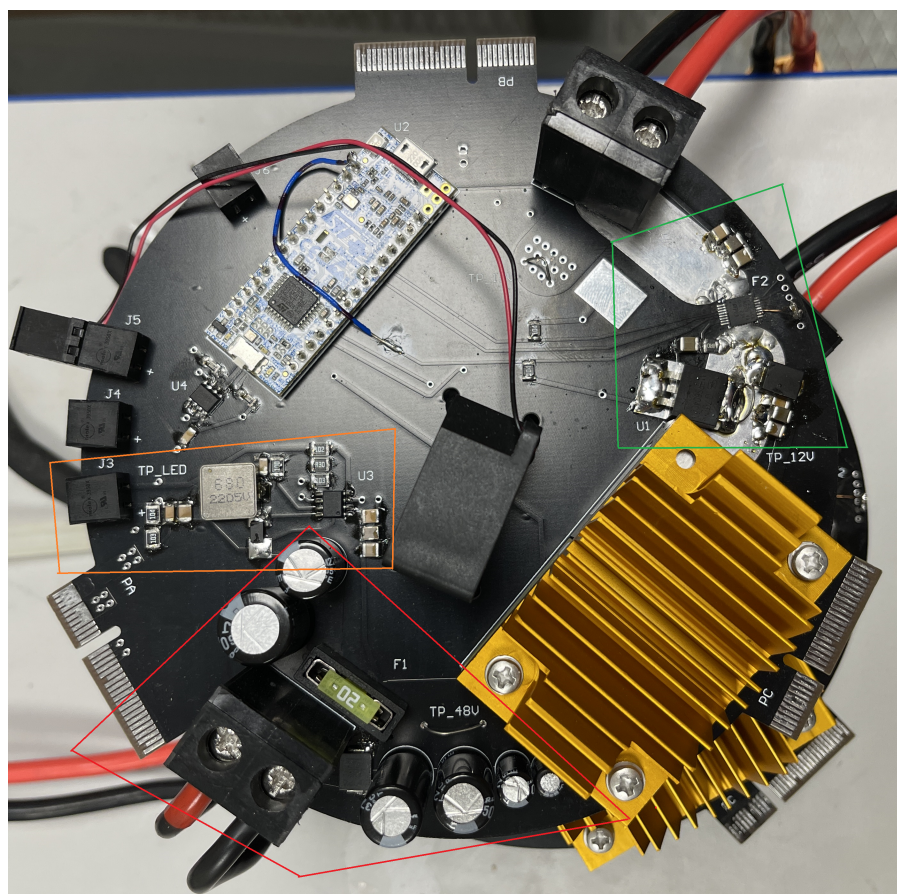
Videre loddet regulatoren på, og det testes at denne skrur seg på og leverer ut 12 V. Regulatoren er egentlig avhengig av et lavt signal fra mikrokontrolleren for å bli påslått, men da denne ikke



Figur 6.26: Ferdig loddet sikring.

enda er loddet på må *enable*-pinnen kortsluttes til jord under testing.

Med en stabil 12 V spenning ut av regulatoren kan sikringskretsen påbegynnes, vist i grønt i figur 6.27. Dette er helt klart den mest krevende kretsen å lodde, og det ble lenge spekulert i hvordan det skulle være mulig å lodde på sikringen, da denne har en størrelse på $5 \times 5 \text{ mm}$, med 8 pinner på hver side. Et bilde av sikringen ferdig loddet tatt i mikroskop er vist i figur 6.26. I dette bilde vises også en kondensator som ble loddet på etter at det ble oppdaget at det ble oversett en viktig del i databladet. For å kunne teste sikringskretsen på en ordentlig måte må også mikrokontrolleren på plass. Selve testingen og feilrettingen av denne kretsen vil bli gått nærmere gjennom i delkapittel 9.1 "Sikringskrets".



Figur 6.27: Loddeprosess illustrert med markering av kretser.

Etter alle kortene er ferdig loddet og testet vil det bli gjort en gjennomgang med de andre gruppene, før hele systemet testes som en helhet.

Kapittel 7

Programvare

I dette kapitlet diskuteres valg av mikrokontroller i tillegg til en gjennomgang programvaren som er utviklet underveis i prosjektet. Underveis i arbeidet med valg og beregninger av komponenter vil det komme opp behov for forskjellige komponenter som trenger sine spesifikke funksjoner styrt fra en mikrokontroller eller lignende. Derfor vil det frem til skjemategningen begynner komme nye behov til programvaren. Programvaren er i hovedsak bygd opp rundt konfigurasjon av IOC-filen¹, forklart i delkapittel 7.2.1, og ved bruk av *HAL*-drivere²[76].

Det vil bli plassert en mikrokontroller på hvert kretskort som skal produseres. Dette vil redusere bruker av PCI³, som gir rom for andre grupper som trenger dette mer. All data som skal sendes fra kraftkordene vil bli sendt via CAN⁴.

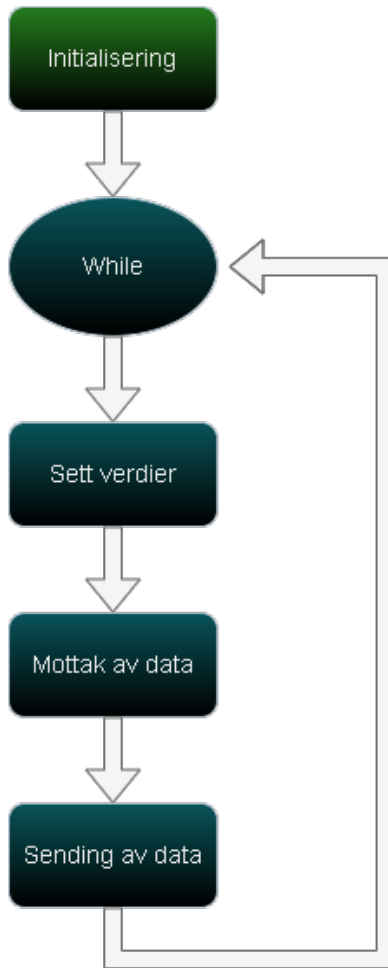
Det vil i årets prosjekt være mikrokontrollerene tilhørende 12 V som krever mest omfattende programvare. For 5 V vil de samme funksjonene og metodene bli brukt som for 12 V, derfor vil dette kapitlet hovedsaklig ta for seg koden for 12 V. Nedenfor i figur 7.1 vises utgangspunktet for koden, som ble satt opp i starten av prosjektet.

¹Eng: "Initialization/Configuration Code".

²Eng: "Hardware abstraction layer".

³Eng: "Peripheral component interconnect".

⁴Eng: "Controlled Area Network".



Figur 7.1: Utgangspunkt for programvare

<i>Initialisering</i>	Initialiserer alle GPIO-pinner, I^2C , FDCAN, ADC og TIM
<i>Sett verdier</i>	Setter GPIO-pinner høye eller lave, leser GPIO-pinner og oppdaterer telleverdier for telling av millisekunder
<i>Mottak av data</i>	Tar i mot data fra sikringer, tar i mot data fra andre grupper og fra land
<i>Sending av data</i>	Sender data til land og til andre grupper

7.1 Valg av mikrokontroller

Det ble tidlig i prosjektet bestemt hvilken mikrokontroller som skulle bli brukt. For å minimere mulige feil i programvaren og kommunikasjonen ble det bestemt at alle gruppene skulle bruke samme mikrokontroller. Dette vil gjøre det lettere å lokalisere feil om dette skulle oppstå under testingen av systemet. Det vil også være en fordel da felles kode kan skrives av enkelte prosjektdeltakere og deles

med de andre gruppene.
Kraftforsynings behov for 12 V-kretsene:

Perifer	Antall	Begrunnelse
GPIO inngang	2	Overvåkning av sikringsstatus
GPIO utgang	2	Enable av regulator og sikring
I^2C	1	Kommunikasjon med temperatursensor
ADC	2	Mottak av data fra sikring
FDCAN	1	Kommunikasjon med andre

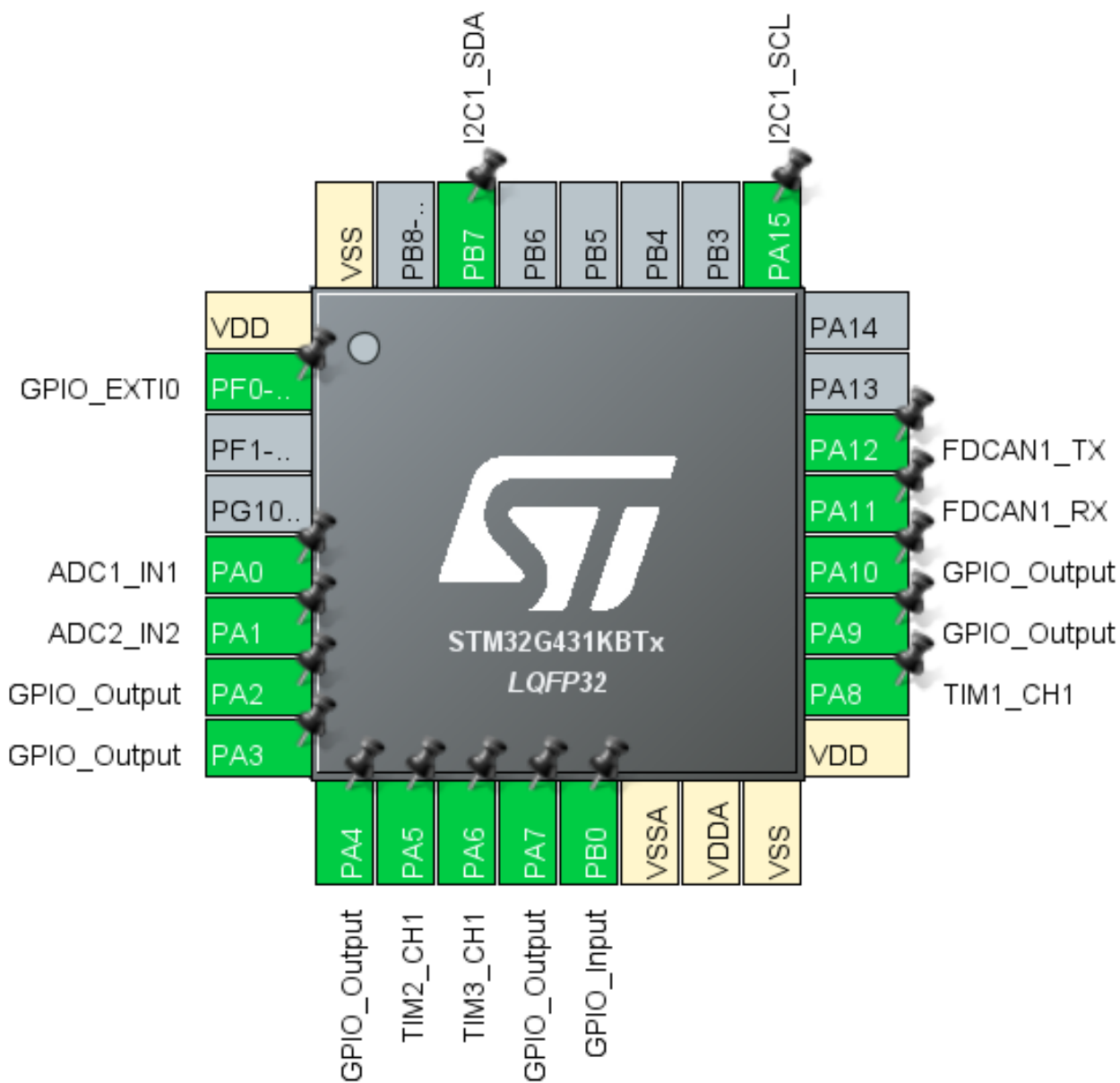
Det ble totalt vurdert tre mikrokontrollere, STM32G431KB, STM32F303KB og MIKROE-1367. Grunnet en pris på over 1000 kr, ble MIKROE-1367 fort stemt ned. Prisforskjellen på STM32G431KB og STM32F303KB er kun 30 kr. Sensorgruppen var allerede godt kjent med STM32G431KB og denne ble valgt på bakgrunn av dette samt at den oppfylder kravene til de forskjellige gruppene.

7.2 Konfigurasjon

Konfigurasjonen av den valgte mikrokontroller har blitt gjort ved bruk av IOC-filen, forklart i delkapittel 7.2.1. Etter å ha funnet pinnene som kan brukes til de ønskelige funksjonene er IOC-filen en enkel måte å konfigurere de enkelte pinnene til det man ønsker.

7.2.1 IOC-filen

IOC-filen er en enkel og oversiktlig måte å konfigurere de forskjellige perifermodulene i STM32. Etter man har konfigurert alle periferienhetene og pinnene genererer programvaren en startkode basert på IOC-filen. Dette gjør det veldig enkelt å komme i gang med programmeringen og det er lett å gjøre endringer i ettertid. I figur 7.2 viser et utklipp av den ferdige IOC-filen hvor man enkelt kan endre på de forskjellige pinnene ved å velge funksjon ut av en meny som kommer opp ved å trykke på den aktuelle pinnen.



Figur 7.2: Aktive og inaktive inn/utganger i IOC-fil, tilhørende 12 V.

7.2.2 Regulatorer

For å ha mulighet til å skru av regulatorene ved feil er det gunstig å ha *enable*-pinnen koblet til en GPIO-pinne for å kunne sette denne lav eller høy. På både 12 V- og 5 V-kortene trenger regulatorene et lavt signal inn for å skru seg på og dette settes da fra mikrokontrolleren. Det er PA4 som er blitt brukt til dette, ved å sette denne til en *GPIO_Output*.

7.2.3 12V sikringskrets

Sikringskretsen på 12 V-kortene er den delen av prosjektet som trenger flest signaler inn og ut fra mikrokontrolleren. Her måles strømtrekk og temperatur, det er også flere pinner på sikringen som må kunne settes høye eller lave under kjøringen av programvaren. Sikringene gir ut ADC-signal for strømmåling og for intern temperatur i sikringen. Disse to signalene går begge fra 0-3 V og blir tatt i mot av PA0 og PA1, som er konfigurert i IOC-filen til å kunne ta i mot ADC-signaler.

7.2.4 5V målekrets

Målekretsene på 5 V-kortet sender ut et ADC-signal til mikrokontroller for å kunne ha direkte måling av strømtrekk i de forskjellige delene av elektronikkhuset. Denne målingen er viktig for å kunne se etter plutselige hopp i strømtrekk på følsom elektronikk. På samme måte som forklart i 7.2.3 vil PA0 bli satt for å kunne ta i mot ADC-signal.

7.2.5 LED-krets

LED-driveren er avhengig av et PWM-signal for å kunne gi ut rett spenning til diodene. Dette signalet skal ligge mellom 100 og 2000 Hz. I dette prosjektet ble TIM3 brukt til å generere dette signalet. TIM3 ble satt opp gjennom IOC-filen og justeres ved å gå inn i ARR og CCR1, som blir nærmere forklart i kapittel ??.

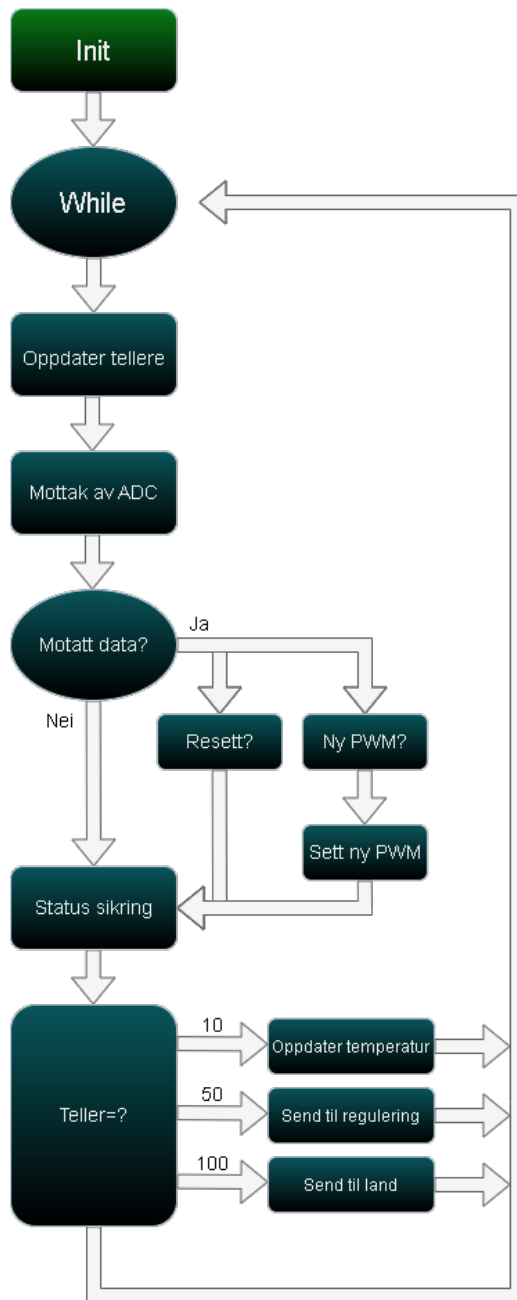
7.2.6 TIM3

TIM3 blir også konfigurert ut fra IOC-filen. For å kunne vite hvordan man genererer PWM-signal og hvordan man justerer frekvensen må man vite hvordan TIM3 er satt opp. Det er valgt en klokkefrekvens på 16 MHz og det er denne TIM3 går ut fra. Ved å sette *prescaler* til en verdi på 15, får man en mulig frekvens ut på TIM3 på $\frac{16 \text{ MHz}}{16} = 1 \text{ MHz}$. Pinnen tilknyttet TIM3, er som vist i figur 7.2 PA6. Frekvensen ut på denne pinnen kan regnes ut ved formel 7.1:

$$f_{PA6} = \frac{f_{TIM3}}{ARR} \quad (7.1)$$

7.3 Kode

Etterhvert som spesifikasjonene ble klare, ble det utviklet et blokkskjema som illustrerer fremgang i koden, vist i figur 7.3.



Figur 7.3: Programvare for 12V illustrert

7.3.1 Tellere

Prosjektet er avhengig av tellere som teller antall millisekunder for å ha faste intervaller på sendingen av data. Koden som ble brukt til dette er en *HAL*-funksjon, *HAL_GetTick()*. Denne funksjonen oppdaterer seg hvert millisekund og er derfor fin å bruke til dette formålet.

Reguleringsgruppen ønsket å få oppdaterte verdier for strømtrekk hvert 50 ms. Opp til land ble det bestemt at data skulle sendes hvert 100 ms. Det var tidligere satt til å være hvert 50 ms, men dette ble endret da datastrømmen ble for stor. Nedenfor i figur 7.4 vises hvordan tellerene blir oppdatert,

verdien ved navn "tick_teller_last" oppdateres i slutten av *while*-løkken.

```
215 //-----Setting av variabler fra Tick-----
216 tick_teller = HAL_GetTick();
217 tick_diff_1 += tick_teller - tick_teller_last; // Teller 10ms
218 tick_diff_10 += tick_teller - tick_teller_last; // Teller 10ms
219 tick_diff_20 += tick_teller - tick_teller_last; // Teller 20ms
220 tick_diff_50 += tick_teller - tick_teller_last; // Teller 50ms
221 tick_diff_100 += tick_teller - tick_teller_last; // Teller 50ms
222 //-----
```

Figur 7.4: Kode for oppdatering av tellere.

Det vil senere i koden sjekkes for om tellerene har nådd en viss verdi. Figur 7.5 viser telleren som skal telle til 100 ms, hvor det blir sendt data til land samt at telleren nullstilles.

```
322 if(tick_diff_100>=100){ // Når denne når 100 er har det gått 100 ms siden sist sending, 10Hz
323     sendCAN(150,&hfdcan1); // ID 150 går til kommunikasjon HØYRE
324     //sendCAN(151,&hfdcan1); // ID 151 går til kommunikasjon VENSTRE
325     tick_diff_100 = 0;
326 }
```

Figur 7.5: Kode for sjekk av tellere og sending av data til land.

7.3.2 ADC

Det er også for ADC brukt HAL-funksjoner som kode for å hente ut verdier. Det ble i IOC-filen valgt en 12-bit oppløsning på ADC-inngangen, dette gir 4096 mulige verdier. Etter å ha testet signalet for strømtrekk ble det klart at programvaren ikke klarte å oppdatere ADC-verdien før sikringen trakk en ampere. Dette vil si at de 4096 mulige ADC-verdiene blir fordelt på 59 A. Verdien som sendes til land må da skaleres med tanke på dette og man får en oppløsning på 14.4 mA på signalet. For å kun regne i hele tall ganges alle verdier opp slik at vi får lignen 7.3:

$$I_{12V}[mA] = \frac{10000 + (ADC - verdi * 144)}{10} \quad (7.2)$$

```
224 //-----Kode for ADC-----
225 HAL_ADC_Start(&hadc1); // Start av ADC1, STRØMMÅLING
226 HAL_ADC_PollForConversion(&hadc1, 100); // poll for conversion
227 adc_val_current = HAL_ADC_GetValue(&hadc1); // Henter verdi fra ADC1
228 HAL_ADC_Stop(&hadc1); // Stop av ADC1
229 adc_current_send = ((10000+(adc_val_current*144))/10); // Måling med 14.65 mA oppløsning
230 memcpy(TxData,&adc_current_send, 2); // Kopierer 2 byte fra førsteuint8 til første to byte i TxData
231
```

Figur 7.6: Kode for mottak av ADC-signal for strømtrekk på 12 V.

7.3.3 Sending av data

De to 12 V kortene er delt inn til å forsyne høyre og venstre del av ROV-en. Dette kommer også igjen i koden. Ved sending og mottak av data var det satt av 31 ID-er til hver gruppe. Det vil først bli produsert en datapakke, TXdata, hvor alle data som skal sendes samles i 8 bytes. I figur 7.6 vises en kopiering inn

i TXdata ved hjelp av funksjonen *memcpy*, her blir ADC-verdiene kopiert inn i de to første bytene i TXdata. Nedenfor i figur 7.7 vises hvordan TXdata og RXdata blir satt opp i initialiseringsfasen av koden.

```
62 uint8_t TxData[8] = {0x01,0x02,0x03,0x04,0x05,0x06,0x07,0x08}; // CAN-Bus Transmit Buffer
63 uint8_t RxData[8] = {0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0}; // CAN-Bus Receive Buffer
64 uint8_t mottatt_data[8] = {0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0};
```

Figur 7.7: Sending av data til land.

Sendingen av data som er ment for grensesnittet på land skal først sendes til kommunikasjonsgruppen, ID 128-159. Fra kraftforsyningen ble ID 150⁵ og ID 151⁶ brukt for sending til land. Koden som blir brukt for sending av data er produsert av kommunikasjonsgruppen, dette for å ha en standard på koden som er felles for alle grupper. Sendingen vist under i figur 7.8 blir utført hvert 100 ms.

```
318     sendCAN(150,&hfdcan1); // ID 150 går til kommunikasjon HØYRE
319     //sendCAN(151,&hfdcan1); // ID 151 går til kommunikasjon VENSTRE
```

Figur 7.8: Sending av data til land hvert 100 ms.

Ved å kalle funksjonen *sendCAN* vil koden i figur 7.9 bli utført. Hvor koden på land hele tiden leter etter nye sendinger ved å se på ID-ene til datapakke som blir sendt.

```
127 void sendCAN(uint16_t id, FDCAN_HandleTypeDef *canPort) { // For sending av melding på CAN-bussen
128     TxHeader.Identifier = id;
129     HAL_FDCAN_AddMessageToTxFifoQ(canPort, &TxHeader, TxData);
130 }
```

Figur 7.9: Kode som utfører sendingen ut på CAN.

7.3.4 Mottak av data

Data som sendes fra land til kraftforsyningen er nullstilling av sikring, start/stopp av lys og dimming av lys. Byte 0 i *mottatt_data* er verdier for nullstilling av sikringer og start/stopp av lys. Byte 1 er brukt til dimmeverdien på lyset, denn kommer i en prosentverdi fra 0 til 100.

For mottak av data blir ID-er tilgjengelig for kraftforsyningsgruppen brukt, ID 96-127. Det er valgt å bruke ID 98⁷ og ID 99⁸ for mottak av data fra land. Figur 7.10 viser koden som blir kjørt ved deteksjon av ID 98. *mottatt_data* er en datapakke med samme oppbygning som *RXdata*, denne ble opprettet for å ha en intern datapakke å jobbe med i koden. *RXdata* blir da oppdatert hver gang det blir sendt data til mikrokontrolleren som er satt til å ta i mot en gitt ID.

⁵Høyre side av ROV

⁶Venstre side av ROV

⁷Høyre side av ROV

⁸Venstre side av ROV

```

855     case 98: // HØYRE
856         mottatt_data[0] = RxData[0];
857         mottatt_data[1] = RxData[1];
858         mottatt = 1;
859         // Kjør kode
860         break;

```

Figur 7.10: Mottak av data med ID 98.

Hvis koden oppdager at ID 98 har fått en ny melding vil variabelen *mottatt* settes høy. Dette medfører at if-løkken vist i figur 7.12 ser etter høye verdier i byte 0 og oppdaterer ny verdi for dimming av lys.

```

238     //-----Mottak av data-----
239     if(mottatt){
240         // sjekk om bit 0 i byte 0 er høy, om så resett sikringen
241         // Bit 1 i byte 0 er høy -> skru på lys
242         sjekk_start = mottatt_data[0];
243         led_dim = mottatt_data[1];
244         if(sjekk_start & 1){
245             sjekk_reset = 1;
246         }
247         if(sjekk_start & 2){
248             sjekk_lys = 1;
249         }
250         else{
251             sjekk_lys = 0;
252         }
253         mottatt = 0;
254     }
255     //-----

```

Figur 7.11: Sjekk om det skal nullstilles sikring, lys av eller på eller ny verdi for dimming.

Om variabelen *sjekk_lys* er satt høy fra land, betyr det at lyset skal skrues på. I dette tilfellet vil da dimmingen av lys også oppdateres med nye verdier fra land. Dette gjøres ved å hente ut den gitte verdien fra *mottatt_data* og bruke denne til å justere ARR og CCR1 i TIM3. ARR setter frekvensen til PWM-signalet og CCR1 setter *duty cycle*. Koden i figur 7.12 bruker formel 7.1 til å sette frekvensen ut på PA6, *freq_led* er dimmingen i verdi 0-1000, *arr_tim3* setter verdien for ARR og frekvensen ut på pinnen med en ønsket frekvens på 100 Hz kan skrives:

$$f_{PA6} = \frac{1000000}{10000} = 100 \text{ Hz} \quad (7.3)$$

```

287     //-----LED-Lys håndtering-----
288     if(sjekk_lys){
289         freq_led = (100+(19*led_dim));
290         arr_tim3 = 1000000/freq_led;
291         TIM3->ARR = arr_tim3 - 1; // ARR mellom 9999(100Hz) og 499(2000Hz)
292         TIM3->CCR1 = arr_tim3/2;
293     }
294     //-----

```

Figur 7.12: Dimming av lys ved nye verdi fra land.

7.3.5 Temperaturmåling

Koden for temperturmåling på kretskortene er utarbeidet av sensorgruppen og er lik for alle grupper. Denne koden tar i mot måldata fra temperatursensoren via I^2C og lagrer denne i TXdata.

```
302     if(tick_diff_10>=10){ // Når denne når 10 er har det gått 10 ms siden sist sending
303
304         //-----Temperaturmåling-----
305         temp_status = STTS75_Read_Temp(&temp_sensor);
306         int16_t temp_pcb = (int16_t) (temp_sensor.temp_degC * 100);
307         TxData[3] = temp_pcb >> 8;
308         TxData[2] = temp_pcb & (0xFFU);
309         //-----
310         tick_diff_10 = 0;
311     }
```

Figur 7.13: Kode for mottak og sending av temperatur på kretskortene.

Kapittel 8

Lys til ROV

8.1 Vurdering av fjorårets løsning

Dette kapittelet omhandler vurderinger og valg av lys til årets ROV. For styringen som foregår gjennom fartøyets to ulike kameraer, er det essensielt at det er tilstrekkelig lyssetting i synsfeltet. Siden begge kameraene til årets ROV er tilsvarende som fjorårets[18], faller det naturlig å ta utgangspunkt i den løsningen for dimensjonering av lys. Som i fjor skal det plasseres fire LED¹, der to dioder skal belyse frontkameraet, og de to resterende skal belyse kameraet som filmer under ROV-en.

Siden løsningene som brukes i årets ROV er hentet i fra oppgaver fra tidligere, inkluderes det ikke detaljerte utledninger for beregning av lysbehovet og driverkretsen. Denne rapporten vektlegger å dokumentere de nye løsningene som skiller seg fra tidligere år, og i de tilfeller med gjenbruk av tidligere løsninger inkluderes det en kort oppsummering av de valgene som ble tatt.

8.1.1 Lysbehov

Lysbehovet dimensjoneres etter synsvinkelen på kameraet og at lyskildene skal være en meter fra objektet som skal lyses opp og filmes med kamera. Fra kapittel 6.2.1[18] i fjorårets oppgave som omhandler lysberegning konkluderes det med at et minstekrav på 1178 lumen² er nødvendig for å belyse objekter i tilstrekkelig grad.

På bakgrunn av kravet til lysmengde ble det valgt fire lysdioder av typen *CREE MK-R*[77]. Argumentasjonen for disse kan oppsummeres med at diodene hadde en tilstrekkelig lysmengde på opp til 1012 lumen, og en bred lysvinkel på 120°. Diodenes fremoverspenning er 12 V og kreves dermed en driverkrets som kan forsyne et stabilt lysnivå, samtidig gi mulighet for å styre lysstyrken etter behov.

8.1.2 Driverkrets

For å sikre en stabil forsyning til de lysemitterende diodene vil det være nødvendig med en reguleringskrets. Kretsens hensikt er å effektivt regulere forsyningen til dioden, samt regulere dens lysstyrke ved å styre utgangsstrømmen til spenningsregulatoren. Løsningen for driverkretsen er hentet fra fjoråret[18],

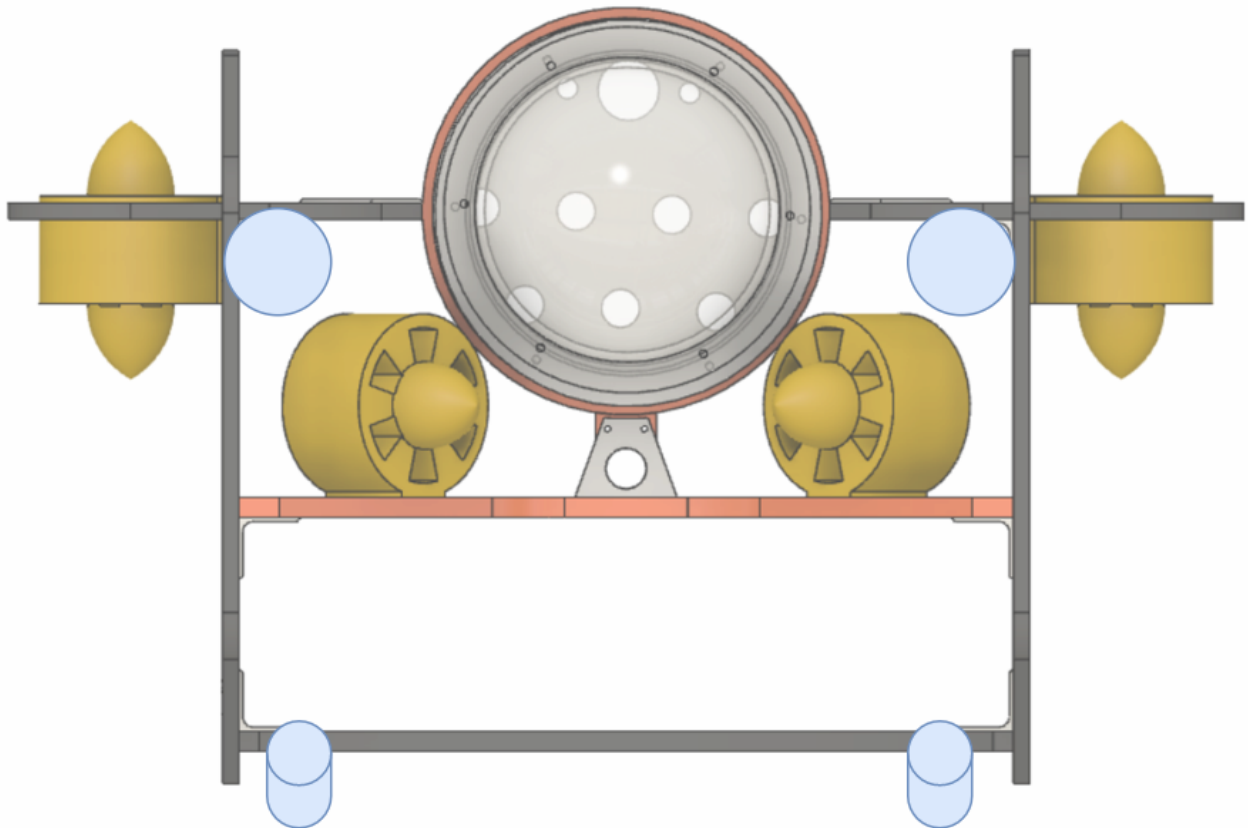
¹Eng: Light Emitting Diode.

²SI-enhet for måling av lysmengde.

og baserer seg på bruk av en strømregulert spenningsregulator som regulerer 48 V til 12 V. Som beskrevet i kapittel 6.2.2[18] er begrunnelsen at lysstyrken på diodene kan styres av utgangsstrømmen til spenningsregulatoren.

8.1.3 Plassering av lysdioder

For å belyse områdene kameraene filmer blir lysdiodene plassert som vist 8.1. Ved å plassere diodene på denne måten vil det sikre tilstrekkelig lysmengde, og løsningen er tilsvarende som i fjor[18].



Figur 8.1: Illustrasjon av lysplasseringen til årets ROV, der de blå sirklene viser plassering av lysdiodene.

8.2 Valg av lys og driver

Valg av lysdiode

Lysdiodene som brukes i årets prosjekt er tilsvarende som i fjor. Grunnen for dette er at de er testet og prøvd. En oppsummering lysdiodens egenskap er listet opp i tabell 8.1.

Som vist i tabellen vil minstekravet for lysmengde dekkes ved bruk av denne typen lysdiode. I tillegg er effektforbruket til diodene svært lave i forhold til systemets totale kapasitet på 1440 W, og dermed

CreeLED MK-R	
Fremoverspenning	12 V
Typisk strømtrekk	700 mA
Maksimalt strømtrekk	1250 mA
Lysmengde	129 lm/W
$Temperatur_{(max)}$	120°
Typisk effekt ved 12 V	8.4 W

Tabell 8.1: Oppsummering av de viktigste spesifikasjoner for lysdiodene til årets ROV. Hentet fra [77].

faller valget ned på å gjenbruke denne type dioder for belysning.

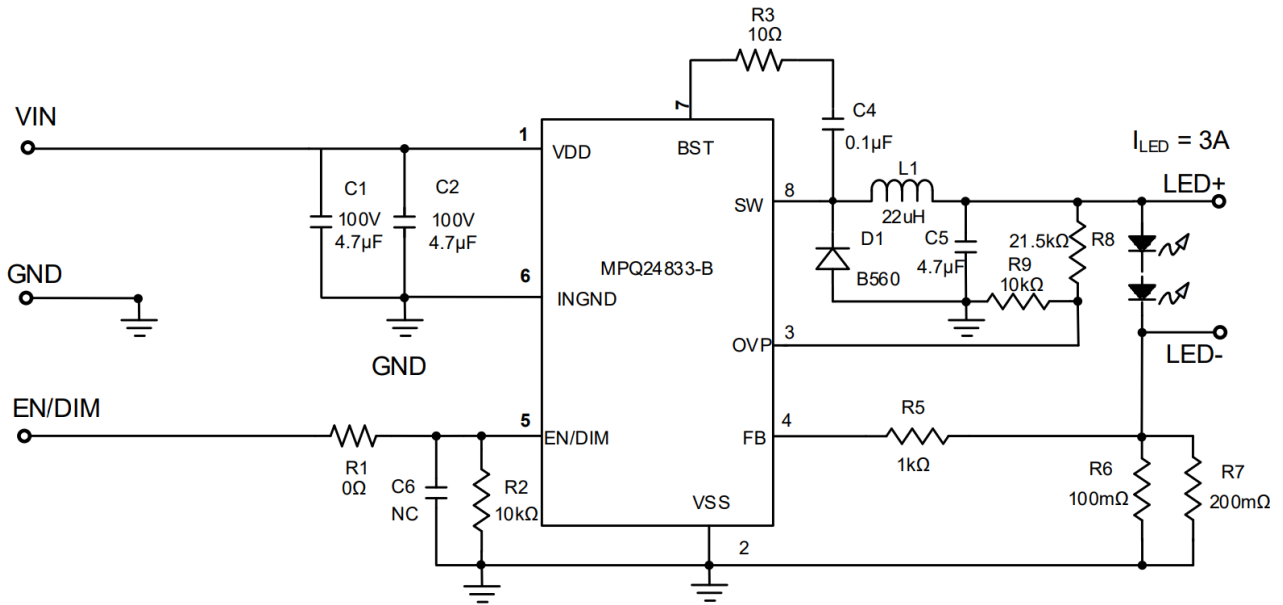
Valg av lysdriver

Som det fremkommer i tabell 8.1 opererer lysdiodene med en fremoverspenning på 12 V. Dette krever en nedregulering ved bruk av en driver med buck-topologi. Siden funksjonaliteten til lysdiodene er bekreftet og dokumentert med forsyning fra LED-driveren *MPS MPQ24844-B*, blir dette også valget for årets driverkrets. Ved å utvikle to driverkretser slik at utgangsspenningen er 24 V, kan de fire lysdiodene koples serielt på hver sin driver. Dette var løsningen i fjor som også blir videreført i denne oppgaven. En oppsummering av hovedspesifikasjonene til LED-driveren er listet opp i tabell 8.2.

MPQ24833-B	
Inngangsspenning	48 V
Utgangsspenning	-
Maksimal utgangsstrøm	3 A
Svitsjefrekvens	420 kHz
Område for PWM-signal	100 – 2000 Hz

Tabell 8.2: Oppsummering av de viktigste spesifikasjoner for LED-driveren til årets ROV. Hentet fra [71].

Utgangsspenningen i tabell 8.2 er ikke spesifisert da den er bestemt av de eksterne komponentene som velges og dimensjoneres. Formålet med å velge de eksterne komponentene er at de lysdiodene får tilført 24 V, og siden driftsspenningen til diodene er 12 V blir de seriekoblet. For å oppnå den korrekte spenningen, blir det i databladet[71] til LED-driveren hentet et kretsskjema som viser de nødvendige eksterne komponentene for å realisere det ønskede spenningsnivået. En skjemattegning over LED-driver kretsen er vist i figur 8.2.



Figur 8.2: Illustrasjon av lysplasseringen til årets ROV, der de blå sirkelene viser plassering av lysdiodene.

Fra skjemategningen i figur 8.2 over blir det videreført til skjemategningene og utlegget for to av de tre kraftforsyningskretskortene, og tegneprosessen blir diskutert videre i kapittel 6.

8.2.1 Konklusjon

I årets prosjekt velges det å ikke utvikle en ny løsning for ROV-ens belysning. Følgelig blir det å bruke dokumentasjonen og erfaringene som ble gjort i oppgaven fra i fjor[18] for å belyse årets fartøy. De beregningene som er gjort fra tidligere oppgaver har grunnlag i lysmengde-behov på bakgrunn av synsvinkel på kamera, og distansen fra kamera til objektene som skal filmes. De kameraene som skal brukes i årets prosjekt antas til å ha tilsvarende lysmengde-behov som de fra i fjor. Det fører til at oppbyggingen av driverkretser og komponenter, samt lysdioder er også tilsvarende fra forrige ROV. For belysningen til årets fartøy skal det monteres fire lysdioder av typen *CreeLED MK-R*, som kobles til LED-driveren *MPQ24833-B*.

Kapittel 9

Diskusjon

Dette kapittelet tar for seg erfaringer som ble gjort gjennom prosjektets gang. Utfordringer som oppstod underveis i oppgaven og ting som kunne vært forbedret om prosjektet skulle gjentas blir omtalt, i tillegg til erfaringer knyttet til utfordringer med prosjektstyring.

9.1 Maskinvare

Sikringskrets

Testingen av en krets med det omfanget som sikringskretsen har kan være krevende. Med totalt 16 utganger, utover inn- og utgangspunktene, som alle må tas hensyn til er det fort gjort å overse noe når man går gjennom databladet i planleggingsfasen. Det ble fort klart at sikringen ikke ville skru seg på og levere 12 V som forventet. Etter gjentatte runder med testing og lesing av datablad, ble det oppdaget at sikringen måtte ha *Soft Start* for å skru seg på. Dette ble sett bort fra under planleggingen på bakgrunn av setningen vist i figur 9.1.

19	SS	Soft-start pin. A capacitor connected between this pin and GND determines the soft-start time. <u>If it is left floating the start-up time is about 300 μs</u>
----	----	---

Figur 9.1: Leser dette som at å la den flyte er ok. Hentet fra databladet[60]

Det ble på grunn av dette ikke brukt tid på å lese avsnittet som omhandler soft-start i databladet. Etter oppstartsproblematikken oppstod ble det funnet utsnittet som vist i figur 9.2.

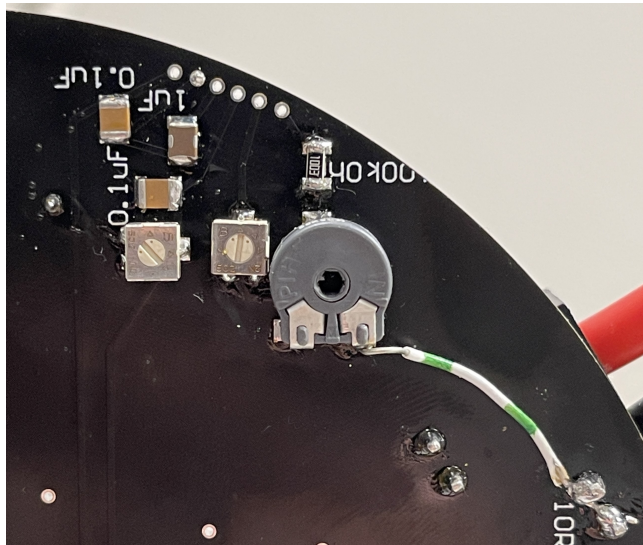
Table 6. Output voltage rise time vs. C_{SS} value ($V_{IN} = 12\text{ V}$)

Symbol	Value							
C_{SS} (nF)	47	82	120	180	220	270	330	390
T_{SS} (ms)	10.8	18.9	27.7	41.5	50.8	62.3	76.2	90

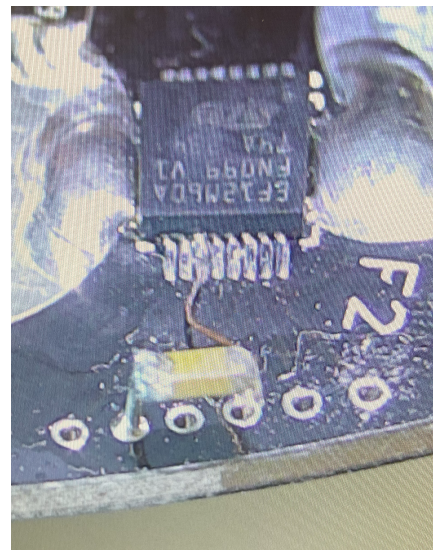
Important: Soft-start capacitor must be always connected to ensure controlled operation during startup. In case of absence/bad connection of the C_{SS} , the start-up phase is short ($300\ \mu\text{s}$). This might result in significantly high charging current, eventually leading to the device shutdown for an overcurrent/overtemperature fault. To prevent the device from starting in faulty loads (such as: resistive load, or damaged bulk output capacitors) the following start-up control flow is applied:

Figur 9.2: Ble ikke lest under planlegging. Hentet fra databladet[60]

Det ble da loddet på en 100 nF kondensator mellom *SS*-pinnen og jord, vist i figur 9.4. Dette løste problematikken med oppstart, men det var fremdeles problemer med noen av utganene på sikringen. Pinnene *CLREF* og *CS*, som setter sikringsverdien og følgespenningen for denne, ville ikke gi ut de spenningene som var forventet. Det ble fort oppdaget at det manglet en bane til jord ut fra potensiometerene til disse utgangene. Etter å ha loddet på en ledning til jord fra disse potensiometerene ble også dette problemet løst, vises i figur 9.3.



Figur 9.3: Sikringskrets på bunnlaget til 12 V kort. Loddet ledning til jord.



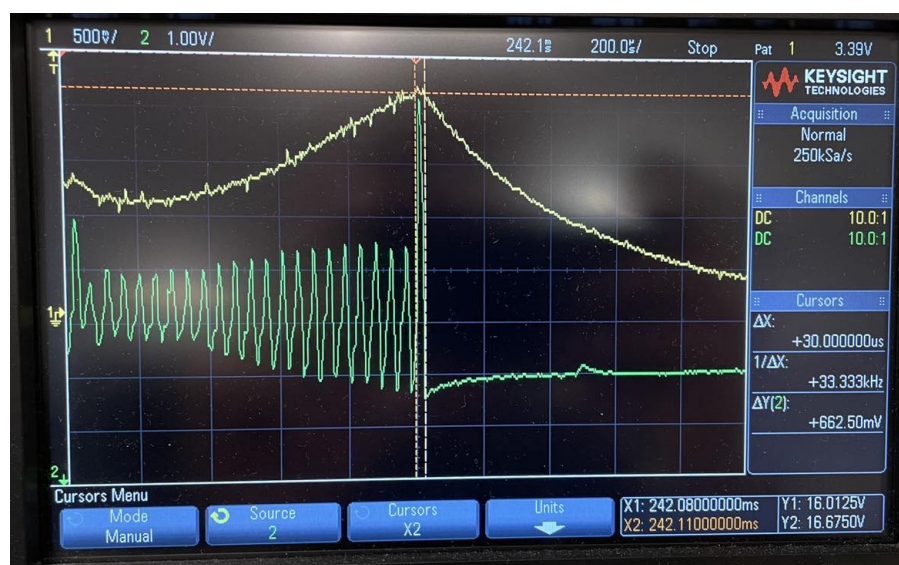
Figur 9.4: Sikring med påloddet Soft Start kondensator.

Problemet med *Soft Start*-pinnen kunne enkelt vært unngått om databladet hadde blitt lest nøye før utlegget ble påbegynt. Når det gjelder banen som ble avglemt er dette noe som absolutt burde blitt oppdaget ved gjennomgang av utlegget.

Dioder

Når loddeprosessen nærmet seg slutten ble det oppdaget at TVS-diodene til 12 V kretsen ikke hadde blitt med under bestillingen av komponenter. Dette medførte at systemet måtte testes og kjøres uten disse diodene, noe som førte til store transienter på 12 V kortene. Figur 9.5 viser en strøm- og spenningsmåling som ble gjort under kjøring av fremdriftsmotorene. ADC-signalene som vises i denne figuren, den gule kurven, blir også filtrert av en kondensator på utgangen av sikringen. Det vil si at i virkeligheten er transientene enda større enn illustrert i figuren. Den grønne kurven, spenningsmålingen ut av regulatoren, får en spenningsstopp på nesten 15 V. Årsaken til denne spenningsstoppen er den store strømdringen over veldig kort tid. Disse spenningsstoppene resulterte i at utgangsspenningen til regulatoren ble for høy og denne derfor skrudde seg av.

Regulatoren har innebygd *Auto retry*, som slår regulatoren på igjen etter ett sekund, men dette er ikke heldig under kjøring. Denne testen ble utført uten et fungerende reguleringsystem som har en veldig stor innvirkning på resultatet. Etter at reguleringsystemet kom på plass, og ROV-en ble testet i vann var det aldri et problem at regulatorene skrudde seg av. Det er allikevel ikke ønskelig med muligheten for slike feil og en løsning vil bli utført etter leveringsdato.

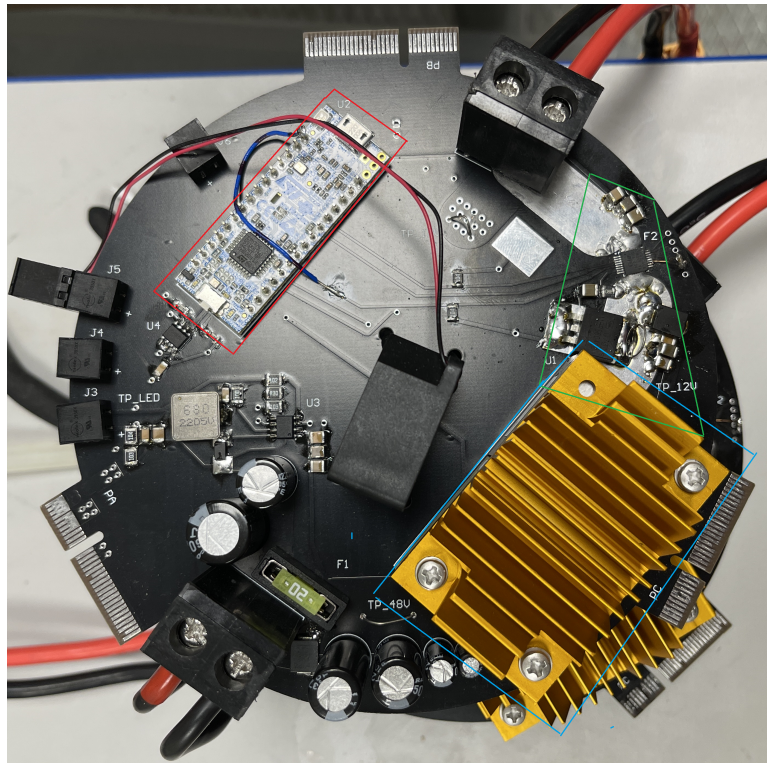


Figur 9.5: Bilde av målesignalet fra sikringen STEF12H60MA og utgangsspenning fra spenningsregulatoren QBVE067A0B. ADC-signalene for strømmåling som kommer inn til mikrokontroller er den gule linjen. Den grønne er spenningen på utgangen av regulatoren.

Løsningen som blir utført med tanke på dette vil være å lodde på passende dioder som slår over ved spenninger som denne. De nye diodene er i skrivende stund bestilt og vil ankomme like etter leveringsdato. Transientene vil da forhåpentligvis ikke være et problem når det er tid for konkurranse. Det kan være flere andre løsninger på dette problemet, for eksempel flere og raskere kondensatorer, men siden det aldri var et problem med reguleringsystemet tilkoblet vil det kun bli montert på riktige dioder.

Kretskortutvikling

For å redusere støypåvirkningen fra spenningsregulatoren og støy ved kjøring av fremdriftsmotorene, er fremdriftsmotorenes forsyningsbaner som vist i den grønne firkanten og spenningsregulatoren plassert ved kanten av kretskortet som vist i figur. Som vist i figur 9.6 er mikrokontrolleren plassert med avstand for å unngå støyete strømmålinger.



Figur 9.6: Ferdig loddet 12 V kort. Spenningsregulatoren(blått rektangel) og forsyningsbanene til fremdriftsmotorene (grønt rektangel) er plassert med avstand fra mikrokontrolleren (rødt rektangel).



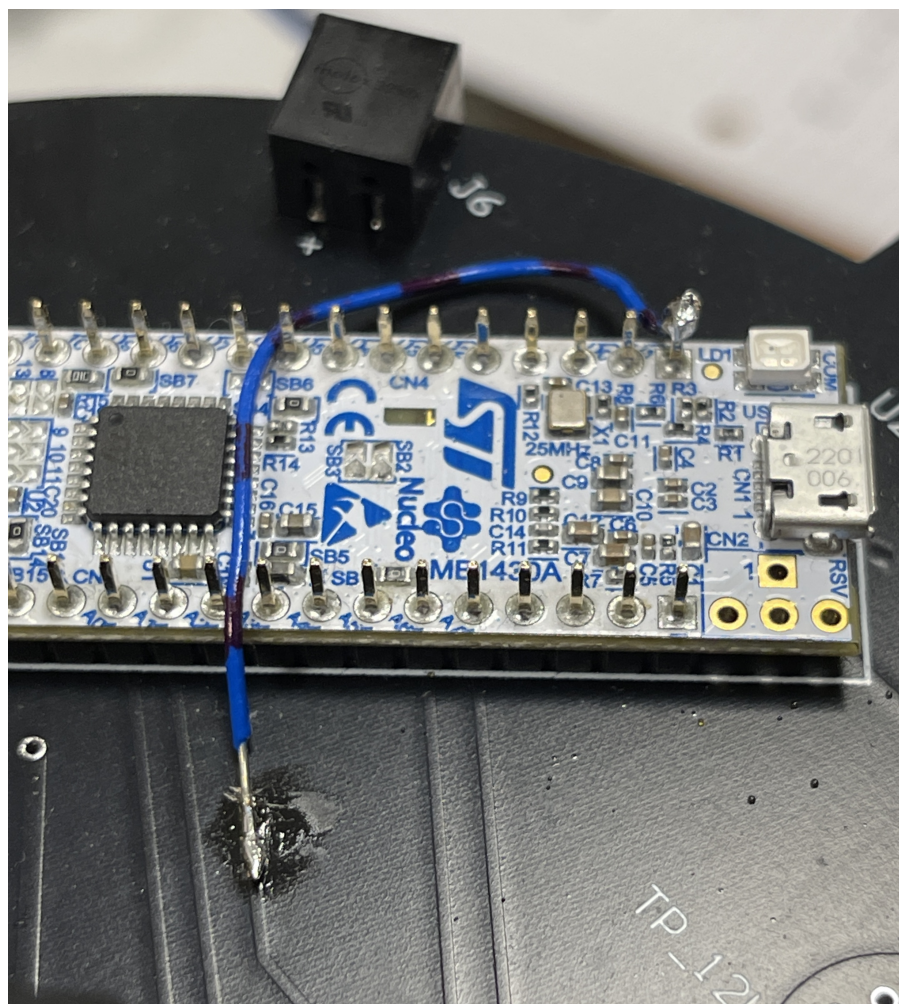
Figur 9.7: Samme figur som 9.5, med utklipp for ADC-signalet. Støyet vil maksimalt tilsvare strømtrekket på 1 A.

Som nevnt i kapittel 6 er utseendet til kretskortet begrenset av det standardiserte utgangspunktet for hvert kretskort. Som vist i figur 9.6 krever kraftforsyningsmodulen flere komponenter som er fysisk store, og dette medførte utfordringer med at de estetiske valgene ble begrenset. Utformingen på kretskortene gjorde det også nødvendig å produsere to ulike kretskortdesign. Prosessen er sannsynligvis dyrere og mer tidkrevende enn med en løsning med ett enkelt kretskort. Det må imidlertid nevnes at løsningen har støyemessige fordeler, i tillegg til at den modulære tilnærmingen medfører flere positive sider.

Mikrokontroller

Valget av mikrokontroller ble gjort av sensorgruppen, derfor var kunnskapen rundt denne og dens funksjoner noe ukjent for vår gruppe. Mikrokontrolleren som ble valgt er egentlig produsert mest med tanke på hobbyprosjekter og er derfor montert diverse loddebruer rundt om på kortet. Dette var vi ikke klar over og det ble en utfordring når systemet skulle testes. Det viste seg at inngangene for *I2C* var koblet sammen med PA5 og PA6, hvor PA6 var tiltenkt å bruke som utgang for PWM-signal til LED-driveren. Etter gjennomgang av datablad, ble det funnet to loddebruer som kobler disse utgangene sammen. Disse ble da loddet av og ting fungerte som først tenkt.

Det var også et problem med at GPIO-utgangen PA3 ikke ville gå høy. Denne pinnen skal stå høy når det ikke er feil på sikringen til 12 V, men ville aldri gå høy uansett hva som ble gjort. Det ble aldri funnet en konkret grunn til dette, men det ble antatt at det var på grunn av at denne pinnen har med USART-kommunikasjon å gjøre, denne pinnen er tilkoblet USART2_RX. Løsningen på dette ble å kutte banen og lodde en ledning over til PA9, som vist i figur 9.8.



Figur 9.8: Bane kuttet og loddet på ledning til PA9.

I bildet over vises også loddenbruen, SB2 og SB3, som ble loddet av, midt i bildet.

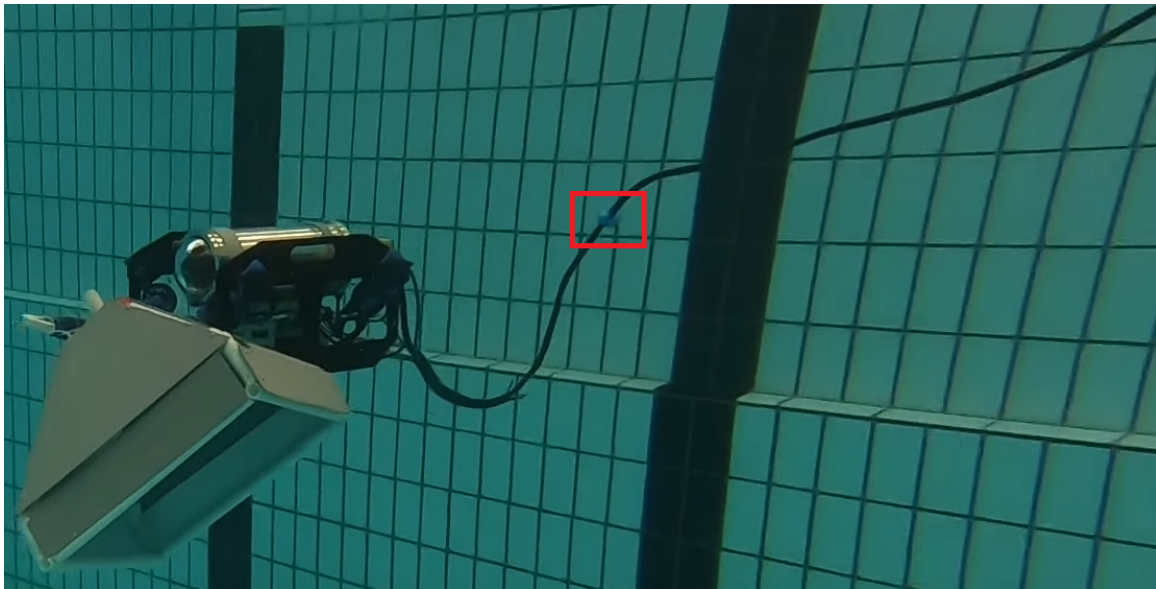
Disse feilene kunne vært unngått om det hadde blitt lest mer om de valgt utganene før kretskortutviklingen ble påbegynt.

9.2 Programvare

Utfordringen med at et enkelt individ har ansvaret for å utvikle kode for CAN-kommunikasjon er at en ofte er avhengig av denne personen i forbindelse med feilsøking og testing. Gjennom prosjektets gang har det vært tilfeller der mye tid ble brukt for at programvaren for kommunikasjon skulle virke optimalt. I forhold til de andre elektronikkmodulene er det i denne oppgaven en mindre omfattende programvare, og utfordringene i oppgaven var stort sett ikke forbinde med utviklingen av den.

9.3 Tjor

Ved vanntesting av ROV-en kommer det fram at det ikke var festet en tilstrekkelig mengde oppdriftsmateriale i tjoren. Årsaken til dette kan være at ved montering av tjorens kontaktplugger økte den totale vekten og tilsvarende øker kravet til oppdrift. Som vist i figur 9.9 ble det gjort en midlertidig løsning ved å montere eksterne flyteelement for å unngå at tjoren ville synke. Målet om nøytral oppdrift er imidlertid ikke nådd ved bruk av denne løsningen, da tjoren har en stor grad av positiv oppdrift.



Figur 9.9: Utklipp fra kvalifikasjonsvidoen til MATE-konkurransen, der de eksterne flytelementet er vist i det røde rektangelet. Hentet fra [78].

9.4 Egenevaluering

Som to Y-vei studenter med praktisk bakgrunn har det blitt lagt stor vekt på det praktiske i dette prosjektet. Vi har produsert et produkt som tilfredsstillende de kravene som ble satt og er godt fornøyd med sluttresultatet. Det praktiske arbeidet har nok kommet litt i veien for den akademiske biten av prosjektet og selve rapporten kan fremstå som mangelfull på visse felt, for eksempel dokumentasjon av testing. Den praktiske bakgrunnen medførte også at det har blitt brukt mye tid på å assistere og hjelpe andre grupper med lodding, skjøting av kabler og andre praktiske oppgaver.

Vi har også vært årets sponsoransvarlige for organisasjonen, som også innebærer styreverv i styret. Det har vært en lærerik opplevelse og vi har blitt godt kjent med bedrifter som er engasjert i prosjektet vårt. Det å kunne skaffe organisasjonen midler for å kunne utføre dette prosjektet er givende, og opplevelsen vi sitter igjen med er utelukkende positivt.

Samarbeidet og arbeidsfordelingen innad i gruppen har fungert godt, men spesielt med tanke på testing kunne dette vært utført på en bedre måte. Det ble gjort tester underveis, men dokumentasjonen

var mangelfull. I tillegg burde blitt brukt mer tid på innhenting av informasjon fra datablad tidlig i prosjektet som hadde spart gruppen for mye feilsøking i ettertid.

De to hovedpunktene gruppen er mest fornøyd med på sluttproduktet er fordeling av effektforbruk på 12 V-kortene og bruken av *eFuse*. Dette gjorde systemet vårt lett å bruke og medførte god stabilitet og pålitelighet.

9.4.1 Forslag til forbedring

Systemet fungerer etter spesifikasjonene som er gitt. Gjennom loddeprosessen og ved ferdig montering av alle komponenter ble det gjort tester, men uten tilstrekkelig dokumentasjon. Dette er delvis på grunn av et tidspress, og mangelfull fokus på den analytiske delen av prosjektet. Dersom prosjektet skulle blitt gjentatt ville denne rapporten inkludert en full test av sikringskretsen, en test av transienter og spenningsmålinger under kjøring av fremdriftsmotorene og en analyse av den termiske påvirkningen av systemet.

Det ville også vært en forbedring av systemet om det hadde vært en egen sikringskrets til 5 V-kortet. Kretsen er sikret med den innebygde sikringen i regulatoren, men denne er vanskelig å teste og ikke mulig å justere.

Standardisering av kretskortene var egentlig et underliggende delmål for denne oppgaven. Det ble tidlig valgt å lage 12 V-kortene for seg selv, da det ikke ble funnet en måle-/sikringskrets som kunne brukes på både 12 V og 5 V. Det har under testing av hele systemet kommet frem at effektforbruket til 5 V-komponentene ikke er så høyt som først forventet. Det ville derfor vært mulig å bruke en *eFuse* med øvre strømgrense på 6 A.

Den største posten under forslag til forbedring, standardisering av kretskort, kunne derfor vært løst om det totale effektforbruket hadde vært klart fra begynnelsen.

9.5 Prosjektstyring

Introduksjonskapittel

Tildelingen av ansvaret for skrivingen av introduksjonskapittelet burde blitt gitt til personer med kompetanse i LaTeX. Oversettingen fra engelsk til norsk versjon ble også gjort i Google Translate, som medførte dårlig flyt og mye feil i teksten. Det ble brukt unødvendig mye tid og ressurser på feilsøking og retting av dette kapittelet.

Økonomi og finansiering

Gode økonomiske føringer er essensielt for å drive et prosjekt i denne størrelsen. I forordet i denne oppgaven har Universitetet i Stavanger og en rekke bedrifter blitt takket for deres økonomiske støtte.

Begge forfattere av denne oppgaven var i starten av prosjektet utnevnt til sponsoransvarlige for studentorganisasjonen. Styrevervet som sponsoransvarlig medfører et ansvar for å opprettholde kontakt med tidligere samarbeidspartnere, og skape nye kontakter med næringslivet. Formålet med dette er

for å sikre at organisasjonen har tilstrekkelige økonomiske midler til å utvikle ROV-en slik at det ikke medfører kostnader for gruppe medlemmene.

I tillegg er motivasjonen at reisekostnadene i forbindelse med MATE- konkurransen ikke skal være så høye at prosjektmedlemmene føler at reisen vil skape et tilstrekkelig merke i sin privatøkonomi. I år er det totalt 15 gruppe medlemmer som skal reise til Colorado i totalt 10 dager for å konkurrere med Yme, og dette krever at organisasjonen har tilstrekkelig med midler til å finansiere turen.

Siden oppstarten av UiS Subsea har den største enkeltposten av økonomiske midler til studentorganisasjonen kommet fra Universitetet i Stavanger gjennom Det teknisk-naturvitenskapelige fakultet. Slik var tilfellet for årets prosjekt også, men gjennom dialog med universitetet kommer det fram at deres mulighet for å støtte prosjektet vil bli svekket. Tildelinger av midler av den graden som tidligere er gitt vil mest sannsynlig ikke bli gjort fremover. Dette medfører at UiS Subsea i fremtiden vil bli avhengig av næringslivets støtte i enda større grad.

Slik som i fjor ble det i år arrangert en næringslivsdag i regi av studentorganisasjonen som er kallet for Subsea-dagen. 15 bedrifter stillet med sine stands på universitetet foran studenter med interesse for undervannsteknologi og de ulike bransjene. For bedriftene er dette en mulighet for å markedsføre seg foran interesserte studenter og potensielle kollegaer. For studentene er det en gyllen mulighet til å skape kontakter med næringslivet før endt studietid, og det er mange tidligere medlem av studentorganisasjonen som endte opp i de bedriftene som deltok i Subsea-dagen etter studieløpet.

Til forskjell fra tidligere år medbrakte årets Subsea-dag en betydelig økonomisk gunst for organisasjonen. Dersom hovedmålet for fremtiden er å delta i konkurranser på tvers av kontinent, vil det være i organisasjonens interesse å utvide denne næringslivsdagen. Slike næringslivsdager er en betydelig inntekt for mange av linjeforeningene på universitetet, og i prinsippet er det ingenting som tilsier at UiS Subsea ikke er i stand til dette også.

Begge forfattere vurderer det å ha et felles mål på tvers av prosjektgruppene som svært positivt. Målet om å utvikle en fungerende ROV som kan konkurrere i blant andre skoler og universitet gir motivasjon, og det oppnår at de ulike gruppene føler et ansvar overfor sine enkelte oppgaver. Målet om å reise til USA med sine medstudenter er helt klart en gullerot gjennom prosjektets gang. Det er imidlertid økonomiske årsaker til at det bør sees på alternative konkurranser i fremtiden. Når det hvert år skal finansieres en tur til USA som i praksis blir en studietur, legges det mye press på at det må være tilstrekkelig med midler. Nå som organisasjonen går inn i en tid uten den betydelige økonomiske støtten fra universitetet må styret og prosjektgruppene vurdere om det er andre reisemål som er mer hensiktsmessige.

Den underliggende utfordringen er at konkurranser for ROV-er ikke nødvendigvis tar hensyn til innleveringsdatoen til bacheloroppgaven. MATE-konkurransen har den fordel at den starter i god tid etter endt bachelorinnlevering, som gjør at det er rom for tid til å ferdigstille det gjenstående arbeidet med produktet. I tillegg erfarer det fra prosjektledelsen at de andre aktuelle konkurransene er sent ute med detaljer som gjør det vanskelig å forholde seg til. En annen utfordring med andre konkurranser er at de har krav om at det skal utvikles et autonomt fartøy (AUV), som forblir en vurderingssak til de fremtidige prosjektmedlemmene av UiS Subsea.

Kapittel 10

Konklusjon

Siden starten av januar har vi arbeidet med å utvikle en kraftforsyningsmodul til årets ROV. Hovedmålene med oppgaven var å forsyne fartøyet med spenning fra land overført med kabel i tillegg til å regulere, verne og fordele den kraften som ble forsynt. De deloppgavene og tilhørende problemstillinger som la grunnlaget for arbeidet i årets kraftforsyningsmodul kan oppsummeres i kulepunktene under.

- Dimensjonere og utvikle en bunt med kabler som skal overføre kraft og kommunikasjon fra ROV-ens kontrollstasjon til fartøyet under drift. Kabelbunten som ble laget består av to mangetrådete kraftledninger av typen Radox 125 med ledertverrsnitt på 6mm^2 . For kommunikasjonsoverføringen er det valgt en kategori 7 Belden 74005PU TP-kabel. For at kabelbunten ikke skal synke under fartøyets drift er det brukt bunnfyllingslist med funksjon som oppdriftsmateriale. Kablene er buntet sammen med tape, og er innesluttet i en ytterkappe av flettet polyester. Valget av kraftkabler er gjort med grunnlag i spenningsfallberegninger, og kommunikasjonskabler er gjort med grunnlag i krav om overføringshastighet fra gruppen ansvarlig for kommunikasjon på ROV-en. Etter funksjonstesting konkluderes det at kablene og komponentene var egnet for formålet, men det kom fram i vanntesting at det ikke var inkludert tilstrekkelig oppdriftsmateriale i kabelbunten. Under drift sank kabelbunten mer enn ønskelig, og må utbedres ved å feste mer oppdriftsmateriale inne i kabelbunten.
- Valg av spenningsregulatorer. To typer spenningsregulatorer ble valgt, ABB QBVE067A0B Baracuda for å regulere fra 48 V til 12 V, og COSEL CES48050-20P for regulering fra 48 V til 5 V. Ved funksjonstesting konkluderes det med at alle regulatorene leverte den spesifiserte utgangsspenningen, og dermed godt egnet for sitt formål. Valget med å benytte CES48050-20P, som har en effektkapasitet på 100 W vurderes i etterkant til å ikke være nødvendig for formålet. Spenningsregulatoren fremstår overdimensjonert for de effektgjerrige kretsene som den forsyner.
- Valg av overstrømssikringer til kretsvern. For 12 V-kretsene ble det valgt elektroniske sikringer av typen STEF12H60M fra STMicroelectronics, og for 5 V-kretsen ble den innebygde sikringen i regulatoren brukt. For måling av strømtrekket i 5 V-kretsen ble det valgt ACS712 fra Allegro. Løsningen på målekretsen rundt 5 V-kretsen er i hovedsak ikke forandret fra ifjor. Bruken av de elektroniske sikringene er imidlertid en ny løsning, og med benktesting og funksjonstesting kan det konkluderes med at de fungerte som spesifisert. Løsningen medførte en forbedret sikringskarakteristikk fra tidligere løsninger som i tillegg er mindre plasskrevende. Ved testing ble det avduket komplikasjoner som er avduket i kapittel 9, men utbedringer gjorde at de elektroniske

sikringene opererte som spesifisert.

- Utvikle kretskort for regulering av spenningen overført fra land. Tre kretskort ble utviklet med hovedmål å forsyne ROV-ens elektriske komponenter med henholdsvis 12 V og 5 V. Kretskortenes funksjon fulgte de spesifikasjonene som var satt, selv om det oppstod komplikasjoner i forbindelse med testing av sikringskretser og mikrokontroller. Utbedringer ble gjort underveis i testingen.
- Utvikle programvare for innhenting av måledata og videresending til kommunikasjonsmodul, i tillegg til styring av ROV-ens lys. Fra overstrøm-sikringene innhenter mikrokontrolleren de analoge strømmålingene og omformer disse til digitale signal i programvaren. Sikringens status vil også behandles i programvaren, og den statusen sendes videre til grafisk brukergrensesnitt. I tillegg til behandling av strømmålinger styres lysstyrken til ROV-ens lysdioder gjennom den samme programvaren. Etter testing og vurdering av resultatene konkluderes det at programvaren som behandler strømmålinger og sikringsstatus fungerte som spesifisert, i tillegg til at lysstyrken vellykket ble styrt fra programvaren.

Egenevalueringen vår er at modulene som ble utviklet i denne oppgaven oppgjorde et velfungerende system, til tross for komplikasjoner som oppstod underveis. Ved å se på de tre utviklede kraftforsyningskortene i forhold til elektronikkhuset som helhet vurderes løsningen til å være modulær av natur, der hver av de tre kretskortene lett kan demonteres og gjøres endringer på uten å påvirke de andre modulene. På grunn av dette er det fullt mulig å bytte enkelte kretskort som har spenningsregulatorer som kan gi andre spenningsnivåer - så lenge inngangsspenningen er 48 V. Denne modulære tilnærmingen til utviklingen av elektronikkhuset kan regnes som positivt i den forstand, foruten utfordringer tilknyttet størrelsen og utformingen på kretskortene. Siden en stor andel av komponentene som tilhører kraftforsyningskortene er plasskrevende var komponentplassering en prosess som krevde mye tid. Dette var også grunnen til at det måtte produseres tre kort. Med de komponentene som kreves for å oppnå de spesifiserte funksjonene ville det ikke vært mulig å produsere mindre enn tre kort på grunn av utformingen på bakplatene til elektronikkhuset. Dersom løsningen på bakplatene ikke var slik kunne det vært mulig å kombinert alle tre kraftforsyningskortene til et samlet forsyningskort.

I sin helhet kan vi konstatere at kraftforsyningen til årets ROV fungerer som spesifisert, selv om det er ting som kunne bli utbedret og gjort annerledes om prosjektet hadde blitt gjentatt. Arbeidsmiljøet innad i gruppen har igjennom hele prosessen vært bra. Vi nyter godt av at begge forfattere av denne oppgaven har jobbet sammen siden starten av studiet, og kjenner våre sterke og svake sider godt, både i studiesammenheng og personlig.

Det er altså med stolthet begge forfattere kan si at det er blitt utviklet et godtfungerende kraftforsyningssystem som forsyner ROV-en slik at det er mulig for fartøyet å konkurrere i *MATE ROV Competition* i USA sommeren 2023.

Kvalifikasjonsvideoen til MATE ROV Competition av ROV-en Yme kan sees i sin helhet ved å trykke [her](#).

Bibliografi

- [1] MATE. «MATE ROV competition, MATE-II.» (), adresse: <https://web.archive.org/web/20221130104515/https://www.materovcompetition.org/content/about-us/> (sjekket 10.02.2023).
- [2] MATE. «About MATE-II, MATE-II.» (), adresse: <https://web.archive.org/web/20221203081732/https://mateii.org/about-mate-ii/> (sjekket 10.02.2023).
- [3] MATE, *MATE konkurranse manual, MATE-II*, des. 2022. adresse: https://files.materovcompetition.org/2023/2023_EXPLORER_Manual_FINAL_1_17_2023_withcover.pdf (sjekket 10.02.2023).
- [4] Havforskningsrådet. «Havforskningstiåret.» (), adresse: <https://www.forskningsradet.no/om-forskningsradet/portefoljer/hav/havforskningstiaret/> (sjekket 10.02.2023).
- [5] R. Jehangir. «What is an underwater ROV?» Blue Robotics. (23. sep. 2019), adresse: <https://bluerobotics.com/learn/what-is-an-rov/> (sjekket 09.02.2023).
- [6] R. Jehangir, *What is an Underwater ROV?* <https://bluerobotics.com/learn/what-is-an-rov/>, 2022 July 18th | Retrieved: 2023 February 9th.
- [7] N. T. Centre, *Remotely operated vehicle (ROV) services*, 1. okt. 2023. adresse: <https://www.standard.no/pagefiles/978/u-102r1.pdf> (sjekket 09.02.2023).
- [8] BlueRobotics. «BlueROV2,» Blue Robotics. ROV Klasse ! (2023), adresse: <https://bluerobotics.com/store/rov/bluerov2/> (sjekket 27.01.2023).
- [9] R. T. S. LTD. «Rovtech solutions - remotely operated vehicles (ROVs) product gallery.» ROV Klasse II. (), adresse: <https://rovtechsolutions.com/products/underwater-rovs/> (sjekket 27.01.2023).
- [10] OCEANEERING. «ROV systems | oceaneering.» ROV Klasse III. (26. mai 2017), adresse: <https://www.oceaneering.com/rov-services/rov-systems/> (sjekket 27.01.2023).
- [11] SCANMUDRING. «Equipment - Scanmudring %», Scanmudring. crawler. (2023), adresse: <https://scanmudring.no/equipment/> (sjekket 27.01.2023).
- [12] A. -. A. I. V. A. Center. «BPAUV - AUVAC,» AUVAC: Strengthening the AUV Community. ROV Klasse VI. (), adresse: <https://auvac.org/34-2/> (sjekket 11.05.2023).
- [13] K. S. TECHNOLOGI. «Survey ROV,» Kystdesign. ROV Klasse VII. (2023), adresse: <https://kystdesign.no/rovs/surveyor/> (sjekket 27.01.2023).
- [14] W. H. O. Institution. «Henry melson stommel medal - woods hole oceanographic institution,» <https://www.whoi.edu/>. (2023), adresse: <https://www.whoi.edu/who-we-are/about-us/people/awards-recognition/henry-melson-stommel-medal/> (sjekket 09.05.2023).

- [15] G. .-. G. O. B. Array. «Floats | GO-BGC,» FLOAT Technology. (2023), adresse: <https://www.go-bgc.org/floats> (sjekket 09.05.2023).
- [16] Ecomagazine, *Robotic Floats Provide New look at Ocean health and Global Carbon Cycle*, <https://www.ecomagazine.com/news/research/robotic-floats-provide-new-look-at-ocean-health-and-global-carbon-cycle>, 2023.
- [17] A. H. Andrine Pedersen, *Kraftoverføring og -fordeling til et fjernstyrt undervannsfartøy*. Universitetet i Stavanger, 2021.
- [18] N. J. N. Carl Henrik Preber Ettesvoll Jon Arve Andersen, *Kraftforsyningsmodul for ROV*. Universitetet i Stavanger, 2012.
- [19] M. Center, *MATE ROV Competition manual - Explorer, 2023*, https://files.materovcompetition.org/2023/2023_EXPLORER_Manual_FINAL_1_17_2023_withcover.pdf, [Online; accessed 24-January-2023], 2022.
- [20] T. A. Centre, *Mission Booklet - Subsea TAC Challenge 2023*, <https://tacchallenge.com/wp-content/uploads/2023/01/Mission-Booklet-2023-rev.2.3.pdf>, [Online; accessed 25-January-2023], 2023.
- [21] K. Rottmann, *Matematisk Formelsamling*, 16. utg. Spektrum forlag, 2003.
- [22] DRAKA, *Teknisk Håndbok Kraftkabel*, 4. utg. Draka, 2010.
- [23] *"QBVE067A0B Barracuda; DC-DC Converter Power Modules*, 40-60Vdc Input; 12.0Vdc, 67.0A, 800W Output, apr. 2021.
- [24] *"DC-DC Converters Bus Converter.Power Module Type*, Model CES48050-20P, 48V-12V,100W, mar. 2019.
- [25] N. E. Komite, «Elektriske lavspenningsinstallasjoner,» *NEK*, årg. 400, s. 2018, 2010.
- [26] *Parallel Wire Inductance Calculator*, <https://www.allaboutcircuits.com/tools/parallel-wire-inductance-calculator/>, [Online; accessed 31-January-2023], 2023.
- [27] *FDV:TWINFLEX 2x4 mm² Batterikabel*, El.nr. 1002451.
- [28] *FDV: TWINFLEX 2x6 mm² Batterikabel*, El.nr. 1002452.
- [29] *FDV:TWINFLEX 2x10 mm² Batterikabel*, El.nr. 1002453.
- [30] *Namron RK 750V 10mm² Sort RIB 100m*, <https://www.elektroimportoren.no/namron-rk-750v-10mm-sort-rib-100m/1007003/Product.html>, [Online; accessed 1-February-2023], 2023.
- [31] *Deep water MiniROVs and delivery systems*, <https://www.engineerlive.com/content/deep-water-minirovs-and-delivery-systems>, [Online; accessed 1-February-2023], 2023.
- [32] *Water Density*, <https://www.usgs.gov/special-topics/water-science-school/science/water-density>, [Online; accessed 1-February-2023], 2023.
- [33] *"Cat 7 U/UTP Utendørs*.
- [34] *RADOX 125 Connecting leads*.
- [35] *HEGPETFRX09-PET-BK - Cable Sleeving 5-16mm*, <https://www.elfadistrelec.no/en/cable-sleeving-16mm-polyester-black-white-hellermanntyton-hegpetfrx09-pet-bk/p/>

- [30254103?trackQuery=cat-DNAV_PL_090912&pos=1&origPos=1&origPageSize=50&track=true](https://www.biltema.no/bygg/beslag/vindusbeslag/tetningslister/bunnfyllingslist-50-m-2000024041), [Online; accessed 3-February-2023], 2023.
- [36] *Bunnfyllingslist, 50 m*, <https://www.biltema.no/bygg/beslag/vindusbeslag/tetningslister/bunnfyllingslist-50-m-2000024041>, [Online; accessed 6-February-2023], 2023.
- [37] T. Wilmshurst, *"An introduction to the design of small scale embedded systems*, 2001.
- [38] T. Mathews, «**Switching regulators demystified**,» *Dec*, årg. 7, s. 8, 2000.
- [39] A. Castaldo, «**Switching regulator fundamentals**,» *Texas Instruments*, Feb, 2019.
- [40] P. Horowitz, W. Hill og I. Robinson, *The art of electronics*. Cambridge university press Cambridge, 1989, bd. 2.
- [41] A. S. Sedra og K. C. Smith, *Microelectronic Circuits*, 6. utg. Oxford University Press, 2010.
- [42] D. M. Robert W. Erickson, *Fundamentals of Power Electronics*. Springer, jan. 2001, bd. 2.
- [43] S. M. Sze og K. K. Ng, *Physics of Semiconductor Devices*, 3. utg. Wiley, 2006.
- [44] W. P. R. Ned Mohan Tore M. Undeland, *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*. Buch, 2003, bd. 3.
- [45] T. M. Abraham Pressman Keith Billings, *Switching Power Supply Design*. Buch, 2009, bd. 3.
- [46] B. Razavi, *Design of Analog CMOS Integrated Circuits*. McGraw-Hill, 2001.
- [47] *"17HS24-2104S*, StepperOnline, 2.1A, okt. 2020.
- [48] F. W. Andreas Eng Jesper Flatheim, *Regulering og styring av motorsystem for undervannsfartøy*. Universitetet i Stavanger, 2023, s. 84.
- [49] *"BMR490 series DC-DC Converters*, 40-60Vdc Input; 12.0Vdc, 139.0A, 1300W Output, apr. 2020.
- [50] *"Delphi Series V48SR*, DC/DC Power Modules: 48V05V, okt. 2020.
- [51] *"Input and Output Capacitor Selection*, Jason Arrigo, feb. 2006.
- [52] *"9-22 Kretskortutlegg*, ELE340 Datamaskinkonstruksjon - Kristian Thorsen, sep. 2022.
- [53] Wikipedia, *Capacitor Types*, https://en.wikipedia.org/wiki/Capacitor_types, [Online; accessed 28-April-2023], 2023.
- [54] *Aluminiumskondensator*, https://www.audiophonics.fr/31125-large_default_2x/aluminum-electrolytic-capacitor-25v-10000f.jpg, [Online; accessed 20-February-2023], 2023.
- [55] *polymerkondis*, <https://industrial.panasonic.com/ww/products/pt/hybrid-aluminum>, [Online; accessed 20-February-2023], 2023.
- [56] *Filmkondensator*, <https://www.digikey.no/>, [Online; accessed 21-February-2023], 2023.
- [57] *Rise Time*, https://en.wikipedia.org/wiki/Rise_time, [Online; accessed 14-March-2023], 2023.
- [58] R. Krishnan, *Switched reluctance motor drives: modeling, simulation, analysis, design, and applications*. CRC press, 2017.

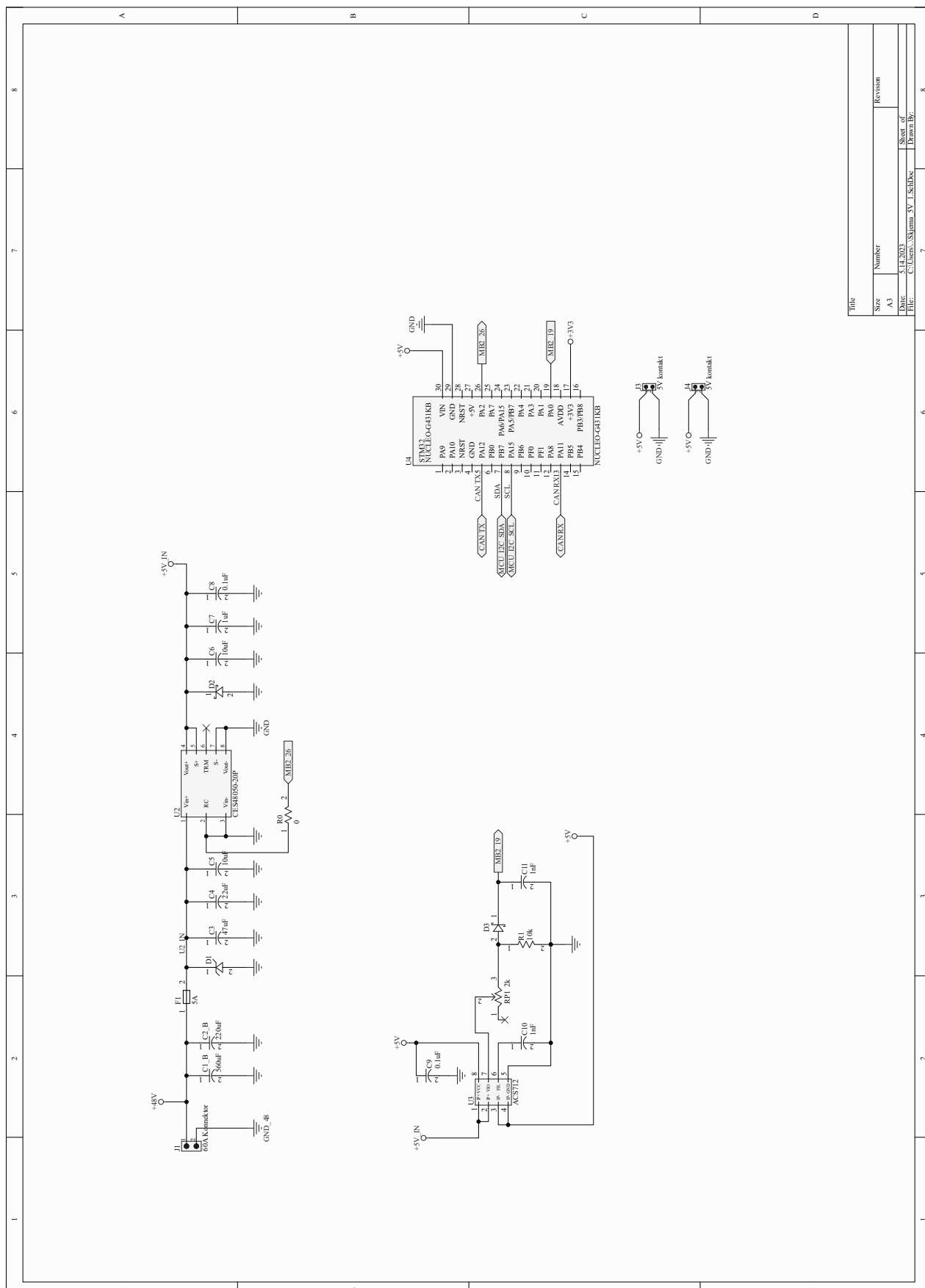
- [59] *Dreiemomentstrømforhold*, https://www.engineeringtoolbox.com/electrical-motors-torques-d_651.html, [Online; accessed 10-May-2023], 2023.
- [60] *"60 A electronic fuse for 12 V DC rail*, STEF12H60M - ST, jan. 2021.
- [61] *32-Lead Plastic QFN*, 5mm × 5mm, aug. 2010.
- [62] *"TPS25985x 4.5 V – 16 V, 0.59-, 80-A Stackable eFuse with Accurate and Fast Current Monitor*, Texas Instruments, mai 2022.
- [63] *"TPS25990 2.9 V – 16 V, 0.79-, 60-A eFuse with PMBus® Digital Telemetry*, Texas Instruments, okt. 2022.
- [64] *"COSEL- Basic Characteristic Data*, mar. 2019.
- [65] S. Ramo, J. R. Whinnery og T. Van Duzer, *Fields and waves in communication electronics*. John Wiley & Sons, 1994.
- [66] *"Fully Integrated, Hall-Effect-Based Linear Current Sensor*, Allegro, feb. 2022.
- [67] I. Ipc, «Generic standard on printed board design,» *IPC-2221*, 1998.
- [68] Digikey, *0399100102*, <https://www.digikey.no/en/products/detail/molex/0399100102/504523>, [Online; accessed 22-January-2023], 2004.
- [69] Digikey, *0395021002*, <https://www.digikey.no/en/products/detail/molex/0395021002/1280621>, [Online; accessed 28-January-2023], 2019.
- [70] *"Fully Integrated, Hall-Effect-Based Linear Current Sensor IC*, ACS712 - Allegro, feb. 2022.
- [71] *"MPQ24833-B – 55 V, 3A, MULTIPLE TOPOLOGY LED DRIVER*, Industrial/Automotive-Grade, nov. 2019.
- [72] I. Ipc, «Metal Foil for Printed Board Applications,» *IPC-4562*, 2000.
- [73] Altium, *IPC Compliant Footprint Wizard*, <https://www.altium.com/documentation/altium-designer/footprintwizard-dlg-form-footprintwizardipc-compliant-footprint-wizard-ad?version=16.1>, [Online; accessed 02-February-2023], 2016.
- [74] T. Instruments, *SN65HVD23x 3.3-V CAN Bus Transceivers*, <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/sn65hvd232.pdf>, [Online; accessed 23-February-2023], 2018.
- [75] ST, *Digital temperature sensor and thermal watchdog*, <https://no.mouser.com/datasheet/2/389/stts75-1852222.pdf>, [Online; accessed 27-February-2023], 2010.
- [76] ST, *Description of STM32F4 HAL and low-layer drivers*, https://www.st.com/resource/en/user_manual/um1725-description-of-stm32f4-hal-and-lowlayer-drivers-stmicroelectronics.pdf, [Online; accessed 03-March-2023], 2023.
- [77] *"Cree® XLamp® MK-R LEDs*, Product family data sheet, apr. 2016.
- [78] U. Subsea, *MATE Demonstration video 2023*, <https://www.youtube.com/watch?v=yg9I5MSf8y8>, [Online; accessed 27-February-2023], 2010.

Tillegg A

Kretsskjema 12 V

Tillegg B

Kretsskjema 5 V



Title		Revision	
Size	Number	Sheet of	
A3		Drawn By:	
Date:	5.14.2023	Sheet of	
File:	C:\Users\Skibsem\3V_I_SchDoc	Drawn By:	

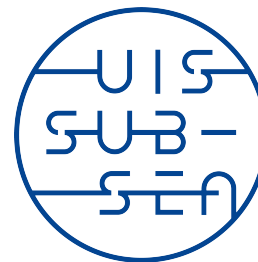
Title		Revision	
Size	Number	Sheet of	
A3		Drawn By:	
Date:	5.14.2023	Sheet of	
File:	C:\Users\Skibsem\3V_I_SchDoc	Drawn By:	

Tillegg C

Testrapport 12 V regulator

Testrapport

Håvard Thomlevold



Innhold

1	Innstroduksjon	2
2	Utstyr	2
3	Testoppsett	2
4	Framgangsmåte	3
5	Resultat	4
6	Konklusjon	5

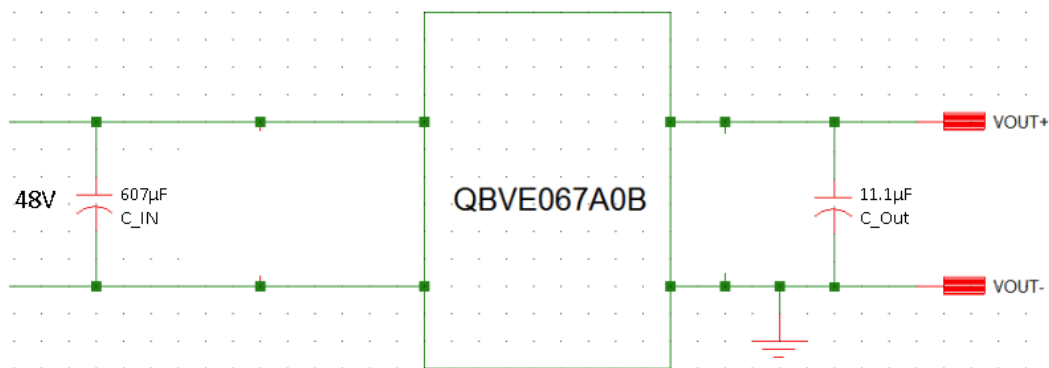
1 Introduksjon

I denne testrapporten skal det verifiseres at de valgte regulatorene fungerer som tenkt, det skal testes nedre spenningsgrense, rippel på utgangen og transienter. Regulatoren som skal testes er ABB sin QBVE067A0B41-HZ. Det vil bli testet både før og etter utgangskondensatorene er tilkoblet for å vise nytten av disse. Alle verdier på komponenter som blir nevnt i denne testen er hentet fra kapittelet om "Stabilisering av spenning".

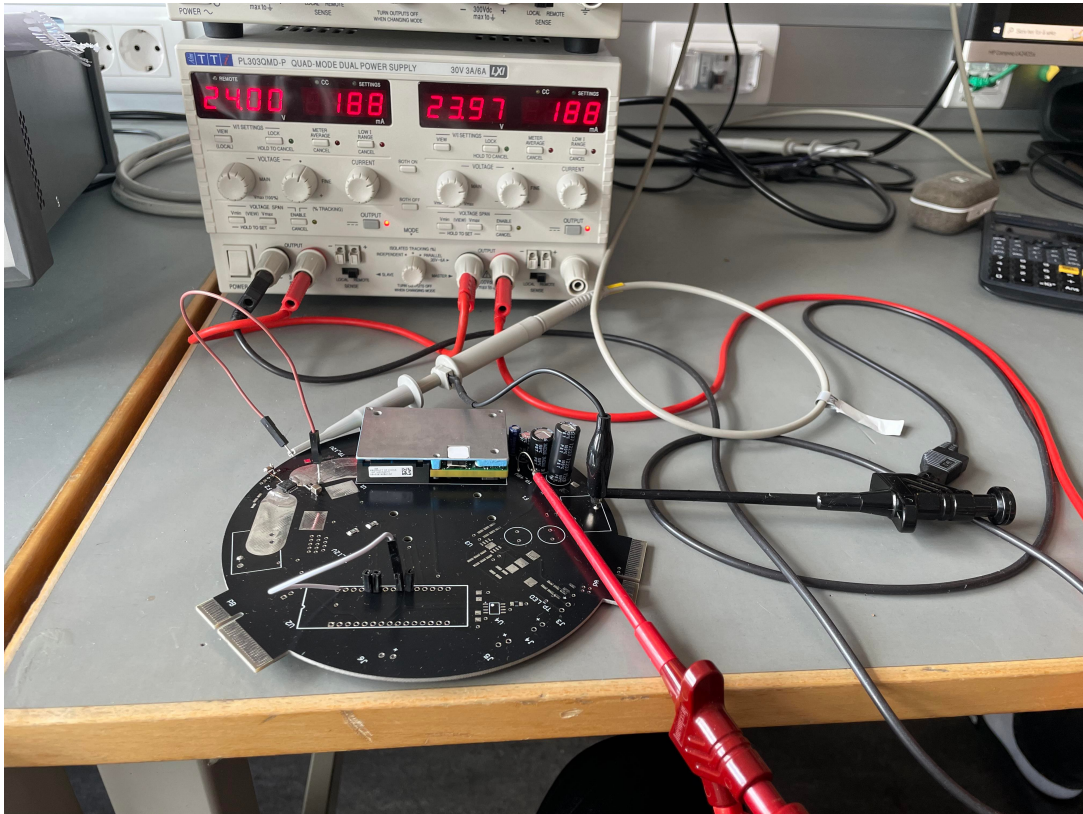
2 Utstyr

- AIM TTi PL303QMD-P Strømforsyning (S/N: 487364)
- KEYSIGHT InfiniiVision MSO-X 3012T Oscilloskop (S/N: MY55120035)
- KEITHLEY DMM6500 digitalt multimeter (S/N: 4446162)
- QBVE067A0B41-HZ
- CES48050-20P
- 1x Oscilloskop-probe
- 4x Bananledninger med klype til digitalt multimeter og strømforsyning
- Koblingsbrett
- Diverse testledninger

3 Testoppsett



Figur 1: Testoppsett for 12V hentet fra datablad??, med egne verdier for C_{IN} og C_{OUT}

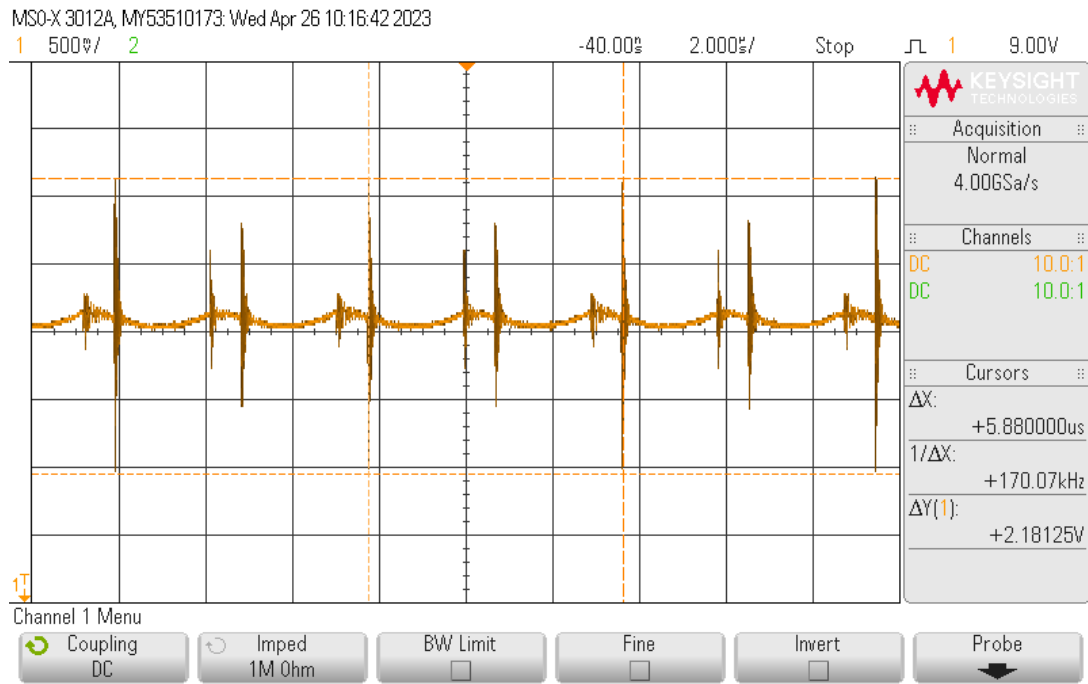


Figur 2: Testoppsett for 12V med 48V tilførsel

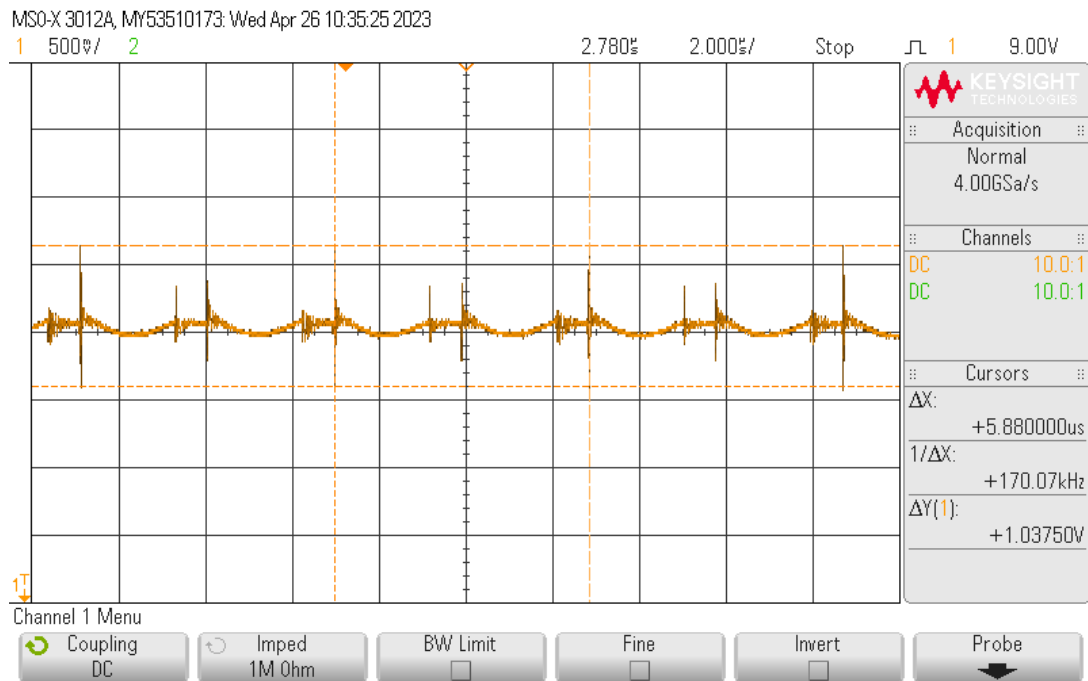
4 Framgangsmåte

Spenningskilden blir tilkoblet testpunktene på kortet etter inngangskondensatorer og regulatoren er montert på. På utgangen av regulatoren kobles det til en probe fra oscilloskopet, denne for å måle rippelen på utgangen.

5 Resultat



Figur 3: Spenningsrippel på utgang uten utgangskondensatorer.



Figur 4: Spenningsrippel på utgang med utgangskondensatorer.

6 Konklusjon

Utgangskondensatorene klarte å halvere spenningsrippelen på utgangen av regulatoren. Det er fremdeles $1 V_{p-p}$ i rippel, men denne vil reduseres enda mer når utgangskondensatorene til sikringen blir loddet på. d at regulatorene fungerer som tenkt og at de takler lastendringene som ble gjort i testen.

Figurer

1	Testoppsett for 12V hentet fra datablad??, med egne verdier for C_{IN} og C_{OUT} . . .	2
2	Testoppsett for 12V med 48V tilførsel	3
3	Spenningsripping på utgang uten utgangskondensatorer.	4
4	Spenningsripping på utgang med utgangskondensatorer.	4

Tabeller

Revisjonshistorikk

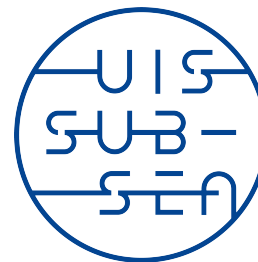
Dato	Revisjonsnummer	Kommentar
15.03.23	Rev. A	Første utgave

Tillegg D

Testrapport 5 V regulator

Testrapport

Håvard Thomlevold



Innhold

1	Innstroduksjon	2
2	Utstyr	2
3	Testoppsett	3
4	Framgangsmåte	3
5	Resultat	3
6	Konklusjon	3

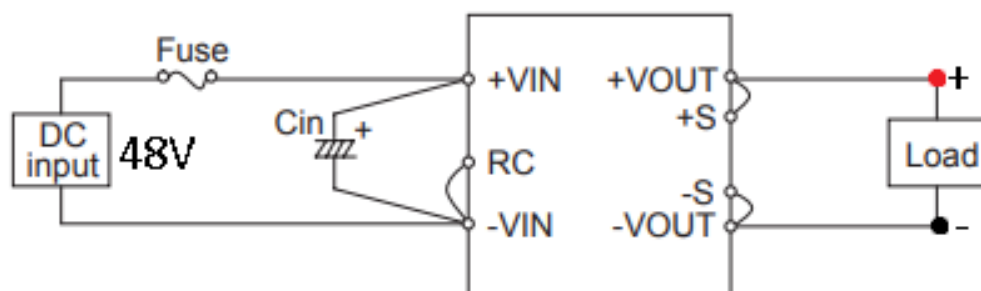
1 Introduksjon

I denne testrapporten skal det verifiseres at de valgte regulatorene fungerer som tenkt, det skal testes nedre spenningsgrense, rippel på utgangen og transienter. Regulatoren som skal testes er Cosel sin CES48050-20P??. Det vil bli testet både før og etter utgangskondensatorene er tilkoblet for å vise nytten av disse. Alle verdier på komponenter som blir nevnt i denne testen er hentet fra kapittelet om "Stabilisering av spenning".

2 Utstyr

- AIM TTi PL303QMD-P Strømforsyning (S/N: 487364)
- KEYSIGHT InfiniiVision MSO-X 3012T Oscilloskop (S/N: MY55120035)
- KEITHLEY DMM6500 digitalt multimeter (S/N: 4446162)
- QBVE067A0B41-HZ
- CES48050-20P
- 1x Oscilloskop-probe
- 4x Bananledninger med klype til digitalt multimeter og strømforsyning
- Koblingsbrett
- Diverse testledninger

3 Testoppsett



Cin : External capacitor on the input side

Fig.2.1 Connection for standard use

Table 2.1 Recommended External capacitor on the input side

Model	CES24/CQS24	
Cin	220 μ F or more	
Model	CES48/CQS48	CES48033-30, CES48050-20, CES48060-17, CES48033-30P, CES48050-20P, CES48120-7P
Cin	33 μ F or more	47 μ F or more

Figur 1: Testoppsett for 5V med 48V tilførsel

4 Framgangsmåte

Spenningskilden blir tilkoblet testpunktene på kortet etter inngangskondensatorer og regulatoren er montert på. På utgangen av regulatoren kobles det til en probe fra oscilloskopet, denne for å måle rippelen på utgangen.

5 Resultat

6 Konklusjon

Det kan konkluderes med at regulatorene fungerer som tenkt og at de takler lastendringene som ble gjort i testen.

Figurer

1	Testoppsett for 5V med 48V tilførsel	3
---	--	---

Tabeller

Revisjonshistorikk

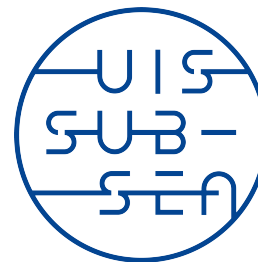
Dato	Revisjonsnummer	Kommentar
15.03.23	Rev. A	Første utgave

Tillegg E

Testrapport 12V sikring

Testrapport

Håvard Thomlevold



Innhold

1	Innstroduksjon	2
2	Utstyr	2
3	Testoppsett	3
4	Framgangsmåte	3
5	Resultat	4
6	Konklusjon	5

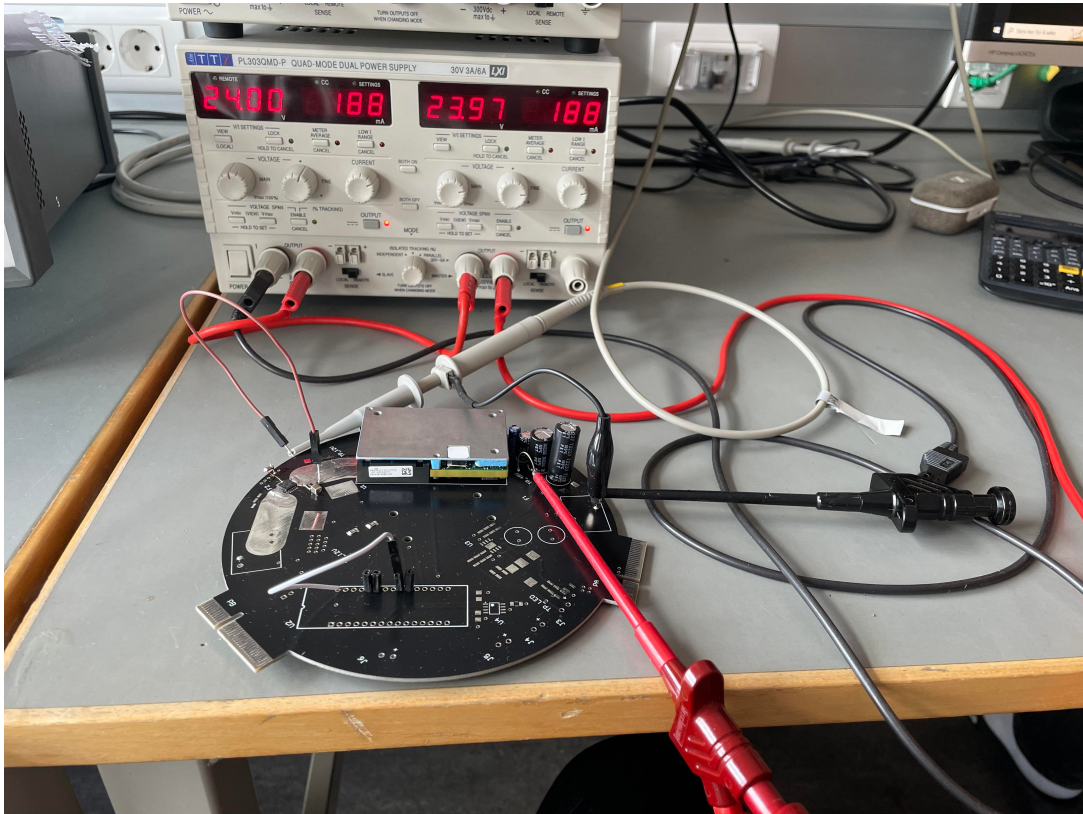
1 Introduksjon

I denne testrapporten skal funksjonene til sikringen i 12V kretsen testes. Det skal verifiseres at den slår ut ved overstrøm og hvor lang tid det tar for den interne MOSFET'en å strupe utgangen.

2 Utstyr

- AIM TTi PL303QMD-P Strømforsyning (S/N: 487364)
- KEYSIGHT InfiniiVision MSO-X 3012T Oscilloskop (S/N: MY55120035)
- KEITHLEY DMM6500 digitalt multimeter (S/N: 4446162)
- QBVE067A0B41-HZ
- CES48050-20P
- 1x Oscilloskop-probe
- 4x Bananledninger med klype til digitalt multimeter og strømforsyning
- Koblingsbrett
- Diverse testledninger

3 Testoppsett

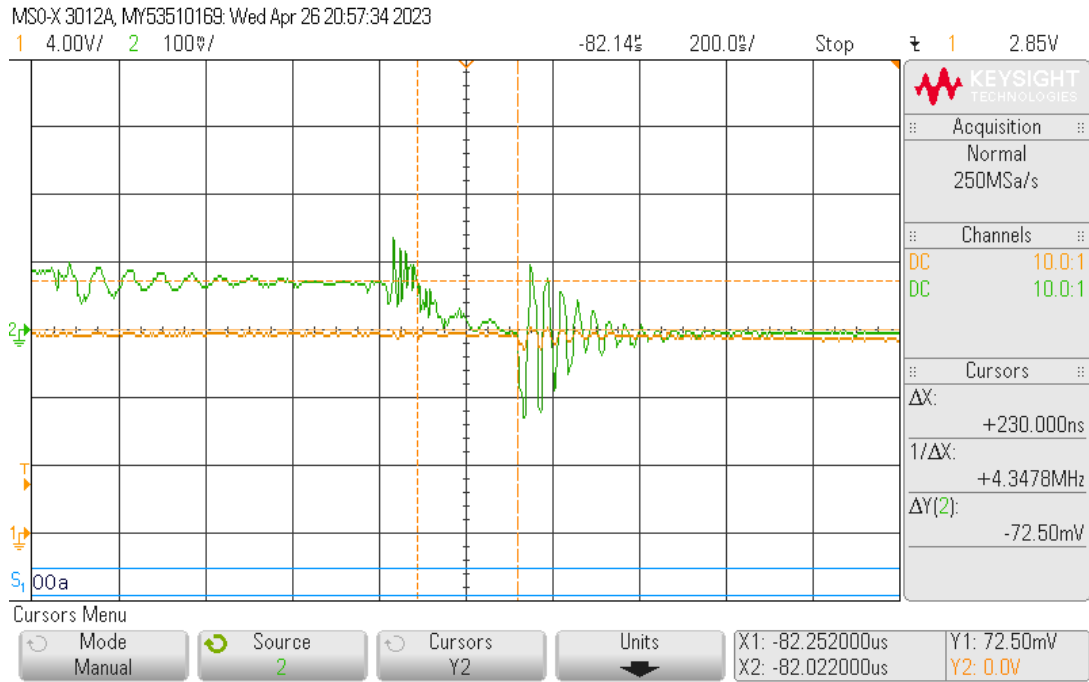


Figur 1: Testoppsett for sikringstest.

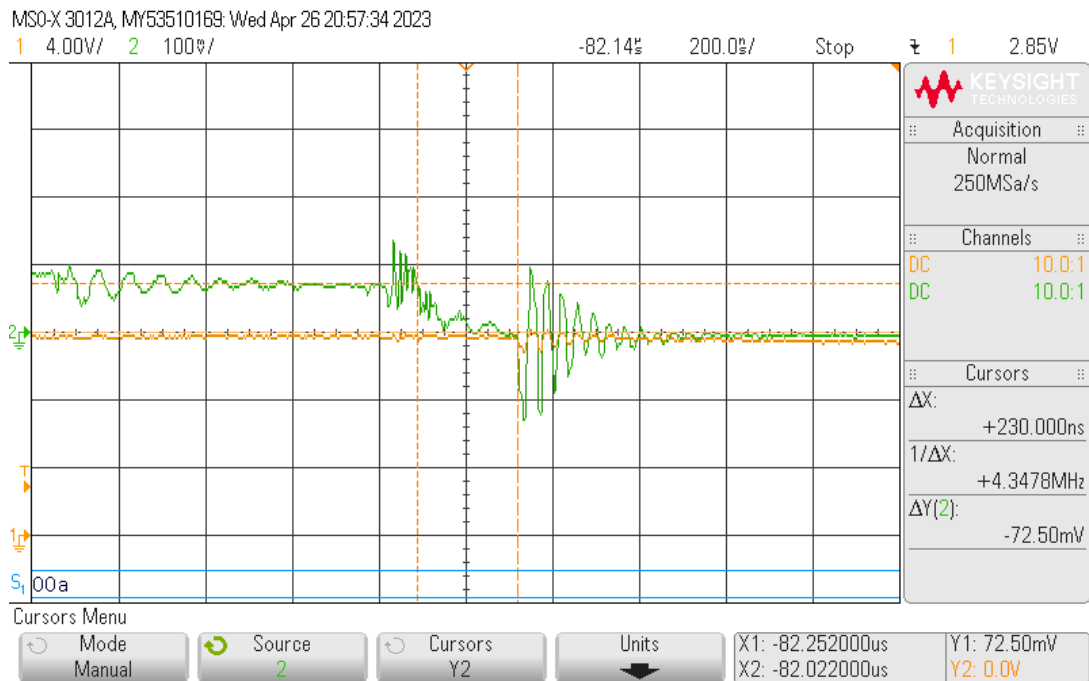
4 Framgangsmåte

Spenningskilden blir tilkoblet testpunktene på kortet etter inngangskondensatorer og regulatoren er montert på. På utgangen av regulatoren kobles det til en probe fra oscilloskopet, denne for å måle rippelen på utgangen.

5 Resultat



Figur 2: Testoppsett for 5V med 48V tilførsel



Figur 3: Testoppsett for 5V med 48V tilførsel

6 Konklusjon

Det kan konkluderes med at regulatorene fungerer som tenkt og at de takler lastendringene som ble gjort i testen.

Figurer

1	Testoppsett for sikringstest.	3
2	Testoppsett for 5V med 48V tilførsel	4
3	Testoppsett for 5V med 48V tilførsel	4

Tabeller

Revisjonshistorikk

Dato	Revisjonsnummer	Kommentar
15.03.23	Rev. A	Første utgave

Tillegg F

Konfigurasjonsrapport STM32

STM32 CubeMX

1. Description

1.1. Project

Project Name	Bachelor_2023
Board Name	custom
Generated with:	STM32CubeMX 6.6.1
Date	05/11/2023

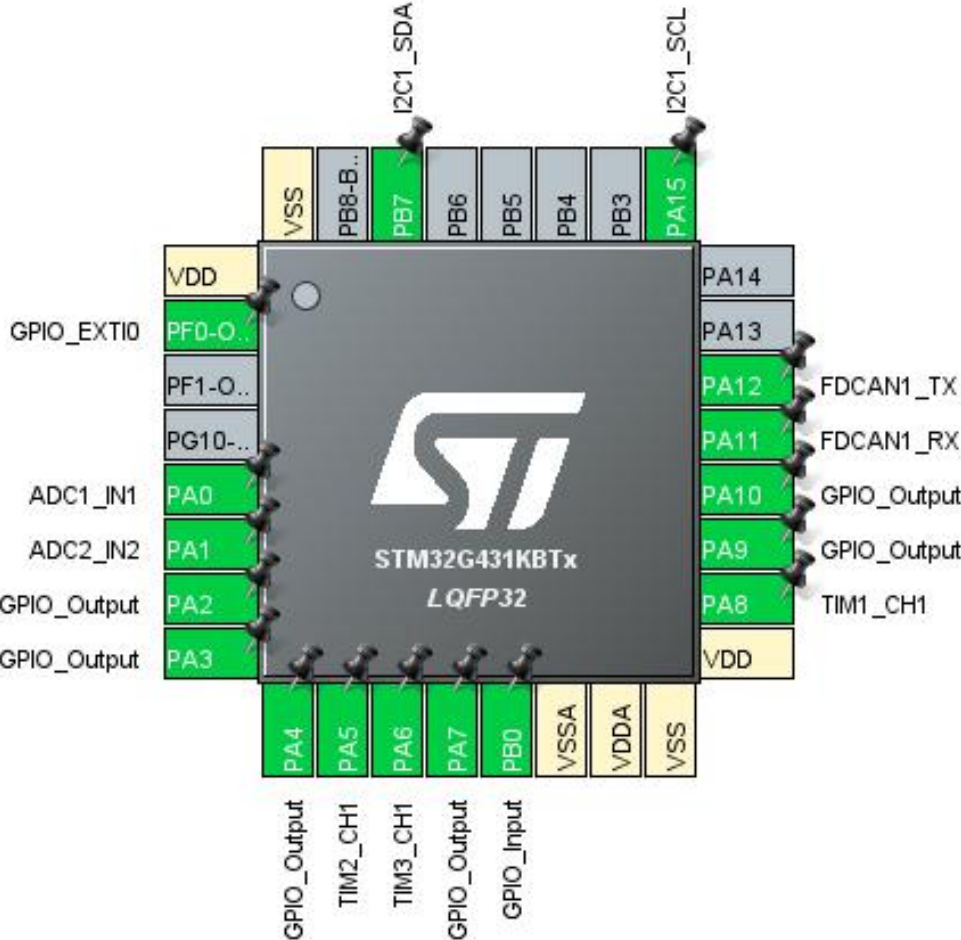
1.2. MCU

MCU Series	STM32G4
MCU Line	STM32G4x1
MCU name	STM32G431KBTx
MCU Package	LQFP32
MCU Pin number	32

1.3. Core(s) information

Core(s)	ARM Cortex-M4
---------	---------------

2. Pinout Configuration

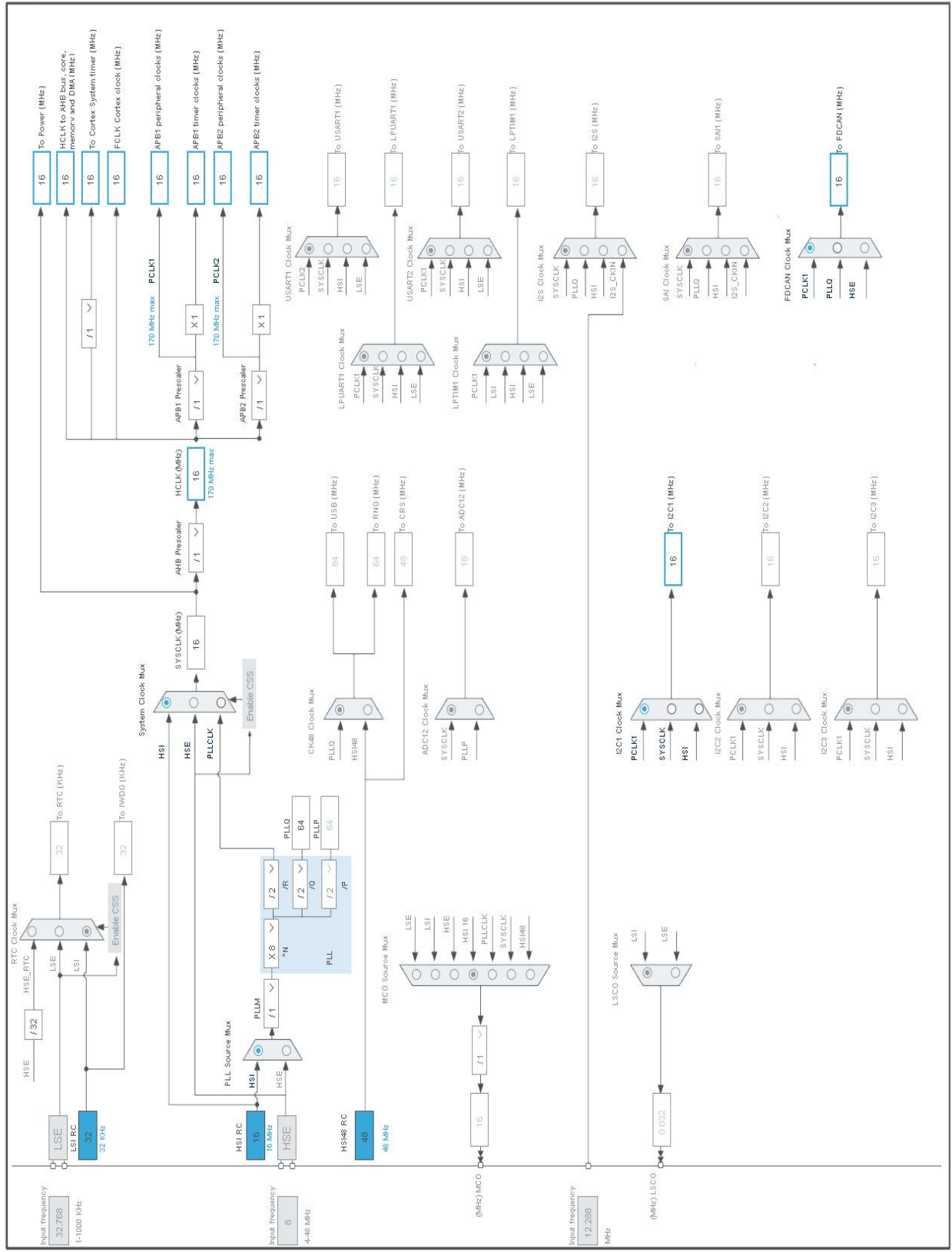


3. Pins Configuration

Pin Number LQFP32	Pin Name (function after reset)	Pin Type	Alternate Function(s)	Label
1	VDD	Power		
2	PF0-OSC_IN	I/O	GPIO_EXTI0	
5	PA0	I/O	ADC1_IN1	
6	PA1	I/O	ADC2_IN2	
7	PA2 *	I/O	GPIO_Output	
8	PA3 *	I/O	GPIO_Output	
9	PA4 *	I/O	GPIO_Output	
10	PA5	I/O	TIM2_CH1	
11	PA6	I/O	TIM3_CH1	
12	PA7 *	I/O	GPIO_Output	
13	PB0 *	I/O	GPIO_Input	
14	VSSA	Power		
15	VDDA	Power		
16	VSS	Power		
17	VDD	Power		
18	PA8	I/O	TIM1_CH1	
19	PA9 *	I/O	GPIO_Output	
20	PA10 *	I/O	GPIO_Output	
21	PA11	I/O	FDCAN1_RX	
22	PA12	I/O	FDCAN1_TX	
25	PA15	I/O	I2C1_SCL	
30	PB7	I/O	I2C1_SDA	
32	VSS	Power		

* The pin is affected with an I/O function

4. Clock Tree Configuration



5. Software Project

5.1. Project Settings

Name	Value
Project Name	Bachelor_2023
Project Folder	C:\Users\havar\STM32CubeIDE\workspace_1.7.0\Bachelor_2023
Toolchain / IDE	STM32CubeIDE
Firmware Package Name and Version	STM32Cube FW_G4 V1.5.1
Application Structure	Advanced
Generate Under Root	Yes
Do not generate the main()	No
Minimum Heap Size	0x200
Minimum Stack Size	0x400

5.2. Code Generation Settings

Name	Value
STM32Cube MCU packages and embedded software	Copy only the necessary library files
Generate peripheral initialization as a pair of '.c/.h' files	No
Backup previously generated files when re-generating	No
Keep User Code when re-generating	Yes
Delete previously generated files when not re-generated	Yes
Set all free pins as analog (to optimize the power consumption)	No
Enable Full Assert	No

5.3. Advanced Settings - Generated Function Calls

Rank	Function Name	Peripheral Instance Name
1	SystemClock_Config	RCC
2	MX_GPIO_Init	GPIO
3	MX_FDCAN1_Init	FDCAN1
4	MX_I2C1_Init	I2C1
5	MX_TIM1_Init	TIM1
6	MX_TIM2_Init	TIM2
7	MX_ADC1_Init	ADC1
8	MX_ADC2_Init	ADC2
9	MX_TIM3_Init	TIM3

6. Power Consumption Calculator report

6.1. Microcontroller Selection

Series	STM32G4
Line	STM32G4x1
MCU	STM32G431KBTx
Datasheet	DS12589_Rev0

6.2. Parameter Selection

Temperature	25
Vdd	3.0

6.3. Battery Selection

Battery	Li-SOCL2(A3400)
Capacity	3400.0 mAh
Self Discharge	0.08 %/month
Nominal Voltage	3.6 V
Max Cont Current	100.0 mA
Max Pulse Current	200.0 mA
Cells in series	1
Cells in parallel	1

6.4. Sequence

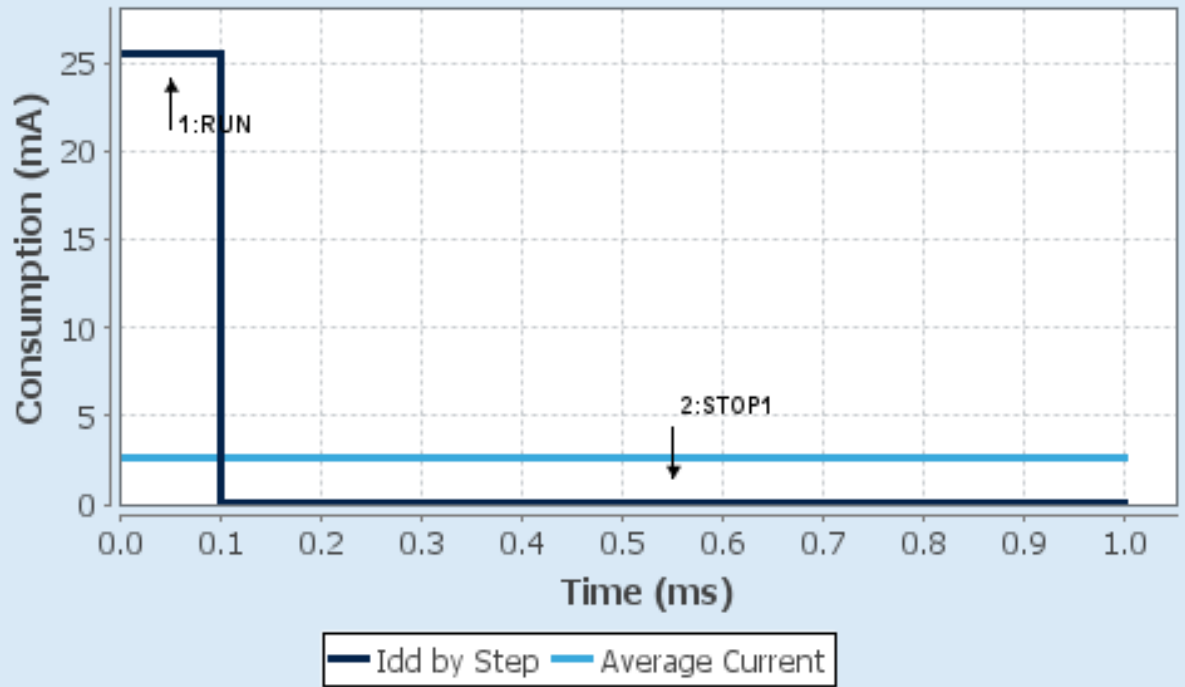
Step	Step1	Step2
Mode	RUN	STOP1
Vdd	3.0	3.0
Voltage Source	Battery	Battery
Range	Range1-Boost	NoRange
Fetch Type	FLASH/ART	NA
CPU Frequency	170 MHz	0 Hz
Clock Configuration	HSE BYP PLL	ALL CLOCKS OFF
Clock Source Frequency	4 MHz	0 Hz
Peripherals		
Additional Cons.	0 mA	0 mA
Average Current	25.5 mA	59 μ A
Duration	0.1 ms	0.9 ms
DMIPS	213.0	0.0
Ta Max	124.19	129.99
Category	In DS Table	In DS Table

6.5. Results

Sequence Time	1 ms	Average Current	2.6 mA
Battery Life	1 month, 23 days, 22 hours	Average DMIPS	212.5 DMIPS

6.6. Chart

Consumption Profile by Step



7. Peripherals and Middlewares Configuration

7.1. ADC1

IN1: IN1 Single-ended

7.1.1. Parameter Settings:

ADCs_Common_Settings:

Mode Independent mode

ADC_Settings:

Clock Prescaler Synchronous clock mode divided by 2

Resolution ADC 12-bit resolution

Data Alignment Right alignment

Gain Compensation 0

Scan Conversion Mode Disabled

End Of Conversion Selection End of single conversion

Low Power Auto Wait Disabled

Continuous Conversion Mode Disabled

Discontinuous Conversion Mode Disabled

DMA Continuous Requests Disabled

Overrun behaviour Overrun data preserved

ADC_Regular_ConversionMode:

Enable Regular Conversions Enable

Enable Regular Oversampling Disable

Number Of Conversion 1

External Trigger Conversion Source Regular Conversion launched by software

External Trigger Conversion Edge None

Rank 1

Channel Channel 1

Sampling Time 2.5 Cycles

Offset Number No offset

ADC_Injected_ConversionMode:

Enable Injected Conversions Disable

Analog Watchdog 1:

Enable Analog WatchDog1 Mode false

Analog Watchdog 2:

Enable Analog WatchDog2 Mode false

Analog Watchdog 3:

Enable Analog WatchDog3 Mode false

7.2. ADC2

IN2: IN2 Single-ended

7.2.1. Parameter Settings:

ADCs_Common_Settings:

Mode Independent mode

ADC_Settings:

Clock Prescaler Synchronous clock mode divided by 2

Resolution **ADC 8-bit resolution ***

Data Alignment Right alignment

Gain Compensation 0

Scan Conversion Mode Disabled

End Of Conversion Selection End of single conversion

Low Power Auto Wait Disabled

Continuous Conversion Mode Disabled

Discontinuous Conversion Mode Disabled

DMA Continuous Requests Disabled

Overrun behaviour Overrun data preserved

ADC_Regular_ConversionMode:

Enable Regular Conversions Enable

Enable Regular Oversampling Disable

Number Of Conversion 1

External Trigger Conversion Source Regular Conversion launched by software

External Trigger Conversion Edge None

Rank 1

Channel Channel 2

Sampling Time 2.5 Cycles

Offset Number No offset

ADC_Injected_ConversionMode:

Enable Injected Conversions Disable

Analog Watchdog 1:

Enable Analog WatchDog1 Mode false

Analog Watchdog 2:

Enable Analog WatchDog2 Mode false

Analog Watchdog 3:

Enable Analog WatchDog3 Mode false

7.3. FDCAN1

mode: **Activated**

7.3.1. Parameter Settings:

Basic Parameters:

Clock Divider	Divide kernel clock by 1
Frame Format	Classic mode
Mode	Normal mode
Auto Retransmission	Enable *
Transmit Pause	Disable
Protocol Exception	Disable
Nominal Sync Jump Width	1
Data Prescaler	4 *
Data Sync Jump Width	1
Data Time Seg1	5 *
Data Time Seg2	2 *
Std Filters Nbr	1 *
Ext Filters Nbr	0
Tx Fifo Queue Mode	FIFO mode

Bit Timings Parameters:

Nominal Prescaler	4 *
Nominal Time Quantum	250.0 *
Nominal Time Seg1	5 *
Nominal Time Seg2	2
Nominal Time for one Bit	2000 *
Nominal Baud Rate	500000 *

7.4. I2C1

I2C: **I2C**

7.4.1. Parameter Settings:

Timing configuration:

Custom Timing	Disabled
I2C Speed Mode	Standard Mode
I2C Speed Frequency (KHz)	100
Rise Time (ns)	0
Fall Time (ns)	0

Coefficient of Digital Filter	0
Analog Filter	Enabled
Timing	0x00303D5B

Slave Features:

Clock No Stretch Mode	Disabled
General Call Address Detection	Disabled
Primary Address Length selection	7-bit
Dual Address Acknowledged	Disabled
Primary slave address	0

7.5. RCC

7.5.1. Parameter Settings:

System Parameters:

VDD voltage (V)	3.3
Instruction Cache	Enabled
Prefetch Buffer	Disabled
Data Cache	Enabled
Flash Latency(WS)	0 WS (1 CPU cycle)

RCC Parameters:

HSI Calibration Value	64
HSE Startup Timeout Value (ms)	100
LSE Startup Timeout Value (ms)	5000

Power Parameters:

Power Regulator Voltage Scale	Power Regulator Voltage Scale 1
-------------------------------	---------------------------------

Peripherals Clock Configuration:

Generate the peripherals clock configuration	TRUE
--	------

7.6. TIM1

Clock Source : Internal Clock

Channel1: Output Compare CH1

7.6.1. Parameter Settings:

Counter Settings:

Prescaler (PSC - 16 bits value)	0
Counter Mode	Up
Dithering	Disable

Counter Period (AutoReload Register - 16 bits value)	65535
Internal Clock Division (CKD)	No Division
Repetition Counter (RCR - 16 bits value)	0
auto-reload preload	Disable

Trigger Output (TRGO) Parameters:

Master/Slave Mode (MSM bit)	Disable (Trigger input effect not delayed)
Trigger Event Selection TRGO	Reset (UG bit from TIMx_EGR)
Trigger Event Selection TRGO2	Reset (UG bit from TIMx_EGR)

Break And Dead Time management - BRK Configuration:

BRK State	Disable
BRK Polarity	High
BRK Filter (4 bits value)	0
BRK Sources Configuration	
- Digital Input	Disable
- COMP1	Disable
- COMP2	Disable
- COMP3	Disable
- COMP4	Disable

Break And Dead Time management - BRK2 Configuration:

BRK2 State	Disable
BRK2 Polarity	High
BRK2 Filter (4 bits value)	0
BRK2 Sources Configuration	
- Digital Input	Disable
- COMP1	Disable
- COMP2	Disable
- COMP3	Disable
- COMP4	Disable

Break And Dead Time management - Output Configuration:

Automatic Output State	Disable
Off State Selection for Run Mode (OSSR)	Disable
Off State Selection for Idle Mode (OSSI)	Disable
Lock Configuration	Off

Clear Input:

Clear Input Source	Disable
--------------------	---------

Output Compare Channel 1:

Mode	Frozen (used for Timing base)
Pulse (16 bits value)	0
Output compare preload	Disable
CH Polarity	High
CH Idle State	Reset

7.7. TIM2

Clock Source : Internal Clock

Channel1: PWM Generation CH1

7.7.1. Parameter Settings:

Counter Settings:

Prescaler (PSC - 16 bits value)	15 *
Counter Mode	Up
Dithering	Disable
Counter Period (AutoReload Register - 32 bits value)	499 *
Internal Clock Division (CKD)	No Division
auto-reload preload	Enable *

Trigger Output (TRGO) Parameters:

Master/Slave Mode (MSM bit)	Disable (Trigger input effect not delayed)
Trigger Event Selection TRGO	Reset (UG bit from TIMx_EGR)

Clear Input:

Clear Input Source	Disable
--------------------	---------

PWM Generation Channel 1:

Mode	PWM mode 1
Pulse (32 bits value)	250 *
Output compare preload	Enable
Fast Mode	Disable
CH Polarity	High

7.8. TIM3

Clock Source : Internal Clock

Channel1: PWM Generation CH1

7.8.1. Parameter Settings:

Counter Settings:

Prescaler (PSC - 16 bits value)	15 *
Counter Mode	Up
Dithering	Disable
Counter Period (AutoReload Register - 16 bits value)	9999 *
Internal Clock Division (CKD)	No Division

auto-reload preload

Enable *

Trigger Output (TRGO) Parameters:

Master/Slave Mode (MSM bit)

Disable (Trigger input effect not delayed)

Trigger Event Selection TRGO

Reset (UG bit from TIMx_EGR)

Clear Input:

Clear Input Source

Disable

PWM Generation Channel 1:

Mode

PWM mode 1

Pulse (16 bits value)

250 *

Output compare preload

Enable

Fast Mode

Disable

CH Polarity

High

*** User modified value**

8. System Configuration

8.1. GPIO configuration

IP	Pin	Signal	GPIO mode	GPIO pull/up pull down	Max Speed	User Label
ADC1	PA0	ADC1_IN1	Analog mode	No pull-up and no pull-down	n/a	
ADC2	PA1	ADC2_IN2	Analog mode	No pull-up and no pull-down	n/a	
FDCAN1	PA11	FDCAN1_RX	Alternate Function Push Pull	No pull-up and no pull-down	Low	
	PA12	FDCAN1_TX	Alternate Function Push Pull	No pull-up and no pull-down	Low	
I2C1	PA15	I2C1_SCL	Alternate Function Open Drain	No pull-up and no pull-down	Low	
	PB7	I2C1_SDA	Alternate Function Open Drain	No pull-up and no pull-down	Low	
TIM1	PA8	TIM1_CH1	Alternate Function Push Pull	No pull-up and no pull-down	Low	
TIM2	PA5	TIM2_CH1	Alternate Function Push Pull	No pull-up and no pull-down	Medium *	
TIM3	PA6	TIM3_CH1	Alternate Function Push Pull	No pull-up and no pull-down	Medium *	
GPIO	PF0-OSC_IN	GPIO_EXTI0	External Interrupt Mode with Rising edge trigger detection	No pull-up and no pull-down	n/a	
	PA2	GPIO_Output	Output Push Pull	No pull-up and no pull-down	Low	
	PA3	GPIO_Output	Output Push Pull	No pull-up and no pull-down	Low	
	PA4	GPIO_Output	Output Push Pull	No pull-up and no pull-down	Low	
	PA7	GPIO_Output	Output Push Pull	No pull-up and no pull-down	Low	
	PB0	GPIO_Input	Input mode	No pull-up and no pull-down	n/a	
	PA9	GPIO_Output	Output Push Pull	No pull-up and no pull-down	Low	
	PA10	GPIO_Output	Output Push Pull	No pull-up and no pull-down	Low	

8.2. DMA configuration

nothing configured in DMA service

8.3. NVIC configuration

8.3.1. NVIC

Interrupt Table	Enable	Preenmption Priority	SubPriority
Non maskable interrupt	true	0	0
Hard fault interrupt	true	0	0
Memory management fault	true	0	0
Prefetch fault, memory access fault	true	0	0
Undefined instruction or illegal state	true	0	0
System service call via SWI instruction	true	0	0
Debug monitor	true	0	0
Pendable request for system service	true	0	0
System tick timer	true	15	0
FDCAN1 interrupt 0	true	0	0
TIM2 global interrupt	true	0	0
PVD/PVM1/PVM2/PVM3/PVM4 interrupts through EXTI lines 16/38/39/40/41		unused	
Flash global interrupt		unused	
RCC global interrupt		unused	
EXTI line0 interrupt		unused	
ADC1 and ADC2 global interrupt		unused	
FDCAN1 interrupt 1		unused	
TIM1 break interrupt and TIM15 global interrupt		unused	
TIM1 update interrupt and TIM16 global interrupt		unused	
TIM1 trigger and commutation interrupts and TIM17 global interrupt		unused	
TIM1 capture compare interrupt		unused	
TIM3 global interrupt		unused	
I2C1 event interrupt / I2C1 wake-up interrupt through EXTI line 23		unused	
I2C1 error interrupt		unused	
FPU global interrupt		unused	

8.3.2. NVIC Code generation

Enabled interrupt Table	Select for init sequence ordering	Generate IRQ handler	Call HAL handler
Non maskable interrupt	false	true	false
Hard fault interrupt	false	true	false
Memory management fault	false	true	false
Prefetch fault, memory access fault	false	true	false
Undefined instruction or illegal state	false	true	false

Enabled interrupt Table	Select for init sequence ordering	Generate IRQ handler	Call HAL handler
System service call via SWI instruction	false	true	false
Debug monitor	false	true	false
Pendable request for system service	false	true	false
System tick timer	false	true	true
FDCAN1 interrupt 0	false	true	true
TIM2 global interrupt	false	true	true

*** User modified value**

9. System Views

9.1. Category view

9.1.1. Current

Middleware

System Core	Analog	Timers	Connectivity	Multimedia	Security	Computing	Utilities
DMA	ADC1 ✓	TIM1 ✓	FDCAI1 ✓				
GPIO ✓	ADC2 ✓	TIM2 ✓	I2C1 ✓				
NVIC ✓		TIM3 ✓					
RCC ✓							

10. Docs & Resources

Type	Link
BSDL files	https://www.st.com/resource/en/bsdl_model/stm32g4_bsd.zip
IBIS models	https://www.st.com/resource/en/ibis_model/stm32g4_ibis.zip
System View Description	https://www.st.com/resource/en/svd/stm32g4_svd.zip
BSDL files	https://www.st.com/resource/en/bsdl_model/stm32g4_bsd.zip
IBIS models	https://www.st.com/resource/en/ibis_model/stm32g4_ibis.zip
System View Description	https://www.st.com/resource/en/svd/stm32g4_svd.zip
Presentations	https://www.st.com/resource/en/product_presentation/microcontrollers_stm32g4_series_product_overview.pdf
Presentations	https://www.st.com/resource/en/product_presentation/stm32-stm8_embedded_software_solutions.pdf
Presentations	https://www.st.com/resource/en/product_presentation/stm32_eval_tools_portfolio.pdf
Presentations	https://www.st.com/resource/en/product_presentation/stm32_stm8_functional-safety-packages.pdf
Presentations	https://www.st.com/resource/en/product_presentation/stm32-usb-c-pd-solutions-presentation.pdf
Presentations	https://www.st.com/resource/en/product_presentation/stm32-stm8_software_development_tools.pdf
Training Material	https://www.st.com/resource/en/marketing_training/smpres_stm32g4_edr.pdf
Training Material	https://www.st.com/resource/en/sales_guide/sg_sc2155.pdf
Training Material	https://www.st.com/resource/en/training_certification/faecp_stm32g4_edr.pdf
Flyers	https://www.st.com/resource/en/flyer/flstm32g4.pdf
Flyers	https://www.st.com/resource/en/flyer/flstm32nucleo.pdf
Flyers	https://www.st.com/resource/en/flyer/flstm32trust.pdf

Flyers <https://www.st.com/resource/en/flyer/fldpstpfc11120.pdf>

Application Notes https://www.st.com/resource/en/application_note/an1181-electrostatic-discharge-sensitivity-measurement-stmicroelectronics.pdf

Application Notes https://www.st.com/resource/en/application_note/an1709-emc-design-guide-for-stm8-stm32-and-legacy-mcus-stmicroelectronics.pdf

Application Notes https://www.st.com/resource/en/application_note/an2606-stm32-microcontroller-system-memory-boot-mode-stmicroelectronics.pdf

Application Notes https://www.st.com/resource/en/application_note/an2639-soldering-recommendations-and-package-information-for-leadfree-ecopack-mcus-and-mpus-stmicroelectronics.pdf

Application Notes https://www.st.com/resource/en/application_note/an2834-how-to-get-the-best-adc-accuracy-in-stm32-microcontrollers-stmicroelectronics.pdf

Application Notes https://www.st.com/resource/en/application_note/an3126-audio-and-waveform-generation-using-the-dac-in-stm32-products-stmicroelectronics.pdf

Application Notes https://www.st.com/resource/en/application_note/an3155-uart-protocol-used-in-the-stm32-bootloader-stmicroelectronics.pdf

Application Notes https://www.st.com/resource/en/application_note/an3156-usb-dfu-protocol-used-in-the-stm32-bootloader-stmicroelectronics.pdf

Application Notes https://www.st.com/resource/en/application_note/an4013-stm32-crossseries-timer-overview-stmicroelectronics.pdf

Application Notes https://www.st.com/resource/en/application_note/an4221-i2c-protocol-used-in-the-stm32-bootloader-stmicroelectronics.pdf

Application Notes https://www.st.com/resource/en/application_note/an4229-how-to-implement-a-vocoder-solution-using-stm32-microcontrollers-stmicroelectronics.pdf

Application Notes https://www.st.com/resource/en/application_note/an4232-getting-started-with-analog-comparators-for-stm32f3-series-and-stm32g4-series-devices-stmicroelectronics.pdf

Application Notes https://www.st.com/resource/en/application_note/an4286-spi-protocol-used-in-the-stm32-bootloader-stmicroelectronics.pdf

Application Notes https://www.st.com/resource/en/application_note/an4296-use-stm32f3stm32g4-ccm-sram-with-iar-embedded-workbench-keil-mdkarm-

stmicroelectronics-stm32cubeide-and-other-gnubased-toolchains-
stmicroelectronics.pdf

Application Notes https://www.st.com/resource/en/application_note/an4566-extending-the-dac-performance-of-stm32-microcontrollers-stmicroelectronics.pdf

Application Notes https://www.st.com/resource/en/application_note/an4635-minimization-of-power-consumption-using-lpuart-for-stm32-microcontrollers-stmicroelectronics.pdf

Application Notes https://www.st.com/resource/en/application_note/an4655-virtually-increasing-the-number-of-serial-communication-peripherals-in-stm32-applications-stmicroelectronics.pdf

Application Notes https://www.st.com/resource/en/application_note/an4750-handling-of-soft-errors-in-stm32-applications-stmicroelectronics.pdf

Application Notes https://www.st.com/resource/en/application_note/an4759-using-the-hardware-realtime-clock-rtc-and-the-tamper-management-unit-tamp-with-stm32-microcontrollers-stmicroelectronics.pdf

Application Notes https://www.st.com/resource/en/application_note/an4776-generalpurpose-timer-cookbook-for-stm32-microcontrollers-stmicroelectronics.pdf

Application Notes https://www.st.com/resource/en/application_note/an4803-highspeed-si-simulations-using-ibis-and-boardlevel-simulations-using-hyperlynx-si-on-stm32-mcus-and-mpus-stmicroelectronics.pdf

Application Notes https://www.st.com/resource/en/application_note/an4838-managing-memory-protection-unit-in-stm32-mcus-stmicroelectronics.pdf

Application Notes https://www.st.com/resource/en/application_note/an4894-eprom-emulation-techniques-and-software-for-stm32-microcontrollers-stmicroelectronics.pdf

Application Notes https://www.st.com/resource/en/application_note/an4989-stm32-microcontroller-debug-toolbox-stmicroelectronics.pdf

Application Notes https://www.st.com/resource/en/application_note/an5027-interfacing-pdm-digital-microphones-using-stm32-mcus-and-mpus-stmicroelectronics.pdf

Application Notes https://www.st.com/resource/en/application_note/an5036-thermal-management-guidelines-for-stm32-applications-stmicroelectronics.pdf

Application Notes https://www.st.com/resource/en/application_note/an5093-getting-started-with-stm32g4-series--hardware-development-boards-

stmicroelectronics.pdf

- Application Notes https://www.st.com/resource/en/application_note/an5224-stm32-dmamux-the-dma-request-router-stmicroelectronics.pdf
- Application Notes https://www.st.com/resource/en/application_note/an5225-usb-typec-power-delivery-using-stm32-mcus-and-mpus-stmicroelectronics.pdf
- Application Notes https://www.st.com/resource/en/application_note/an5306-operational-amplifier-opamp-usage-in-stm32g4-series-stmicroelectronics.pdf
- Application Notes https://www.st.com/resource/en/application_note/an5310-guideline-for-using-analog-features-of-stm32g4-series-versus-stm32f3-series-devices-stmicroelectronics.pdf
- Application Notes https://www.st.com/resource/en/application_note/an5315-stm32cube-firmware-examples-for-stm32g4-series-stmicroelectronics.pdf
- Application Notes https://www.st.com/resource/en/application_note/an5346-stm32g4-adc-use-tips-and-recommendations-stmicroelectronics.pdf
- Application Notes https://www.st.com/resource/en/application_note/an5348-fdcan-peripheral-on-stm32-devices-stmicroelectronics.pdf
- Application Notes https://www.st.com/resource/en/application_note/an5405-fdcan-protocol-used-in-the-stm32-bootloader-stmicroelectronics.pdf
- Application Notes https://www.st.com/resource/en/application_note/an5543-enhanced-methods-to-handle-spi-communication-on-stm32-devices-stmicroelectronics.pdf
- Application Notes https://www.st.com/resource/en/application_note/an5094-migrating-between-stm32f334303-lines-and-stm32g431xxg474xxg491xx-microcontrollers-stmicroelectronics.pdf
- Application Notes https://www.st.com/resource/en/application_note/an5690-vrefbuf-peripheral-applications-and-trimming-technique-stmicroelectronics.pdf
- Application Notes https://www.st.com/resource/en/application_note/an5738-stm32g4-series-lifetime-estimates-stmicroelectronics.pdf
- Application Notes https://www.st.com/resource/en/application_note/an4899-stm32-microcontroller-gpio-hardware-settings-and-lowpower-consumption-stmicroelectronics.pdf
- Application Notes https://www.st.com/resource/en/application_note/an5612-esd-protection-of-stm32-mcus-and-mpus-stmicroelectronics.pdf

Application Notes https://www.st.com/resource/en/application_note/an5325-getting-started-with-the-cordic-accelerator-using-stm32cube-stmicroelectronics.pdf

Application Notes https://www.st.com/resource/en/application_note/an5156-introduction-to-stm32-microcontrollers-security-stmicroelectronics.pdf

Application Notes https://www.st.com/resource/en/application_note/an2548-using-the-stm32f0f1f3cxgxlx-series-dma-controller-stmicroelectronics.pdf

Application Notes https://www.st.com/resource/en/application_note/an4991-how-to-wake-up-an-stm32-microcontroller-from-lowpower-mode-with-the-usart-or-the-lpuart-stmicroelectronics.pdf

Application Notes https://www.st.com/resource/en/application_note/an1202_freertos_guide-for_related_Tools_freertos-guide-stmicroelectronics.pdf
& Software

Application Notes https://www.st.com/resource/en/application_note/an1602_semihosting_in_for_related_Tools_truestudio-how-to-do-semihosting-in-truestudio-stmicroelectronics.pdf
& Software

Application Notes https://www.st.com/resource/en/application_note/an1801_stm32cubeprog_for_related_Tools_rammer_in_truestudio-installing-stm32cubeprogrammer-in-truestudio-stmicroelectronics.pdf
& Software

Application Notes https://www.st.com/resource/en/application_note/atollic_editing_keyboard_for_related_Tools_shortcuts-atollic-editing-keyboard-shortcuts-stmicroelectronics.pdf
& Software

Application Notes https://www.st.com/resource/en/application_note/iar_to_atollic_truestudio_for_related_Tools_migration_guide-truestudio-for-arm-migration-guide-iar-embedded-workbench-to-truestudio-stmicroelectronics.pdf
& Software

Application Notes https://www.st.com/resource/en/application_note/stm32cubemx_installation_in_truestudio-stm32cubemx-installation-in-truestudio-stmicroelectronics.pdf
& Software

Application Notes https://www.st.com/resource/en/application_note/an4435-guidelines-for-obtaining-ulcsaiec-607301603351-class-b-certification-in-any-stm32-application-stmicroelectronics.pdf
& Software

Application Notes https://www.st.com/resource/en/application_note/an4502-stm32-smbuspmibus-embedded-software-expansion-for-stm32cube-stmicroelectronics.pdf
& Software

Application Notes https://www.st.com/resource/en/application_note/an4635-minimization-of-

for related Tools & Software [power-consumption-using-lpuart-for-stm32-microcontrollers-stmicroelectronics.pdf](https://www.st.com/resource/en/application_note/an4657-stm32-microcontrollers-stmicroelectronics.pdf)

Application Notes for related Tools & Software https://www.st.com/resource/en/application_note/an4657-stm32-inapplication-programming-iap-using-the-usart-stmicroelectronics.pdf

Application Notes for related Tools & Software https://www.st.com/resource/en/application_note/an4759-using-the-hardware-realtime-clock-rtc-and-the-tamper-management-unit-tamp-with-stm32-microcontrollers-stmicroelectronics.pdf

Application Notes for related Tools & Software https://www.st.com/resource/en/application_note/an4841-digital-signal-processing-for-stm32-microcontrollers-using-cmsis-stmicroelectronics.pdf

Application Notes for related Tools & Software https://www.st.com/resource/en/application_note/an5054-secure-programming-using-stm32cube programmer-stmicroelectronics.pdf

Application Notes for related Tools & Software https://www.st.com/resource/en/application_note/an5056-integration-guide-for-the-xcubesbsfu-stm32cube-expansion-package-stmicroelectronics.pdf

Application Notes for related Tools & Software https://www.st.com/resource/en/application_note/an5305-digital-filter-implementation-with-the-fmac-using-stm32cube-g4-mcu-package-stmicroelectronics.pdf

Application Notes for related Tools & Software https://www.st.com/resource/en/application_note/an5315-stm32cube-firmware-examples-for-stm32g4-series-stmicroelectronics.pdf

Application Notes for related Tools & Software https://www.st.com/resource/en/application_note/an5345-highbrightness-rgb-led-control-using-the-bg474edpow1-discovery-kit-stmicroelectronics.pdf

Application Notes for related Tools & Software https://www.st.com/resource/en/application_note/an5360-getting-started-with-projects-based-on-the-stm32mp1-series-in-stm32cubeide-stmicroelectronics.pdf

Application Notes for related Tools & Software https://www.st.com/resource/en/application_note/an5361-getting-started-with-projects-based-on-dualcore-stm32h7-microcontrollers-in-stm32cubeide-stmicroelectronics.pdf

Application Notes for related Tools https://www.st.com/resource/en/application_note/an5394-getting-started-with-projects-based-on-the-stm32l5-series-in-stm32cubeide-

& Software [stmicroelectronics.pdf](#)

Application Notes https://www.st.com/resource/en/application_note/an5418-how-to-build-a-simple-usbpd-sink-application-with-stm32cubemx-stmicroelectronics.pdf
for related Tools & Software

Application Notes https://www.st.com/resource/en/application_note/an5426-migrating-graphics-middleware-projects-from-stm32cubemx-540-to-stm32cubemx-550-stmicroelectronics.pdf
for related Tools & Software

Application Notes https://www.st.com/resource/en/application_note/an5464-position-control-of-a-three-phase-permanent-magnet-motor-using-xcubemcsdk-or-xcubemcsdkful-stmicroelectronics.pdf
for related Tools & Software

Application Notes https://www.st.com/resource/en/application_note/an5496-buck-voltage-mode-with-the-bg474edpow1-discovery-kit-stmicroelectronics.pdf
for related Tools & Software

Application Notes https://www.st.com/resource/en/application_note/an5497-buck-current-mode-with-the-bg474edpow1-discovery-kit-stmicroelectronics.pdf
for related Tools & Software

Application Notes https://www.st.com/resource/en/application_note/an5564-getting-started-with-projects-based-on-dual-core-stm32wl-microcontrollers-in-stm32cubeide-stmicroelectronics.pdf
for related Tools & Software

Application Notes https://www.st.com/resource/en/application_note/an5698-adapting-the-xcubestl-functional-safety-package-for-stm32-iec-61508-compliant-to-other-safety-standards-stmicroelectronics.pdf
for related Tools & Software

Application Notes https://www.st.com/resource/en/application_note/an5731-stm32cubemx-and-stm32cubeide-threadsafe-solution-stmicroelectronics.pdf
for related Tools & Software

Application Notes https://www.st.com/resource/en/application_note/an5785-boost-voltage-mode-on-bg474edpow1-discovery-kit-stmicroelectronics.pdf
for related Tools & Software

Application Notes https://www.st.com/resource/en/application_note/an5788-stm32-digital-power-pid-and-iir-filters-for-smmps-control-design-and-comparison-on-bg414edpow1-discovery-kit-stmicroelectronics.pdf
for related Tools & Software

Application Notes https://www.st.com/resource/en/application_note/an5325-getting-started-with-the-cordic-accelerator-using-stm32cube-stmicroelectronics.pdf
for related Tools & Software

Errata Sheets	https://www.st.com/resource/en/errata_sheet/es0431-stm32g431xx441xx-device-errata-stmicroelectronics.pdf
Datasheet	https://www.st.com/resource/en/datasheet/dm00507199.pdf
Programming Manuals	https://www.st.com/resource/en/programming_manual/pm0214-stm32-cortexm4-mcus-and-mpus-programming-manual-stmicroelectronics.pdf
Reference Manuals	https://www.st.com/resource/en/reference_manual/rm0440-stm32g4-series-advanced-armbased-32bit-mcus-stmicroelectronics.pdf
Technical Notes & Articles	https://www.st.com/resource/en/technical_note/tn1163-description-of-wlcsp-for-microcontrollers-and-recommendations-for-its-use-stmicroelectronics.pdf
Technical Notes & Articles	https://www.st.com/resource/en/technical_note/tn1204-tape-and-reel-shipping-media-for-stm32-microcontrollers-in-bga-packages-stmicroelectronics.pdf
Technical Notes & Articles	https://www.st.com/resource/en/technical_note/tn1205-tape-and-reel-shipping-media-for-stm8-and-stm32-microcontrollers-in-fpn-packages-stmicroelectronics.pdf
Technical Notes & Articles	https://www.st.com/resource/en/technical_note/tn1206-tape-and-reel-shipping-media-for-stm8-and-stm32-microcontrollers-in-qfp-packages-stmicroelectronics.pdf
Technical Notes & Articles	https://www.st.com/resource/en/technical_note/tn1207-tape-and-reel-shipping-media-for-stm8-and-stm32-microcontrollers-in-so-packages-stmicroelectronics.pdf
Technical Notes & Articles	https://www.st.com/resource/en/technical_note/tn1208-tape-and-reel-shipping-media-for-stm8-and-stm32-microcontrollers-in-tssop-and-ssop-packages-stmicroelectronics.pdf
Technical Notes & Articles	https://www.st.com/resource/en/technical_note/tn1433-reference-device-marking-schematics-for-stm32-microcontrollers-and-microprocessors-stmicroelectronics.pdf

