



## Sammendrag

I denne bacheloroppgaven er det designet og produsert en styringsenhet i et motorkontrollsystem som brukes på ION Racing sin bil i Formula Student United Kingdom 2024. Styringsenheten blir i denne oppgaven kalt *styrekortet*. Styrekortet skal lese rotorposisjonen til motoren og kontrollere motorstrømmer. Designet av styrekortet bygger på en motorkontroller som ble laget i en tidligere bacheloroppgave [1], men er vesentlig revidert. ION Racing ønsker å gå over til firehjulsdrift i nær fremtid, så styrekortet er i dette prosjektet utviklet med maskinvare til å styre to motorer.

I år har det blitt implementert ny og forbedret maskinvare for å lese og sende signaler fra resolveren. Det har også blitt laget et nytt grensesnitt mellom inverteren og styrekortet i samarbeid med Per Gundersen Lund, som har jobbet med inverteren. I løpet av dette prosjektet har ION Racing for første gang et fullstendig egendesignet og fungerende motorkontroll-system. Styrekortet er et firelags kretskort med en mikrokontroller, grensesnitt for CAN- og SPI-kommunikasjon, spenningsregulatorer, filterkretser og forsterkerkretser.

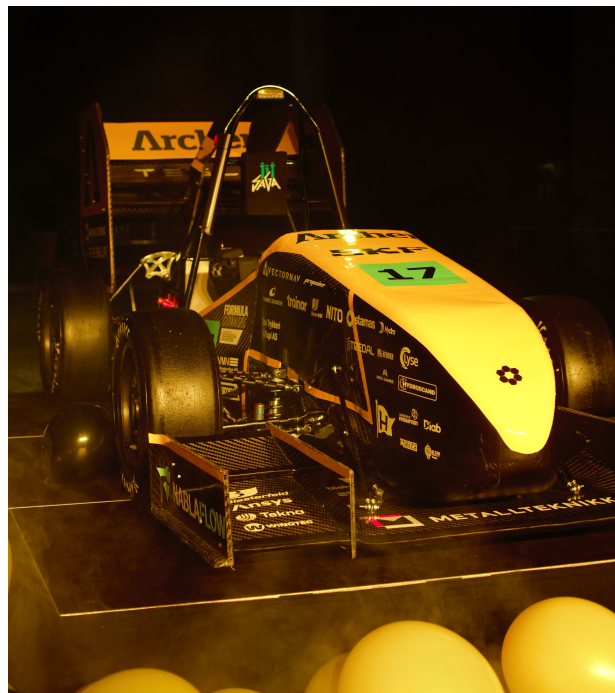
Med et eget system for motorkontroll kan ION Racing oppnå bedre resultater Formula Student United Kingdom. Laget kan nå få mer poeng for å ha utviklet en helt egen motorkontroller, samtidig som at bilen kan yte bedre under kjøring, noe som også kan gi mer poeng. Laget har også tilegnet seg mer erfaring med motorkontroll og har mer kunnskap om hva som skal til for å realisere målet om firehjulsdrift i 2025.

## Forord

Denne bacheloroppgaven er skrevet av Sondre Rosvoll Solheim og Vegard Steen, i samarbeid med studentorganisasjonen ION Racing. I 2023 forsøkte en gruppe på ION Racing å utvikle en egen motorkontroller til konkurransen FSUK. Motorkontrolleren ble ikke ferdigutviklet grunnet problemer med levering av resolver. ION Racing ønsker fortsatt å stille med en egen motorkontroller på konkurransen, og denne bacheloroppgaven tar på seg denne utfordringen.

## Takk til

- Kristian Thorsen, veileder for bacheloroppgaven.
- Jon Fidjeland for lån av labutstyr og areal.
- Per Gundersen Lund for rådgivning og samarbeid.
- ION Racings sponsorer, spesielt Archer og Altium LTD.
- ION Racings øvrige medlemmer.



**Figur 1:** ION Racing sin bil for 2024, som har fått navnet Saga. Her avbildet under avdukingen 27.04.24

# Innhold

<b>1</b>	<b>Innledning</b>	<b>1</b>
1.1	Formula Student United Kingdon, FSUK	2
1.2	Problemstilling	3
1.3	Tidligere arbeid	4
<b>2</b>	<b>Teoridel</b>	<b>5</b>
2.1	Drivverk, bakhjulsdrift 2024	5
2.2	Drivverk, firehjulsdrift 2025	5
2.3	Plassering av motorkontroller	7
2.4	Motor og resolver	8
2.4.1	Permanentmagnet synkron motor	8
2.4.2	Resolver	9
2.5	Styrekortets funksjon	10
2.6	Inverterens funksjon	11
2.7	Puls bredde modulasjon	11
2.8	Motorstyring, FOC og Clark & Park transform	13
2.8.1	Clark-transformasjon	13
2.8.2	Park-Transformasjon	15
2.8.3	$abc/dq$ -transformasjon	17
2.8.4	Field Operated Control	18
<b>3</b>	<b>Maskinvare</b>	<b>19</b>
3.1	Mikrokontroller	19
3.2	Resolver og drivere	22
3.2.1	Emrax resolver	22
3.2.2	Fischer resolver	23
3.2.3	Resolver til digital, AD2S1210	23
3.2.4	Excitation signal	25
3.2.5	Cosinus- og Sinuskretser	26
3.3	Kraftforsyning	26
3.3.1	U2, TSR1-2450	27
3.3.2	U5, L78M12ABDT-TR	28
3.3.3	U3 og U4, TLV75533PDBVR	29
3.3.4	U6, REG103GA-A	30
3.4	CAN-Transciever, MAX3051EKA+T	31
3.5	Konnektorer	32
3.6	Strømbudsjett	34
3.7	Skisse av resolverkort til Fischer-motorer	35

<b>4</b>	<b>Utlegg og produksjon</b>	<b>37</b>
4.1	Egenskaper til produsent . . . . .	37
4.2	Layer stackup . . . . .	38
4.3	Impedanskontroll . . . . .	40
4.4	Støy . . . . .	41
4.4.1	Crosstalk . . . . .	41
4.4.2	Refleksjoner . . . . .	42
4.4.3	Referanseplan og returstrøm . . . . .	43
4.5	Fordeling av analog og digital . . . . .	45
4.6	Fordeling av komponenter . . . . .	46
<b>5</b>	<b>Programvare</b>	<b>50</b>
5.1	Programvare for motorstyring . . . . .	51
5.2	Klokkekonfigurasjon . . . . .	53
5.3	Bruk av AD2S1210 . . . . .	53
5.4	Kommunikasjon . . . . .	54
5.4.1	CAN-bus . . . . .	55
5.4.2	Oppsett av CAN . . . . .	56
5.4.3	SPI-kommunikasjon . . . . .	58
5.4.4	Oppsett av SPI med inverter . . . . .	59
5.5	Nødvendige modifikasjoner til firehjulsdrift . . . . .	60
<b>6</b>	<b>Testing</b>	<b>63</b>
6.1	Test av kraftforsyning . . . . .	63
6.2	Test av buffer- og filterkrets . . . . .	63
6.3	Test av AD2S1210 . . . . .	66
6.4	Test av CAN-modul . . . . .	66
6.5	Test av MCU-systemet . . . . .	66
6.6	Forbedringer . . . . .	68
<b>7</b>	<b>Resultat og konklusjon</b>	<b>69</b>
7.1	Kostnader . . . . .	70
7.2	Videre arbeid . . . . .	71
	<b>Vedlegg</b>	<b>78</b>
	A Skjematikk . . . . .	78
	B Kretskort, lag . . . . .	90

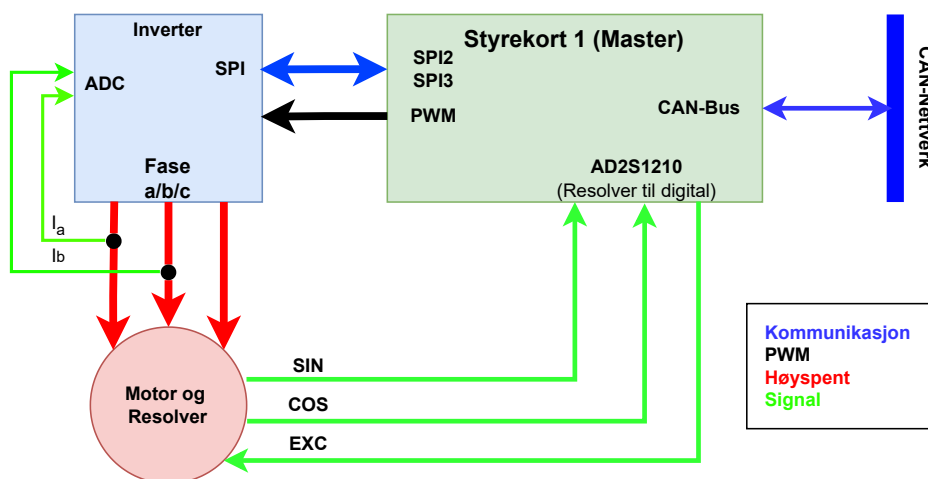
## Forkortelser

<b>AC</b>	Alternating Current
<b>ADC</b>	Analog Digital Conversion
<b>CAN</b>	Controlled Area network
<b>CLK</b>	Clock
<b>CRC</b>	Cyclic Redundancy Check
<b>CS</b>	Chip Select
<b>DC</b>	Direct Current
<b>DOS</b>	Degredation of Signal
<b>ECU</b>	Electrical Control Unit
<b>EMI</b>	Electro Magnetic Interference
<b>ESL</b>	Equivalent Series Inductance
<b>EV</b>	Electrical Vehicle
<b>EXC</b>	Excitation
<b>FOC</b>	Field Oriented control
<b>FSUK</b>	Formula Student United Kingdom
<b>GND</b>	Ground
<b>GPIO</b>	General Purpose Input Output
<b>HV</b>	High Voltage
<b>I2C</b>	Inter-Integrated Circuit
<b>IC</b>	Integrated Circuit
<b>JMP</b>	Jumper
<b>LC</b>	Liquid Cooled
<b>LDO</b>	Low Dropout Output
<b>LED</b>	Light Emitting Diode

**LOT** Loss of Tracking  
**MCO** Master Clock Output  
**MCU** Motor Controll Unit  
**MISO** Master Input Slave Output  
**MNT** Mounting  
**MOSI** Master Output Slave Input  
**PCB** Printed Circuit Board  
**PI** Propotional, Integrator  
**PMSM** Permanemt Magnet Synchronous Motor  
**POW** Power  
**PWM** Pulse Width Modulation  
**RFE** Rotating Field Enable  
**SCLK** Serial Clock  
**SIG** Signal  
**SI** Signal Integritet  
**SPI** Serial Perifial Interface  
**TMP** Temperatur  
**TP** Testpunkt  
**Tq** Torque  
**TVS** Transient Voltage Suppressor  
**UART** Universall Asynchronous Recive Transmit  
**UiS** Universitetet i Stavanger

# 1 Innledning

Denne bacheloroppgaven er gjort i samarbeid med studentorganisasjonen ION Racing, på Universitetet i Stavanger. ION Racing deltar årlig på studentkonkurransen Formula Student. Dette er en ingeniørkonkurranse hvor deltakerene skal designe og produsere sin egen racerbil. Konkurransen foregår i flere land, men ION Racing har de siste årene konkurrert i Formula Student United Kingdom (FSUK), i klassen *electric vehicle* (EV). For å få et godt resultat i konkurransen må design, produksjon, ytelse og beregninger være godt dokumentert og i henhold til regelverket. En av årets utfordringer er å stille til konkurransen med en egedesignet motorkontroller. Laget har tidligere benyttet seg av en kommersielt solgt motorkontroller av typen UniTek Bamocar D3 400/400. I figur 2 er et forenklet blokkdiagram av motorkontrolleren vist. Styrekortet som er representert av den grønne boksen, er kortet som utvikles i denne oppgaven.



Figur 2: Blokkdiagram av motorkontroller og motor

Styrekortet som designes og produseres i denne oppgaven skal generere PWM-signaler (Pulse Width Modulation) for å styre transistorene i inverterkretsen<sup>1</sup>. PWM-signalerne skal beregnes med ut fra Tq-kommando (pådragskommando) fra gasspedal, vinkelen til magnetfeltet i motoren og temperatur i motoren og motorkontrollerboksen.

<sup>1</sup>Inverterkretsen er designet og produsert av et annet medlem i ION Racing og er ikke en del av oppgaven.



## 1.1 Formula Student United Kingdom, FSUK

Formula Student er en av Europas største og mest etablerte ingeniørkonkurranser for studenter. Hensikten med konkurransen er å utvikle og fremme unge ingeniørstudenter. I konkurransen kan man delta med elektriske biler (EV), selvkjørt biler eller biler med forbrenningsmotor.

Under konkurransen skal bilen først gjennom en sikkerhetssjekk som blir kalt for *scrutineering*. Da skal dommerne sjekke at bilen er trygg og designet etter regelverket. Etter bilen er godkjent blir selve konkurransen delt inn i to deler, dynamiske og statiske. De dynamiske konkurransene innebærer kjøring av bilen, mens statiske innebærer ulike presentasjoner og forsvaring av design. Porefordelingen er vist i tabell 1, og forklart nærmere i følgende.

Dynamic events	Points	Static events	Points
Skid Pad	75	Lap Time Simulation	20
Acceleration	75	Business Plan Presentation	115
Autocross/Sprint	100	Cost and Manufacturing	115
Endurance	250	Engineering Design	150
Efficiency	100		
<b>Total:</b>	600	<b>Total:</b>	400

Tabell 1: Poengfordeling FSUK 2024, totalt 1000 poeng.

- **Dynamiske tester:**

- **Skid Pad:** En liten bane er satt opp som et åttetall, og en skal kjøre en runde så fort som mulig. Føreren starter vinkelrett på åttetallet mellom de to sirklene.
- **Acceleration:** Aksellerasjonstest. En rett bane på 75 meter skal kjøres så fort som mulig.
- **Autocross/Sprint:** En variert bane på 1,5 km skal kjøres så fort som mulig. Banen har sjikaner, skarpe hårnålsvinger, lengre svinger og rettsletter.
- **Endurance:** Endurance er en utholdenhetstest. Her skal bilen kjøre flere runder på en variert bane på omkring 1 km. Lengden av hele enduranceløpet vil være rundt 22 km. Bilen som fullfører dette løpet raskest for best poeng score.
- **Efficiency:** Efficiency gir poeng etter hvor energieffektiv bilen er. Dette gjøres sammen med enduranceløpet. For elektriske kjøretøy gis det poeng etter hvor mye energi som er brukt under løpet.

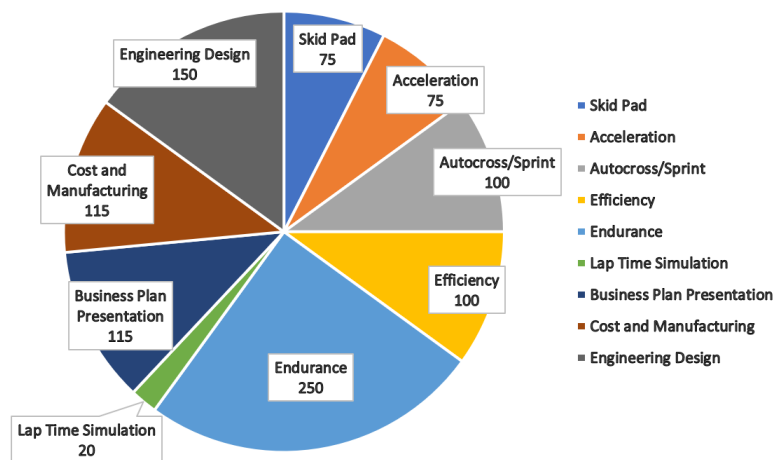
- **Statiske tester:**

- **Business Plan Presentation:** Målet med denne presentasjonen er å vise lagets evne til å utvikle og presentere en omfattende forretningsmodell. Denne

forretningsmodellen må forholde seg til kjøretøyet som er utviklet av teamet. Slik skal "forretningen" selge bilen som et produkt eller selge en tjeneste basert på det, noe som skal resultere i en lønnsom forretningsmulighet.

- **Cost and Manufacturing:** Under denne oppgaven skal dommerne evaluere teamets forståelse av produksjonsprosessen og kostnadene assosiert med å produsere en prototype av et kjøretøy. Dette inkluderer avgjørelser om å kjøpe eller lage deler selv, og det å forstå forskjellen av å produsere en prototype og masseproduksjon.
- **Engineering Design:** Studentens ingeniørprosess og innsats som gikk inn i utviklingen av et kjøretøy skal evalueres av dommerene. Deler og systemer som er kjøpt fra andre produsenter vurderes ikke som en team/student designet enhet, men vurderes etter lagets valg og bruk av enheten.
- **Lap Time Simulation:** Laget skal bruke et virtuelt test-kjørings program og forsøke og finne det beste oppsettet for en virtuell Formula Student bil. Det skal også skrives en rapport utifra testingen som laget blir vurdert etter.

Laget blir bedømt på flere områder enn kun bilens ytelse, og flere enn bare ingeniørstudenter kan delta i konkurransen og vise ferdighetene sine. I figur 3 er poengfordelingen vist i et kakediagram.



Figur 3: Poengfordeling FSUK 2024

## 1.2 Problemstilling

Ett av målene ION Racing har for 2024 sesongen er å stille med fullstendig selvprodusert motorstyringsenhet. ION Racing har tidligere konkurrert med egendesignede invertere, men i kombinasjon med en kommersielt produsert kontroller/styrekort som forsyner

inverterene med PWM signaler for å styre fasestrømmene. Styrekortet skal bli designet og produsert i denne oppgaven, og målet er å ha et fungerende styrekort til konkurransen FSUK 2024. Det er følgende krav for styrekortet:

- Styrekortet skal ha maskinvare og programvare til å kontrollere én Emrax 207 motor.
- Styrekortet skal ha maskinvare for å kontrollere to Fisher TI085-052-070 motorer.

Styrekortet skal altså ha maskinvare til å både kontrollere en Emrax 207 og to Fisher motorer, men ikke samtidig. Fungerende programvare for én motor må utvikles. Det skal også kartlegges hva som er nødvendig av resolverelektronikk for at styrekortet skal kunne styre to motorer. Med et vellykket design skal det i teorien kun være nødvendig med programvare oppdatering for at styrekortet skal kunne kjøre to motorer.

### 1.3 Tidligere arbeid

Denne oppgaven bygger videre på en bacheloroppgave fra våren 2023 [1], som også hadde som mål å designe og produsere et styrekort for motorkontroll. Oppgaven fra 2023 [1] hadde noen steg som stod igjen for å kunne kontrollere motoren optimalt. Fra kapittel 6.4 i [1] er det listet opp følgende punkter for videre arbeid som bør gjøres for å få en fungerende motorkontroller i 2024:

- Utvide programvare.
- Forbedre og revidere utlegg og maskinvare.
- Produsere styrekortet.
- Opprette forbindelse med ECU (Electronic control unit).
- Teste motorkontrolleren med bilens akkumulator.
- Optimalisere kontrolleren for Formula Student arrangementer.

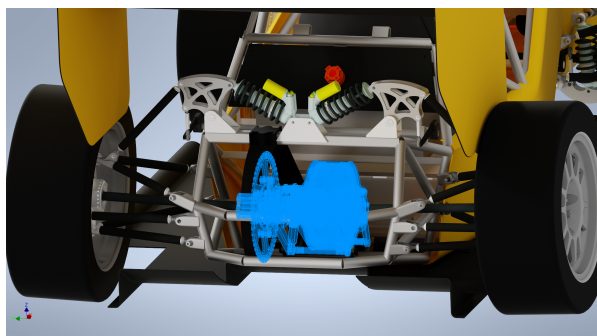
Oppgaven for våren 2024 vil gjøre en omfattende revisjon på maskinvare og programvare.

## 2 Teoridel

I denne oppgaven er det nødvendig å ha en grundig forståelse av hvordan bilen blir drevet, hvordan motoren fungerer og hvordan motoren kan styres. Teoridelen gjennomgår drivverket av den bakhjulsdrevne bilen som skal brukes i 2024, og planene for bilen i 2025 som skal ha firehjulsdrift. Kapittelet går også gjennom hvordan en elektrisk motor (PMSM, permanentmagnet synkron motor) fungerer, og matematikken bak hvordan den modelleres ved hjelp av abc/dq-transformen.

### 2.1 Drivverk, bakhjulsdrift 2024

I sesongen 2024 er det valgt å fortsette med samme oppsett for drivverk som er brukt de siste sesongene. Drivverket består av en Emrax 207 motor som driver begge bakhjulene ved hjelp av kjede, drev og differensial. En modell av oppsettet er vist i figur 4.



(a)  
ION24 motor og drivverk koblet på bil



(b) Model av motor og drivverk.

**Figur 4:** Modellene er laget av maskinavdelingen på ION Racing

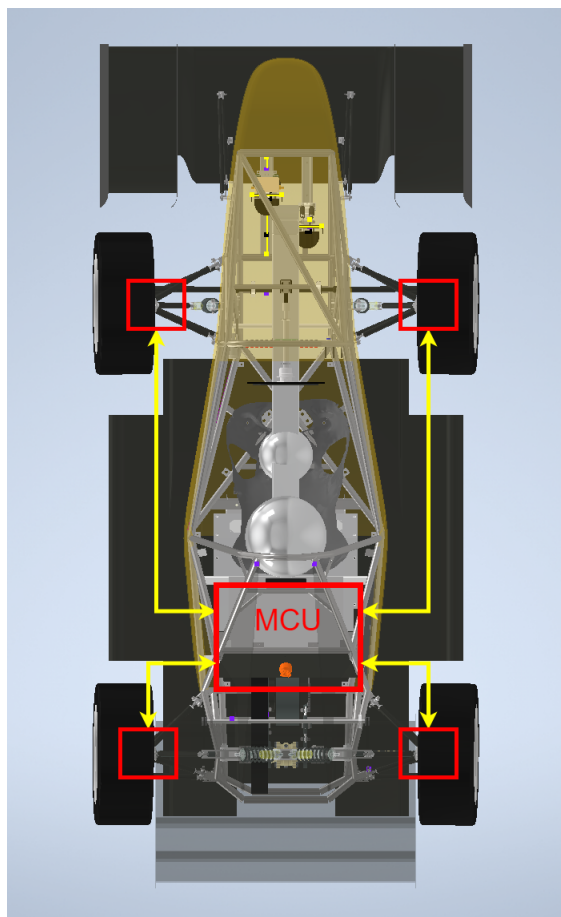
I figur 4a er selve motoren vist med drevet montert. Drevet er satt opp til å ha et godt bunndrag med høyt moment. For åretsbil vil det bli tatt i bruk et 5:3 girforhold. Kraften overføres videre til hjulene gjennom en Drexler 120mm LSD differensial. Differensialen sin oppgave er å overføre kraft samtidig som hastigheten på hjulene kan være ulike. Dette er kritisk for bilen i skarpe svinger, siden ytterhjulene vil ha en lenger vei rundt svingen enn innerhjulene. Uten differensialen ville dette ført til at innerhjulene hadde spunnet og/eller at ytterhjulene hadde hatt en bremsende effekt. Bilen ville altså vært vanskelig å styre i svinger uten differensialen.

### 2.2 Drivverk, firehjulsdrift 2025

ION Racing planlegger for 2025 å gå over til et firehjulsdrevet system med én motor til hvert hjul. I det firehjulsdrevne systemet er det valgt å ta i bruk motorene TI085-052-070, T+ fra Fischer. Disse vil være plassert i hjulet (*in-wheel*).

I de dynamiske delkonkurransene i Formula Student er banen teknisk utfordrende med mange skarpe svinger. Firehjulsdrift vil kunne føre til bedre veigrep i svinger og til at bilen kan kjøre raskere gjennom banen. Det er ikke mye fokus på høy toppfart i konkurransen, men heller fokus på akselerasjon og høyere fart i svinger. Firehjulsdrift gir muligheten for å fordele krefter bedre ut over alle hjul, noe som forbedrer veigrepet. Det gir også mulighet for å bestemme moment og hastighet til hvert individuelle hjul ved hjelp av *Torque Vectoring*.

*Torque vectoring* er en algoritme som gir individuelle Tq-kommandoer til hver motor. Med firehjulsdrift er det ikke lenger behov for en mekanisk differensial som i det bakhjuls-drevne systemet. Når bilen svinger vil ytterhjulene (som har en lenger vei rundt svingen enn innerhjulene) få mer pådrag enn innerhjulene når *torque vectoring* er implementert. Dette vil føre til at bilen har bedre veigrep i svinger og kan kjøre raskere i svingene. Figur 5 viser en skisse av hvordan det firehjulsdrevne systemet vil bli lagt opp.

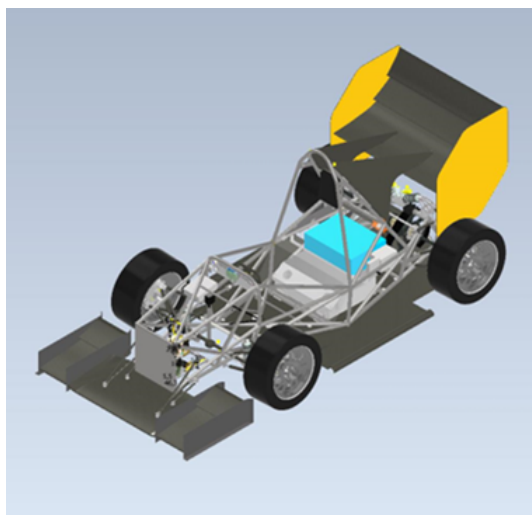


**Figur 5:** Oversikt over planlagt firehjulsdrift for 2025.

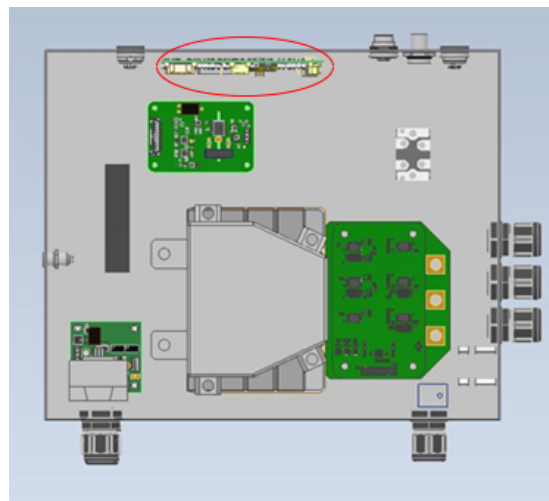
De røde firkantene ved hjulene illustrerer motorer, altså én motor montert i hvert hjul. Motorene vil bli forsynt av høy spenning fra akkumulatoren (500V batteriet) som fortsatt er plassert bak føreren. Motorkontroller boksen vil også bli plassert bak føreren slik det er for bakhjulsdrift. Systemet i 2025 vil trenge to av kortene som utvikles i denne oppgaven, da ett styrekort kan styre to motorer. Ett kort vil bli konfigurert som master og ett som slave. Videre er det nødvendig med fire invertere, som forsyner hver sin motor. Dersom det under testing vil vise seg at det er mer lønnsomt med ett styrekort som styrer alle fire motorene, vil det bli designet et nytt styrekort iløpet av neste sesong.

### 2.3 Plassering av motorkontroller

Alle enheter som deltar i motorstyringen er plassert i en boks (MCU-boks) over akkumulatoren. Figur 6 viser plasseringen av MCU-boksen. Den er plassert bak setet til føreren, med en brannvegg i mellom som skal beskytte mot brann og høye temperaturer fra motor og akkumulator. MCU-boksen er laget av karbonfiber med et aluminium lag på innsiden som fungerer som et jordingspunkt for komponenter med lavere spenning enn 24 V. I figur 6b er innsiden av MCU-boksen vist ovenfra. Styrekortet er montert vertikalt på veggen i boksen, vist i toppen av figur 6b.



(a) Plassering av MCU-boks



(b) Enheter i MCU-boks

**Figur 6:** Modeller av MCU-boks og interne enheter.

Inn til boksen er det koblet 500 V likespenning fra akkumulatoren, og blir transformert til vekselspenning som skal forsyne motoren. Inne i boksen blir blant annet temperaturer, spenninger og strømmer overvåket, slik at disse parameterene ikke skal overstige trygge nivåer.

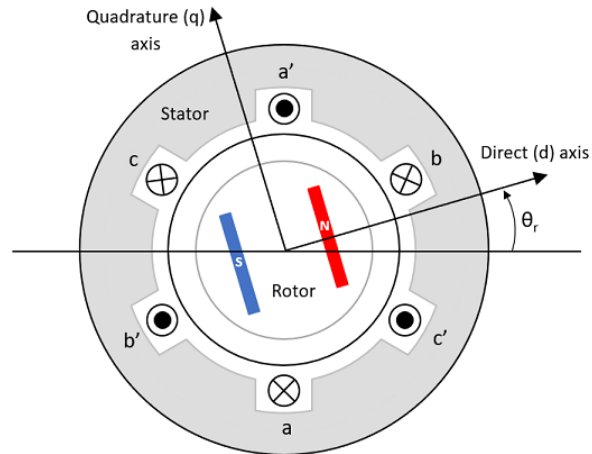
## 2.4 Motor og resolver

Emrax sine motorer blitt brukt helt siden den første elektriske bilen til ION Racing, og for 2024-bilen vil det benyttes en Emrax 207 HV LC. Emrax 207 er en aksial-fluks, 3-faset permanentmagnet synkron elektrisk motor (PMSM). Etter planene skal bilen for 2025 bruke fire motorer, altså en til hvert hjul. Disse motorene er produsert av Fischer, og modellen heter TI085-052-070, T+. Fischer sine motorer er også 3-fasede PMSM slik som Emrax 207, men de er fysisk mindre. For at slike PMSM motorer skal fungere optimalt, trenger motorkontrolleren tilbakekobling (*feedback*) av rotorposisjonen for å styre signalene til inverterene best mulig. Måling av rotorposisjon gjøres med en resolver som er festet på rotoren.

### 2.4.1 Permanentmagnet synkron motor

De fleste elektriske motorer kan deles inn i to hoveddeler: Stator som vanligvis er den ytre delen av motoren som er fast montert (statisk/stasjonær), og rotor som er den roterende akselen inne i statoren. PMSM motorer har permanente magneter enten festet til rotor eller innebygd i rotor. Disse motorene blir drevet av vekselstrøm (AC), i flere faser. De fleste motorene benytter seg av tre faser, forskjøvet med  $120^\circ$  i forhold til hverandre. Motoren som blir brukt i denne oppgaven, både motoren fra Emrax og Fischer, benytter seg av tre faser, forskjøvet med  $120^\circ$ . Disse motorene blir kalt synkroner siden rotoren roterer med den samme hastigheten som magnetfeltet i stator.

Figur 7 viser et forenklet tverrsnitt av en PMSM motor med tre faser i stator og ett polpar i rotor. Her kan vi definere fasene  $a, b$  og  $c$  som høye og fasene  $a', b'$  og  $c'$  som de lave/inverterte fasene hvor strømmen går motsatt vei. De høye fasene er forskjøvet med  $120^\circ$  i forhold til hverandre, og likedan for de lave. Rotoren i denne figuren har ett polpar merket med N(ord) i rødt og S(ør) i blått.  $\theta_r$  er vinkelen/posisjonen på rotoren i forhold til stator. Aksene  $q$  og  $d$  blir nærmere forklart i kapittel 2.8.



**Figur 7:** PMSM motor med tre fasepar i stator, og ett polpar i rotor. Figuren er hentet fra MathWorks [18].

For å styre en PMSM motor er *Field-Orientated Control* (FOC) en veldig vanlige metode å bruke. Denne metoden er også kalt vektor styring, mer om dette i kapittel 2.8.

### 2.4.2 Resolver

Resolveren har som oppgave å lese av vinkelen/posisjonen til rotor i forhold til stator. Resolveren er helt nødvendig for presis styring av motoren. Resolveren som blir benyttet til Emrax motoren er en RE-15-1-A15, produsert av LTC Servotechnik. På lik linje som motoren består resolveren av en stator og rotor. Resolverens rotor har ett polpar og er festet på motorens rotor. Resolverens stator er festet utenpå og har to vindingspar. Rotoren i resolveren roterer med rotor på motoren og induserer vekslende strøm i resolver statorens vindinger. Resolveren virker i prinsippet likt som motoren, bare motsatt.





(a) Resolver: LTE Servotechnik RE-15.



(b) Resolver montert på Emrax 207.

**Figur 8:** Resolver

Til venstre i figur 8a er resolverens stator avbildet ved siden av rotoren til høyre. Resolveren har ett inngangssignal og to utgangssignal. Inngangssignalet er et *excitation* signal sendt fra AD2S1210. AD2S1210 er en IC som skal lese signalene fra resolver, og sende rotorposisjonen digitalt til mikrokontrolleren. *Excitation*-signalet er et sinus-signal satt på hovedvindingene i resolver-statoren, som skal indukere korresponderende signal i sekundærvindingene i statoren. Signalet er forklart videre i kapittel 3.2.4. De to utgangssignalene er analoge signal indukert på vindingene i resolver statoren fra resolver rotoren. De to signalene blir omtalt som et sinus- og cosinussignal av rotorvinkelen. Utgangssignalene er også beskrevet i kapittel 3.2.5.

## 2.5 Styrekortets funksjon

Styrekortet er enheten som kontrollerer motoren. Styrekortet skal produsere PWM-signaler (*Pulse Width Modulation*) som slår transistorene i inverterkretsen av og på. Disse transistorene slipper til kraft fra akkumulatoren til motoren. PWM signalene beregnes i mikrokontrolleren på styrekortet, og sendes til inverterkretsen via GPIO-pinner (*General Purpose Input/Output*) fra en Timer modul. PWM signalene skal beregnes ut ifra Tq-kommando fra gasspedal, rotorposisjon fra resolver og temperatur i motor og MCU-boks. Oppsumert har styrekortet følgende oppgaver:

- Lese av resolverposisjon ved hjelp av AD2S1210 *resolver-to-digital* IC-en (gjelder for bruk av Emrax 207 motor).
- Lese av Tq-kommando fra gasspedalen via ECU-en over CAN-nettverket.

- Aktivere/deaktivere motorkontrolleren av kommando fra RUN og RFE signalene.
- Overvåke temperatur i motor, transistorer, MCU-boks og spenninger i transistorer. Inverterkretsen sender parametere over SPI-kommunikasjon.
- Beregne PWM-signaler for å styre én Emrax 207 motor, eller to Fischer motorer.
- Kommunisere med resten av bilens enheter over CAN-nettverket.
- Kunne kommunisere med et annet styrekort av samme type gjennom SPI for å kontrollere fire motorer.

## 2.6 Inverterens funksjon

Inverterens funksjon er å konvertere likespenning fra akkumulatoren til 3-fase vekselspanning til motoren. Selve inverteren er designet og produsert av et annet teammedlem hos ION Racing. Inverteren består av PWM-styrte transistorer som periodevis slipper likespenning fra akkumulatoren til en kondensatorbank som lades opp og ut, til en tilnærmet sinusformet spenning. Inverteren er en del av motorkontrolleren og er plassert i MCU-boksen sammen med styrekortet. Inverteren har også en ADC som styrekortet kommuniserer med over et SPI-grensesnitt. Denne ADC-en måler temperatur, fasestrøm og fasespenning i transistorene, og sender det til styrekortet gjennom SPI-grensesnittet. Dersom temperaturer overstiger ett visst nivå skal pådraget begrenses, om temperaturene blir for høye skrus pådraget av.

Selve inverter-kortet jobber på lav spenning og blir forsynt med 24 V og 3,3 V fra styrekortet. Kraftige transistorer på inverteren blir skrudd av og på, styrt av eksterne PWM signaler. Transistorene slipper likespenning gjennom til kondensatorbanken når de er skrudd på. PWM-signalet blir levert fra en ekstern kontroller, som i dette tilfellet er styrekortet. Desto lengre transistoren er skrudd på, desto høyere blir utgangsspenning fra kondensatorbanken etter som den lades opp. Kondensatorbanken fungerer altså som et slags filter som glatter ut spenningen som blir sluppet gjennom transistorene til en tilnærmet vekselspanning (AC).

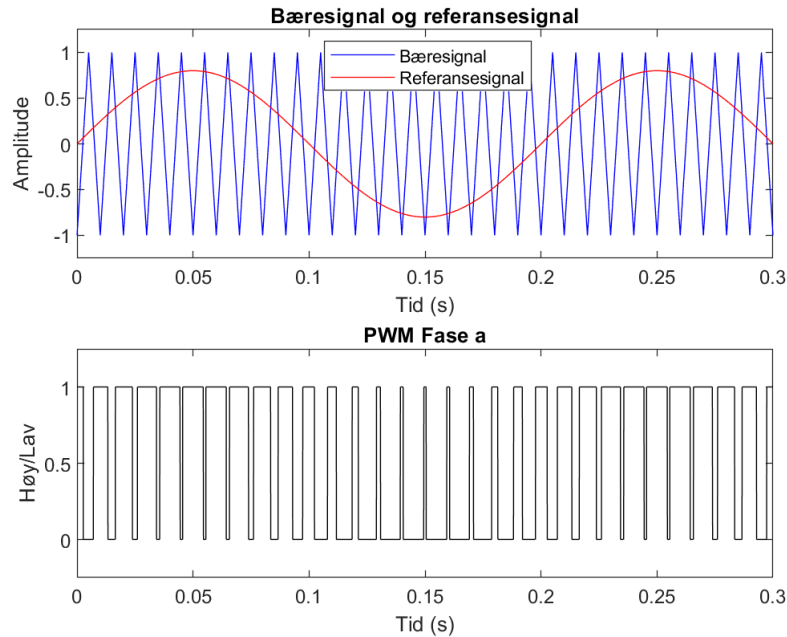
## 2.7 Puls bredde modulasjon

Puls bredde modulasjon, eller PWM, er en vanlig måte å styre ulike drivere på. I dette tilfellet skal PWM signalet styre transistorene i inverteren for å konstruere et vekselspanning fra likespenning. Dette delkapittelet er inspirert av kapittel 2.3.1 fra [2], formlene er også hentet fra denne kilden.

En typisk måte å implementere et PWM signal med hensikt å lage et sinusformet signal, er å sammenligne et referansesignal og et bæresignal<sup>2</sup>. Bæresignalet er vanligvis et trekantformet signal, mens referansesignalet er et sinusformet signal med lik frekvens

<sup>2</sup>I lærebøker skrevet på engelsk er bæresignalet typisk omtalt som et *carrier*-signal.

som vi ønsker å ha ut av inverteren. Når referansesignalet er høyere enn bæresignalet, går PWM-signalet høyt, og når referansesignalet er lavere enn bæresignalet, går PWM-signalet lavt. Frekvensen til bæresignalet bestemmer svitsjefrekvensen i systemet. Referansesignalet er signalet som blir PWM-modulert på utgangen. Dersom man vil øke frekvensen på utgangssignalet må frekvensen i referansesignalet økes. I mikrokontrolleren kan bæresignalet konstrueres ved hjelp av en timer, mens referansesignalene vil være de regulerede fasesignalene fra MCU-en.



**Figur 9:** Puls bredde modulasjon, med 40 Hz bæresignal og referansesignal på 5 Hz. Figuren er laget i Matlab.

I figur 9 illustreres det hvordan PWM signalet går høyt når referansesignalet er høyere enn bæresignalet, og går lavt når referansesignalet er lavere. For å implementere dette i et 3-faset system kan det implementeres to ekstra referansesignal med lik frekvens, men de tre referansesignalene må være forskyvet med  $120^\circ$  i forhold til hverandre. En liten dødtid må legges til etter en transistor slås av før en annen slås på, slik at polene ikke blir kortsluttet i inverteren.

Utgangsspenningen fra inverteren kan beregnes ved å finne modulasjonsindeksen, gitt i ligning (1). Her er  $V_{\text{referanse}}$  amplituden på referansesignalet og  $V_{\text{bæresignal}}$  spenningen til bæresignalet.  $m_a$  er modulasjonsindeksen. Linje-til-linje spenningen,  $V_{LL-RMS}$ , kan beregnes med ligning (2). Her er  $V_s$  spenningen fra akkumulatoren.

$$m_a = \frac{V_{\text{referanse}}}{V_{\text{bæresignal}}} \quad (1)$$

$$V_{\text{LL-RMS}} = \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}}(m_a V_s) \quad (2)$$

I kapittel 2.8 blir beregningene for referansesignalene og de viktigste elementene i FOC-løkken forklart. Beregningene og reguleringen blir gjort i mikrokontrolleren på styreko-tret. Etter referansefasene er blitt PWM-modulert blir de sendt over til inverteren og transistorene.

## 2.8 Motorstyring, FOC og Clark & Park transform

For å styre en 3-faset motor, er det vanlig å bruke en metode som heter *Field-Operated Control* (FOC). Dette delkapittelet tar for seg den grunnleggende algoritmen og beregningene som er nødvendige for å styre pådraget til motoren ved hjelp av FOC. I denne algoritmen blir Clark- og Park-Transformasjonen brukt til å forenkle det 3-fasede *abc*-systemet til et enklere *dq*-system. I *abc*-systemet er aksene stasjonære og har samme vinkel i forhold til hverandre, men størrelsen på aksene varierer med vinkelhastigheten  $\omega_e$ . I *dq*-systemet roterer aksene, men størrelsen på aksene er konstante. *Dq*-koordinatene blir dermed omtalt som et DC-system.

### 2.8.1 Clark-transformasjon

På en 3-fase motor er det vanlig å ha sensorer som måler strømmen på to av de tre fasene som er satt på stator, når motoren styres ved hjelp av FOC. De tre fasenstrømmene kan bli sett på slik som i ligning (3), (4) og (5). Amplituden på fasene er satt lik 1 for å forenkle beregningene. PMSM motoren er et balansert system, så det er kun nødvendig å vite to av fasene, siden  $i_a + i_b + i_c = 0$ .

$$i_a = A \cdot \sin(\theta) \quad (3)$$

$$i_b = A \cdot \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \quad (4)$$

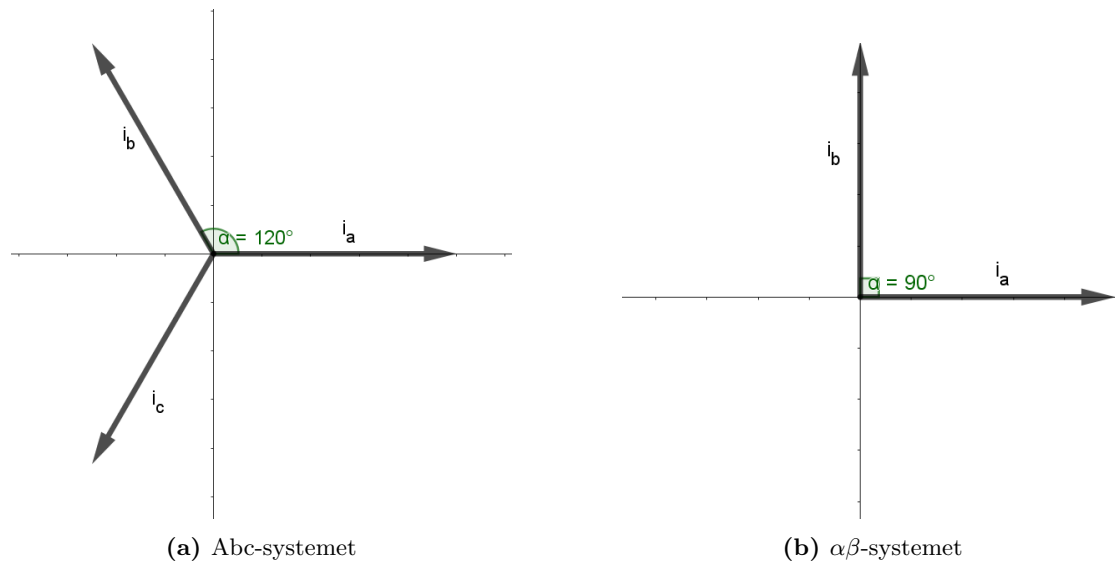
$$i_c = A \cdot \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \quad (5)$$

*Abc*-systemet er stasjonært og ligger i planet, og kan forenkles til et to-akset  $\alpha\beta$ -system. Dette gjøres i Clark-transformasjonen. Etter denne transformasjonen er systemet nå to-akset og aksene står vinkelrett på hverandre.  $\alpha$ -aksen ligger parallelt med a-aksen og  $\beta$ -aksen står  $90^\circ$  på  $\alpha$ -aksen. Transformasjonen gjøres ved hjelp av ligningene [25]:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{2}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix} \quad (6)$$

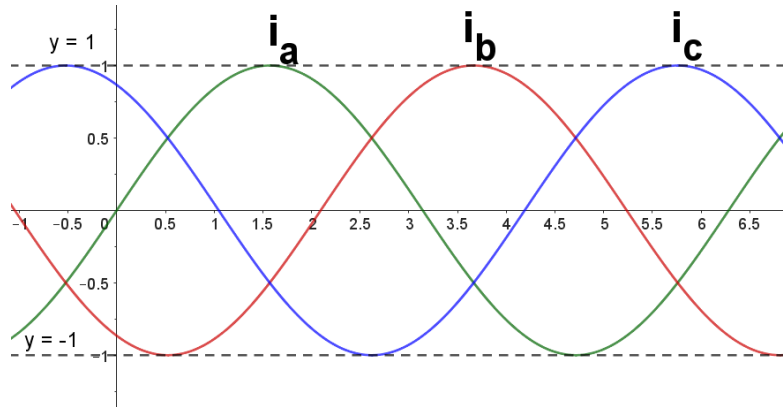
$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (7)$$

I ligning (6) er Clark-transformasjonen vist og i ligning (7) er den inverse transformen vist. De to fasene i  $\alpha\beta$ -rammen er representert nå de tre fasestrømmene ved hjelp av to akser, se også figur 10.

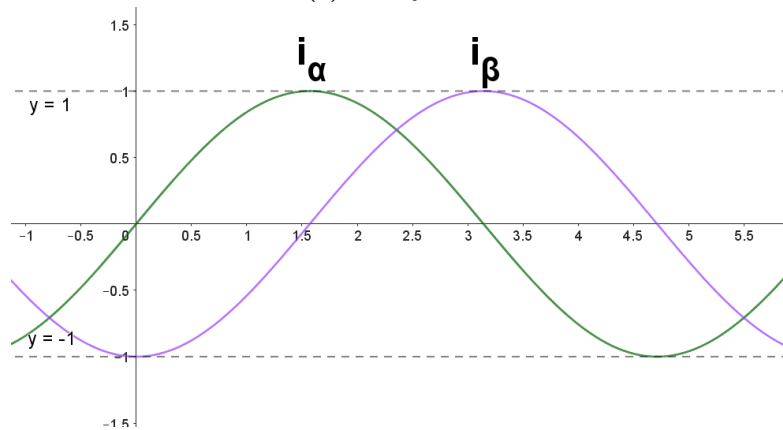


**Figur 10:** Clark-transformasjonen.

I figur 11 er det illustrert hvordan strømmene endrer seg med tiden i de to ulike systemene. Clark transformasjonen blir brukt som en mellomregning i FOC, der Park transformasjonen benytter seg av  $\alpha\beta$ -aksene i beregningen til  $dq$ -systemet. I kapittel 11 vises beregningene for å gå direkte fra  $abc$ -systemet til  $dq$ -systemet, slik det er implementert i mikrokontrolleren.



(a) Abc-systemet



(b)  $\alpha\beta$ -systemet

Figur 11: Clark-transformasjonen.

## 2.8.2 Park-Transformasjon

Dette delkapittelet er inspirert fra kapittel 2.2.2 i en tidligere masteroppgave [2] ved ION Racing. For å videre forenkle 3-fase systemet blir Park-transformasjonen brukt sammen med Clark-transformasjonen. Da blir de to fasene i  $\alpha\beta$ -rammen transformert til en roterende  $dq$ -ramme, hvor d-aksen er forskjøvet med  $\theta$  i forhold til  $\alpha$ -aksen.  $Dq$ -systemet roterer med vinkelhastighet som fasestrømmene, altså  $\omega_e$ . Transformen er gitt av:

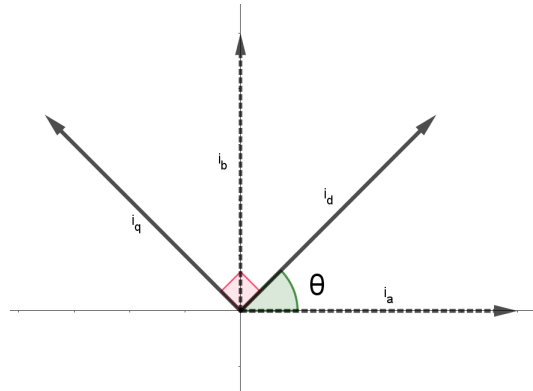
$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_\alpha & i_\beta \\ i_\beta & -i_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \sin(\theta) \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d & -i_q \\ i_q & i_d \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \sin(\theta) \end{bmatrix} \quad (9)$$

Transformasjonen regnes som vist i ligning (8)  $d$ -aksen står for *direct*, og kan sees på som vinkelen til rotormagnetfeltet iforhold til  $\alpha$ -aksen.  $q$ -aksen står for *quadrature* og står

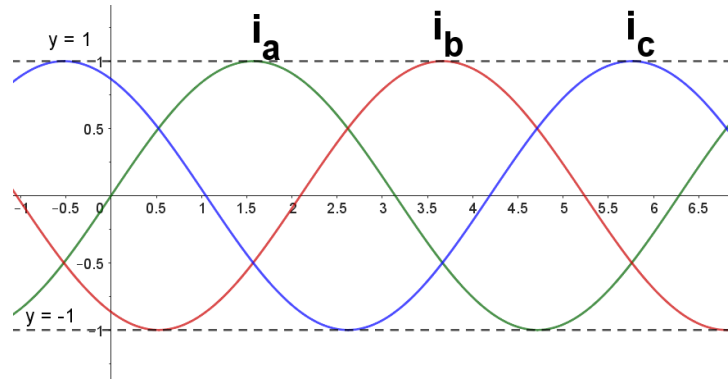
vinkelrett på  $d$ -aksen. Ved disse ligningene overlapper fase  $a$  og  $d$ -vektoren hverandre. Transformen kan også gjøres invers, ved hjelp av ligning (9).

I figur 12 er  $dq$ -systemet vist sammen med  $\alpha\beta$ -systemet.  $\alpha\beta$ -aksene står i praksis i ro, men størrelsen på aksene endrer seg som vist i figur 11b.  $dq$ -aksene derimot har alltid samme størrelse og betraktes som et DC-system. Vinkelen på  $d$ -aksen derimot har vinkelen  $\omega$  i forhold til  $\alpha$ -aksen, og roterer med vinkelhastigheten  $\omega_e$  synkront med rotor og fasestrømmer.

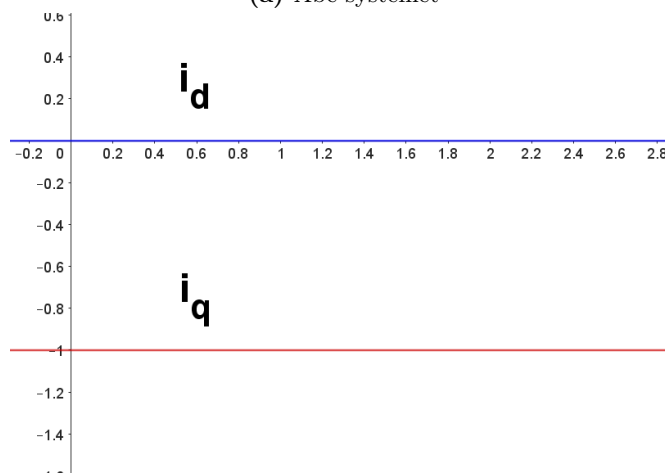


**Figur 12:**  $dq$ -systemet sammen med  $\alpha\beta$ -systemet. Her er  $dq$ -aksene i heltrukken linje og  $\alpha\beta$ -aksene i striplet.

I figur 13 er aksene i  $abc$ -systemet og  $dq$ -systemet sammenlignet. I  $dq$ -systemet er aksene konstante i størrelse, men aksene roterer derimot. I  $abc$ -systemet varierer størrelsen, men aksene har alltid samme posisjon.



(a) *abc*-systemet



(b) *dq*-systemet

**Figur 13:** Park-transformasjonen.

Etter Park-transformasjonen kan vi regulere pådraget og momentet i motoren. Verdien av  $i_q$  styrer pådraget til motoren, og  $i_d$  må bli kontrollert til å være lik null.  $i_q$  styrer altså amplituden på magnetfeltet som er rotert  $90^\circ$  i forhold til den direkte rotoraksen.  $i_d$  styrer amplituden på magnetfeltet som ligger på den direkte rotoraksen.

### 2.8.3 *abc/dq*-transformasjon

Det er en mulighet å transformere direkte fra *abc*-systemet til *dq*-systemet. På lik linje som i park-transformasjonen, er fase  $a$  og  $d$ -vektoren justert til hverandre. Transformasjonen er vist i ligning (10). Den inverse transformasjonen er vist i ligning (11).

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (10)$$

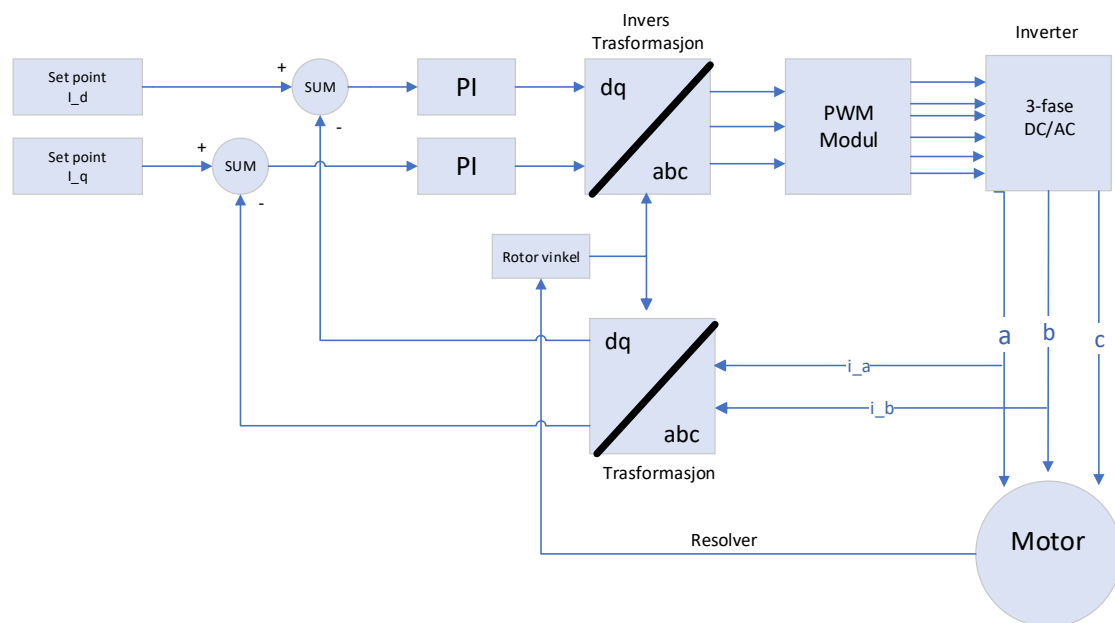


$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (11)$$

Denne transformasjonen er vanlig å implementere kontrollere som benytter FOC-algoritmen. Etter transformasjonen kan set-punkt/referanse punkt settes og sammenlignes med  $d$ - og  $q$ -aksene. Avviket kan deretter settes inn i en PI-regulator som regulerer fasene på motoren slik at det settes et pådrag.

## 2.8.4 Field Operated Control

Styrekortet har implementert FOC for å styre motoren. I figur 14 er en blokkskjematisk beskrivelse av FOC vist. FOC består i dette tilfellet av  $abc/dq$ - og invers  $abc/dq$ -transformasjon, sammen med en PI-regulator sammen med en PWM-modul.



**Figur 14:** Forenklet blokkskjema av *Field-Operated Control*, med  $abc/dq$ -transformasjon. Figuren er basert på figur 2.10 en tidligere masteroppgave [2].

FOC benytter seg av avlesning fra to av strømfasene, men bruker også rotorposisjon for å kontrollere at fasene settes riktig. Etter fasene er regulert blir de tre regulerte fasene ( $abc$ ) brukt som referansesignal i en PWM modul. De PWM modulerte  $abc$ -fasene kobles deretter til inverteren.

### 3 Maskinvare

Styrekortet skal ta inn og behandle analoge signal fra resolveren på motoren. Resolveren leser av magnetfeltet i motoren som to analoge signal, forskyvet med  $90^\circ$  iforhold til hverandre. Disse signalene er kritiske for å beregne PWM signaler til inverterene, og det har derfor vært sentralt å velge minst mulig støyende komponenter.

#### 3.1 Mikrokontroller

Mikrokontrolleren som styrekortet benytter seg av er en STM32H723ZGT6. Dette er samme mikrokontroller som ble benyttet i fjorårets MCU bacheloroppgave [1]. I tabell 2 er de tre mikrokontrollerene som ble vurdert sammenlignet. Høy klokkehastighet og matematikkmodulene CORDIC og FMAC var vektlagt under vurderingen. Det er også viktig med tilstrekkelig antall SPI-moduler for seriell kommunikasjon.

	STM32H723	STM32H745	STM32G484
<b>Klokkefrekvens</b>	550MHz	480MHz	170MHz
<b>CORIDC/FMAC</b>	Ja	Nei	Ja
<b>Antall SPI</b>	6	6	4
<b>Advanced Timers</b>	Ja	Ja, MC-Tim.	Ja, MC-Tim.

**Tabell 2:** Sammenligning av mikrokontrollere. (MC-Tim: Advanced motor control timers).

Valget av mikrokontroller faller på H723-serien av samme grunner som forklart i fjorårets bacheloroppgave [1]:

- Klokkefrekvens:** Mikrokontrolleren skal styre en rekke GPIO-pinner, kommunisere med flere enheter over både SPI og CAN-bus, og styre opp til to motorer samtidig. Dette er mye arbeid for mikrokontrolleren, og det er derfor viktig med så rask mikrokontrolleren som mulig. Inverteren krever at det gjøres to til fem fullstendige motorkontroll beregninger (altså to til fem runder med FOC-løkken) mellom hver PWM flanke. Transistorene svitsjer maksimalt med en hastighet på 20 kHz, så FOC-løkken på kjøre med en hastighet på mellom 80 kHz og 200 kHz. Dette tilsvarer mellom  $5 \mu\text{s}$  og  $12,5 \mu\text{s}$ .

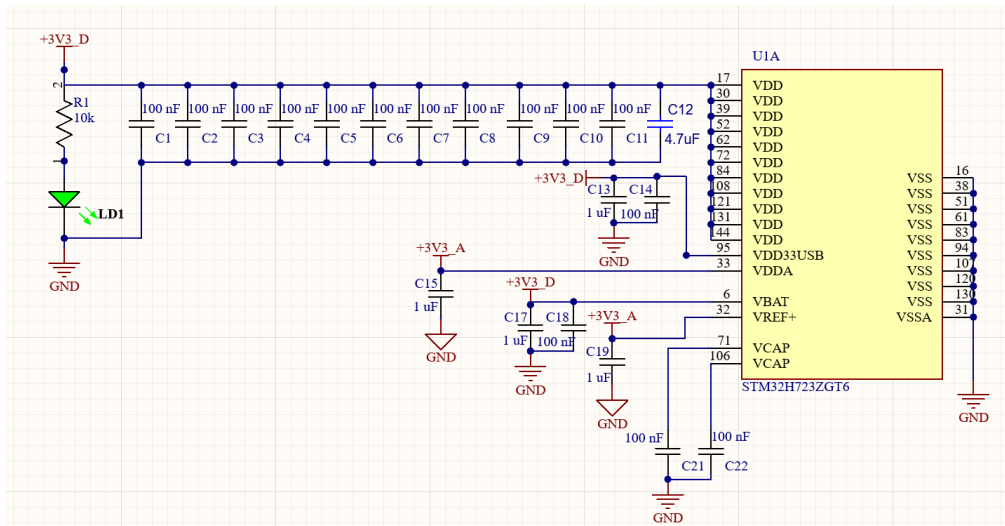
$$\begin{aligned}
 F_{H723 \text{ CLK}} = 550 \text{ kHz} &\Rightarrow T_{H723 \text{ CLK}} = \frac{1}{550 \text{ kHz}} \Rightarrow \frac{T_{PWM \text{ 200 kHz}}}{T_{H723 \text{ CLK}}} & (12) \\
 &\Rightarrow n_{Instruksjoner} = \frac{T_{PWM \text{ 100kHz}}}{T_{H723 \text{ CLK}}} = 2750
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 F_{G484 \text{ CLK}} = 170 \text{ kHz} &\Rightarrow T_{G484 \text{ CLK}} = \frac{1}{170 \text{ kHz}} \Rightarrow \frac{T_{PWM \text{ 200 kHz}}}{T_{H723 \text{ CLK}}} & (13) \\
 &\Rightarrow n_{Instruksjoner} = \frac{T_{PWM \text{ 200kHz}}}{T_{G484 \text{ CLK}}} = 850
 \end{aligned}$$

Beregningene i ligning (12) og (13) viser hvor mange instruksjoner mikrokontrolleren maksimalt kan gjøre ved maksimal svitsjefrekvens på transistorene. Når styrekortet skal kjøre flere motorer og gjøre *torque vectoring*, vil det være greit å ha de ekstra antall instruksjonene H723-serien kan gjøre i forhold til G484-serien.

- **CORDIC/FMAC:** CORDIC er en matematisk akselerator, som gjør trigonometriske beregninger vesentlig raskere. Siden motorstyring innebærer trigonometriske beregninger, som vist i kapittel 2.8, er det fordelaktig med rask mikrokontroller og CORDIC når opptil to motorer skal styres. FMAC også en matematisk akselerator, men brukes for beregninger ved filtrering.
- **Antall SPI:** Styrekortet vil ha behov for kommunikasjon over SPI med flere enheter. Styrekortet har ett litt uvanlig SPI-grensesnitt til inverteren, som krever to SPI-moduler. Dersom to motorer skal styres samtidig, trengs de totalt fire SPI-moduler mellom styrekort og invertere. Mikrokontrolleren på styrekortet må ha et SPI-grensesnitt til AD2S1210 (resolver til digital IC-en), og i tillegg en SPI satt av til kommunikasjon mellom to styrekort dersom det skal kjøres fire motorer. Så totalt er det nødvendig med seks SPI-grensesnitt. SPI-grensesnittet mellom styrekort og inverter forklares nærmere i kapittel 5.4.3.
- **Advanced Timers:** H74- og G48-serien har det som i databladet kalles *Advanced Motor Control timers*, som er avanserte timere designet for styring av motorer. H723-serien har *Advanced-Control Timers*. Begge typen timere fungerer som PWM generatorer. Forskjellen er at H723-serien har en 16-bits oppløsning istedenfor 32, slik de andre to mikrokontrollerene har. Valget falt likevel på H723, da klokkefrekvensen var svært høy og CORDIC akseleratoren var tilstede.

Tilkobling av kraftforsyning til mikrokontrolleren er gjort i henhold til databladet, der antall avkoblingskondensatorer og størrelse på kondensatorer er valgt etter anbefaling [5], se figur 15.



**Figur 15:** Oppkobling av kraftforsyning til mikrokontroller

Mikrokontrolleren forsynes med 3,3 V fra to ulike kilder til forbruk analogt og digitalt. Det er også koblet på en grønn LED (Light Emitting Diode) som lyser når kortet er strømsatt. Mikrokontrolleren er også koblet til 4 LED på vanlige GPIO-pinner, to av disse skal lyse gult og indikere for varslinger og de to siste skal lyse rødt og indikere mer kritiske feil, se figur 16. Alle LED er terminert med 1 k $\Omega$  for å begrense strømmen til diodene. Til BOOT0-pinnen er det koblet en 3-pinns jumper (JMP1), som enten kortsluttes til jord eller 3,3 V. Dette bestemmer hva slags register, eller oppstartmetode som mikrokontrolleren skal bruke ved oppstart. Det er også koblet til en bryter (SW1, *Tactile Switch*) til reset-pinnen. Bryteren brukes under testing for av styrekortets programvare, for å kunne nullstille variabler og register. I figur 16 er oppkoblingen fra skjematikken vist.

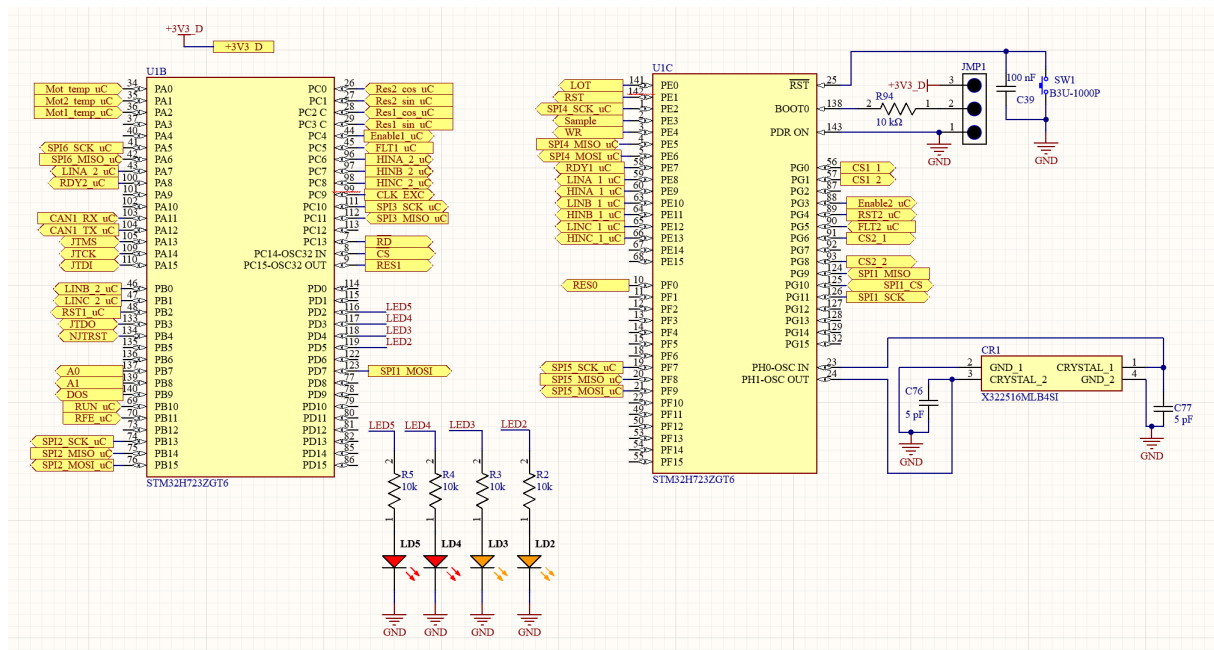


Figure 16: Oppkobling av signaler til mikrokontroller

Alle signaler inn og ut av mikrokontrolleren er vist i figur 16. Dette inkluderer alle kommunikasjonsgrensesnitt, alle analoge og digitale signal. CR1 er en ekstern oscillator som er lagt inn med tilhørende avkoblingskondensatorer. Oscillatoren er lagt inn slik at den har et fotavtrykk på kortet, men den blir kun loddet på dersom det skal bli behov for det.

## 3.2 Resolver og drivere

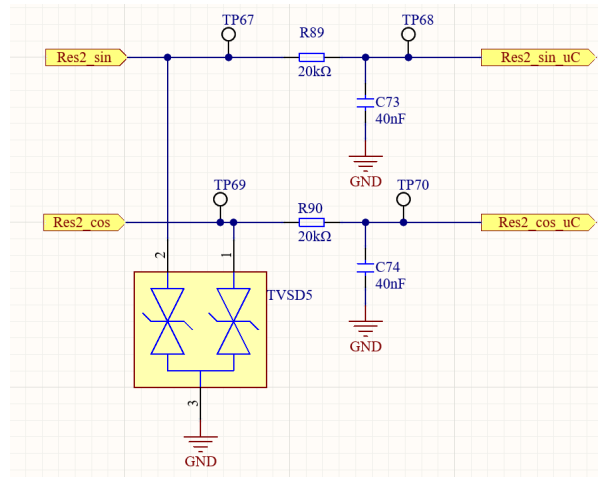
Som nevnt skal styrekortet i denne oppgaven ha muligheten til å styre en Emrax motor eller to Fischer motorer. Systemet benytter seg av en resolver som leser av rotorposisjonen til motoren i forhold til stator, og en IC (AD2S1210) som leser resolversignalene og sender rotorposisjonen over et SPI-grensesnitt til mikrokontrolleren.

### 3.2.1 Emrax resolver

Resolveren RE 15-1-A15 brukes i 2024, og er videre omtalt som *resolveren*. Denne resolveren blir brukt siden den allerede er montert på Emrax 207 motoren som vist i figur 8b. For å drive denne resolveren så kreves det en nøyaktig og robust avlesningskrets. Disse kretsene er nærmere forklart i kapittel 3.2.4 og 3.2.5.

### 3.2.2 Fischer resolver

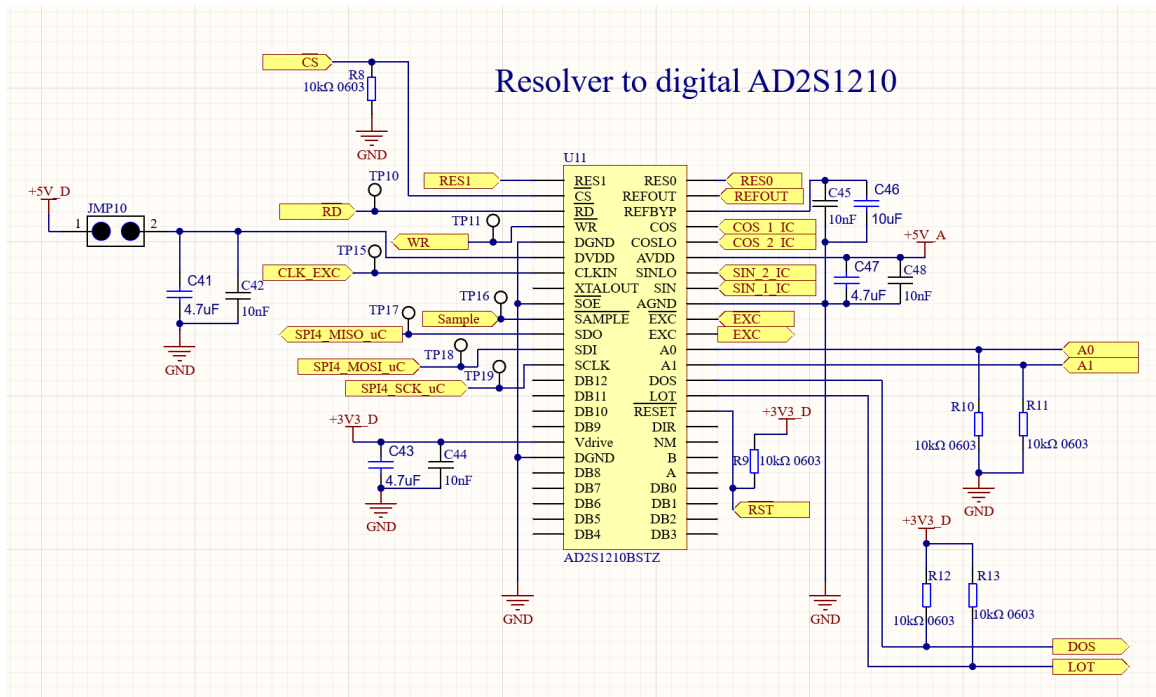
I en bacheloroppgave fra 2023 [1] utforskes muligheten for å bruke en *MLX90381* eller en *MLX90380* resolver sammen med motorer fra Fischer. Derfor vil styrekortet designes med mulighet til å måle sinus- og cosinussignaler fra *MLX90380* eller *MLX90381* gjennom kretsen i figur 17:



Figur 17: Skjematikk av resolver krets for Fisher motor.

### 3.2.3 Resolver til digital, AD2S1210

For å konvertere signalet fra resolveren fra et analogt varierende signal til et digitalt signal, blir AD2S1210 benyttet. Komponenten har fått navnet U11 i skjematikken, vist i figur 18. I denne IC-en blir *excitation* signalet til resolveren generert, signalet blir satt til å ha en frekvens på 10,24 kHz. Dette er *default* frekvensen ved oppstart av AD2S1210.



Figur 18: Oppkobling av AD2S1210

Alle kondensatorene som er koblet til U11 er avkoblingskondensatorer, disse er koblet opp som vist i figur 26 i databladet [4]. R8 er en pull-down resistor som sørger for kontinuerlig lavt nivå på  $\overline{CS}$ -pinnen, som holder kretsen aktiv. Pinnene A0 og A1 bestemmer hvilken modus IC-en skal operere i. Når A0 og A1 er lave, opererer IC-en i *normal-mode position-output*-modus. Disse er på lik linje som  $\overline{CS}$ -pinnen holdt lave, med pull-down resistorene R10 og R11. R9 er også en pull-down resistor og sikrer lavt nivå på den aktivt lave  $\overline{RESET}$  pinnen.

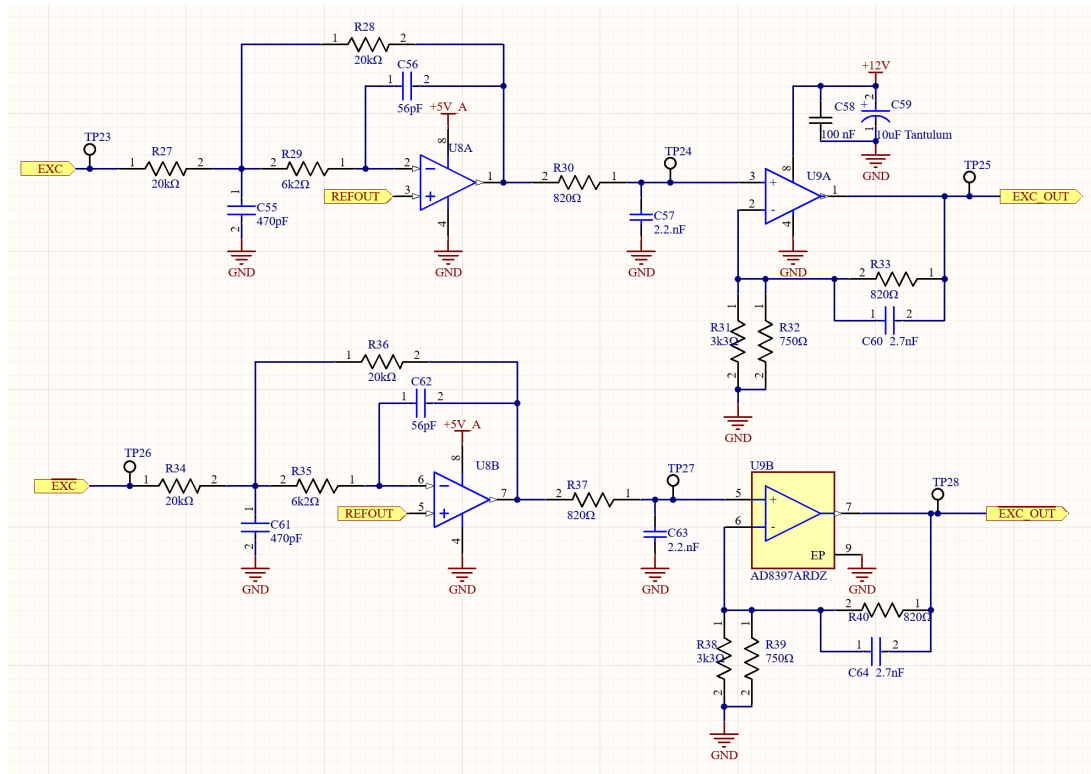
LOT (*Loss of tracking*) går lav når den minimale eller maksimale følgeraten, satt i det interne *LOT Low/High threshold*-registeret, ikke er mellom terskel-grensene. Altså om AD2S1210 ikke klarer sample signalet tilstrekkelig. DOS (*Degradation of signal*) går lavt når en av to betingelser er sanne: Når spenningen på resolver signalene blir høyere enn terskelnivået som er satt i det interne *DOS overrange threshold*-registeret, eller når spenningsforskjellen mellom resolver signalene (sin/cos) overstiger terskelnivået i *DOS mismatch threshold*-registeret. Disse signalene skal være høye helt til de gir feilmelding, og har derfor fått hver sin pull-up resistor (R12 og R13) som sikrer logisk høyt nivå før feilmelding skal gis.

COS1\_IC, COS2\_IC, SIN1\_IC og SIN2\_IC er de analoge signalene fra resolveren. SPI4\_MOSI, SPI4\_MISO og SPI4\_SCK er SPI bussen som overfører resolversignalet digitalt til mikrokontrolleren. CLK\_EXC er et klokkesignal fra mikrokontrolleren som bestemmer frekvensen

på *excitation*-signalet til resolveren. Anbefalte frekvenser er gitt i tabell 7 i databladet [4]. En frekvens på 10,24 MHz vil bli brukt.

### 3.2.4 Excitation signal

AD2S1210 sender ut et sinusformet *Excitation*-signal inn til resolveren på motoren. Dette signalet forsterkes fra typisk 3,6 V til rundt 9,0 V i kretsen vist i figur 19. *Excitation*-signalet kan settes til å ha frekvens mellom 2 kHz til 20 kHz i AD2S1210.



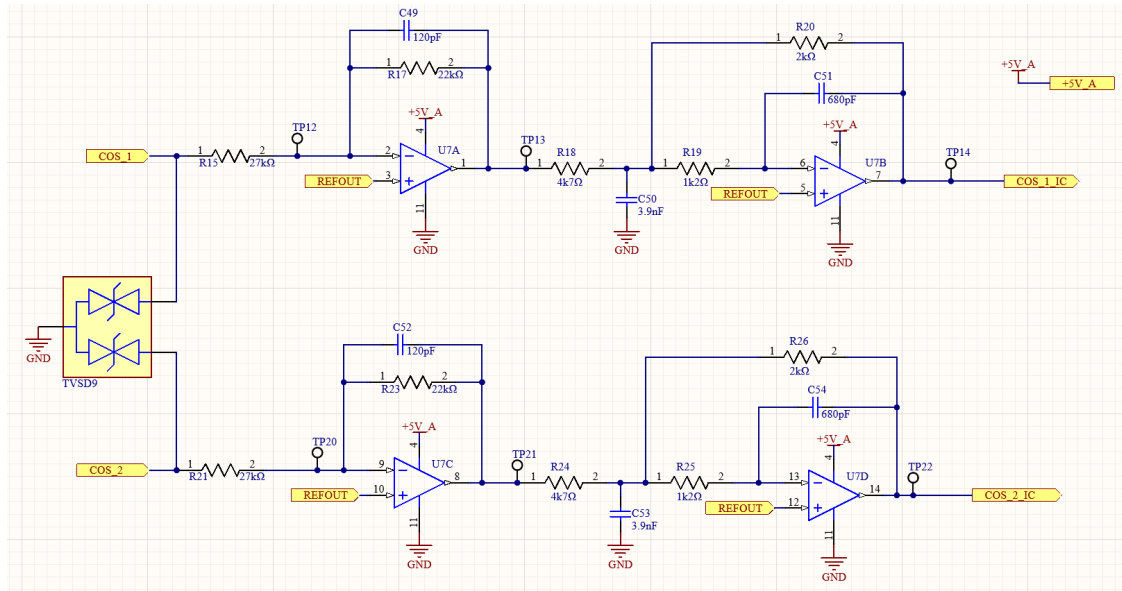
**Figur 19:** Krets for forsterking av EXC-signalene

Kretsen i figur 19 hentet fra et kretsnotat tilhørende AD2S1210 IC-en, CN-0276 [12]. Denne kretsen benytter seg av operasjonsforsterkeren AD8692ARMZ-R7 (U8) og en AD8397ARDZ (U9). AD8692 har en gain lik 1 og AD8397 har en gain lik 2,5 som fører til at et 3,6 V<sub>pp</sub> EXC-signal fra AD2S1210 får en amplitude på 9,0 V<sub>pp</sub> til resolveren. Med gain lik 2,5 på AD8397 (U9) vil den også ha et faseskyv på  $-5,2^\circ$  ved en frekvens på 10 kHz. AD8692ARMZ-R7 (U8) er satt opp til å oppføre seg som et 3. ordens Butterworth lavpassfilter med knekkfrekvens på 88 kHz og et faseskyv på  $-13^\circ$  ved 10 kHz.



### 3.2.5 Cosinus- og Sinuskretser

De analoge signalene fra Emrax-resolveren som blir henholdsvis kalt  $SIN_1$ ,  $SIN_2$ ,  $COS_1$  og  $COS_2$  blir filtrert og buffret gjennom RC-lavpass filtre og operasjonsforsterkeren AD8694ARZ. Figur 20 viser kretsoppsettet for cosinus-signalet. På side 4, figur 8, i kretsnotatet CN-0270 [12] er kretsen og komponentene hentet fra.



**Figur 20:** Krets for buffering og filtrering av cos-signal fra resolver. Kretsen for SIN-signalet er identisk som for COS-signalet.

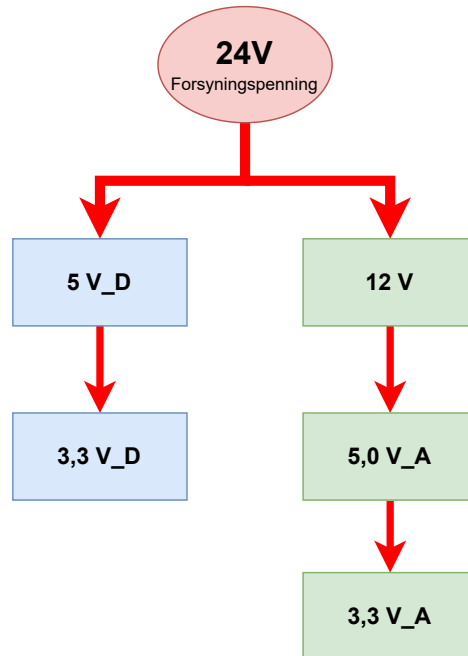
Dette avsnittet er hentet fra CN-0276 [12], side 4 og 5. Utgangssignalene  $COS_{1\_IC}$  og  $COS_{2\_IC}$  er koblet direkte på AD2S1210 IC-en. Kretsen opererer i det kretsnotatet [12] kaller ”*Low Power Mode*”. Kretsen har en gain på 0,35 som er optimalt for AD2S1210. Inngangssignalet (fra resolveren) vil ha en spenning på rundt 4,0 V<sub>PP</sub> (rundt 8,0 V<sub>PP</sub> differensielt). Da vil utgangssignalet være rundt 1,40 V<sub>PP</sub> (3,20 V<sub>PP</sub> differensielt). I tillegg til å begrense amplitude på signalet, vil også kretsen oppføre seg som et 3. ordens Butterworth filter. Det har en knekkfrekvens på 63 kHz og et faseskyv på  $-18,6^\circ$  på 10 kHz.

### 3.3 Kraftforsyning

Styrekortet får levert 24 V likespenning fra en DC/DC omformer<sup>3</sup> som øker spenningen fra 12 V-batteriet opp til 24 V. For å begrense støy så mye som mulig er det på styrekortet i hovedsak valgt LDO-regulatorer (*Low Drop-Out*) istedenfor svitsjede regulatorer. Den eneste svitsjede regulatoren som blir brukt er U2, 24 V til 5 V<sub>D</sub> (digital) for

<sup>3</sup>DC/DC omformer er designet og laget av andre teammedlemmer.

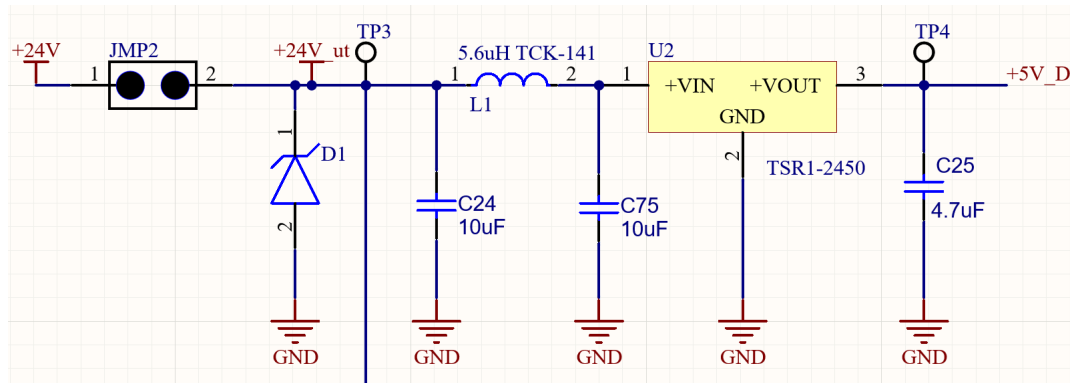
økt effektivitet. Det finnes ingen data fra tidligere sesonger over temperaturer i MCU-boksen, men beregningene i dette kapitlet går utifra maksimalt 50 °C, siden inverteren vil deaktivere MCU-en dersom temperaturene i boksen når 50 °C som en sikkerhet for føreren.



**Figur 21:** Inndeling av kraftforsyning på styrekortet

### 3.3.1 U2, TSR1-2450

U2 er en svitsjet regulator som regulerer ned 24 V til 5 V\_D og kan levere maksimalt 1000 mA. Regulatoren har et internt PWM-signal som slår en transistor av og på, noe som gjør at en spole i IC-en konstant blir ladet opp og ut. Denne transistoren som blir slått av og på er en kilde for støy, og nettopp derfor blir det ellers brukt LDO regulatorer ellers i systemet. Ellers er dette en mer effektiv regulator, den enten er av eller på. En fordel med denne regulatoren er at den ikke krever noe ekstra kjøling ved fulleffekt så lenge omgivelsestemperaturen er under 60°, i følge databladet [6]. I følge databladet [6] vil denne regulatoren ha en effektivitet på 84-94%. I figur 22 er U2 og støttekomponenter vist.



**Figur 22:** Oppkobling av U2: 24 V til 5 V\_D svitsjende regulator.

Kretsen består av en TVS Diode, D1, som skal beskytte kretsen mot overspenning og ESD (*Electro-Static Discharge*). Denne dioden tåler oppmot 8 kV utlading ved fysisk kontakt. Regulatoren har en maksimal inngangsspenning på 36 V, og D1 har en breakdown-spenning på typisk 38,6 V.

JMP2 er en 2-pins hann-konnektor som gjør at 24V kan fullstendig frakobles kortet. Dette er kan være nyttig når kortet skal testes. I denne kretsen brukes det et filter som anbefales fra produsenten av regulatoren [33]. Filteret består av C24 og C75 og en spole L1. C25 er en avkoblingskondensator på utgangen av regulatoren som minimerer rippel og stabilisere spenningen. TP3 og TP4 er testpunkt på inngangen og utgangen av regulatoren. Banen som går ned fra TP3 er koblet til 12 V regulatoren som er beskrevet i kapittel 3.3.2 og vises i figur 23.

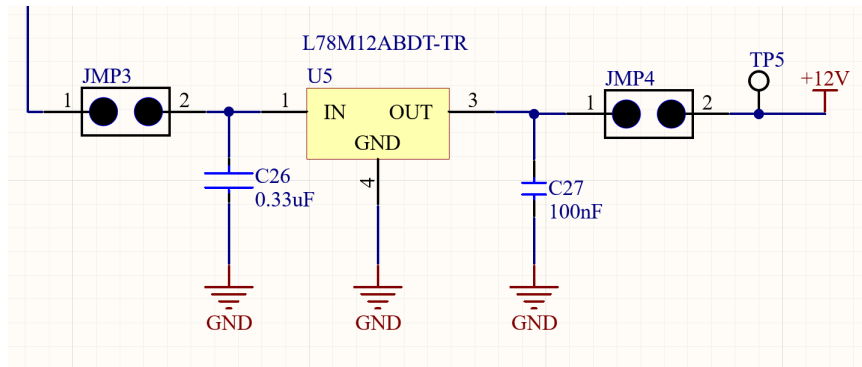
### 3.3.2 U5, L78M12ABDT-TR

Noen av komponentene i styrekortet benytter seg av 12 V, som er blant annet driveren til EXC-signalene (se kapittel 3.2.4) og 5 V\_A (analog) regulatoren. Regulatoren leverer maksimalt 500 mA, og er en LDO-regulator som støyer svært lite. Ved maksimal utgangsstrøm vil regulatoren ha et effekttap på  $(24 \text{ V} - 12 \text{ V}) \cdot 0,5 \text{ A} = 6 \text{ W}$ . For å finne det maksimale effekttapet regulatoren kan ha kan formel 14 benyttes.

$$P_{MAX} = \frac{T_{J(MAX)} - T_A}{R_{\theta JA}} = \frac{125 \text{ }^\circ\text{C} - 50 \text{ }^\circ\text{C}}{100 \text{ }^\circ\text{C/W}} = 0,75\text{W} \quad (14)$$

I denne formelen er  $T_{J(MAX)}$ , (*Junction Max*), den maksimale interne kjernetemperaturen regulatoren kan nå før den overoppheites.  $T_A$  er temperaturen i omgivelsene, (*Ambient*).  $R_{\theta JA}$  er den termiske motstanden mellom IC-en og omgivelsene som måles i  $^\circ\text{C/W}$ . Utifra disse beregningene kan regulatoren levere opptil  $\frac{0,75 \text{ W}}{12 \text{ V}} = 62,5 \text{ mA}$  uten å overoppheites. Dersom 12 V komponenter trekker mer enn 83,3 mA vil det være behov

for kjøling av denne komponenten. Regulatoren er beregnet til å måtte levere rundt 100 mA, så en kjøleribbe vil bli montert. Figur 23 viser hvordan regulatoren er koblet opp.



**Figur 23:** Oppkobling av U5: 24 V til 12 V, 500 mA LDO regulator.

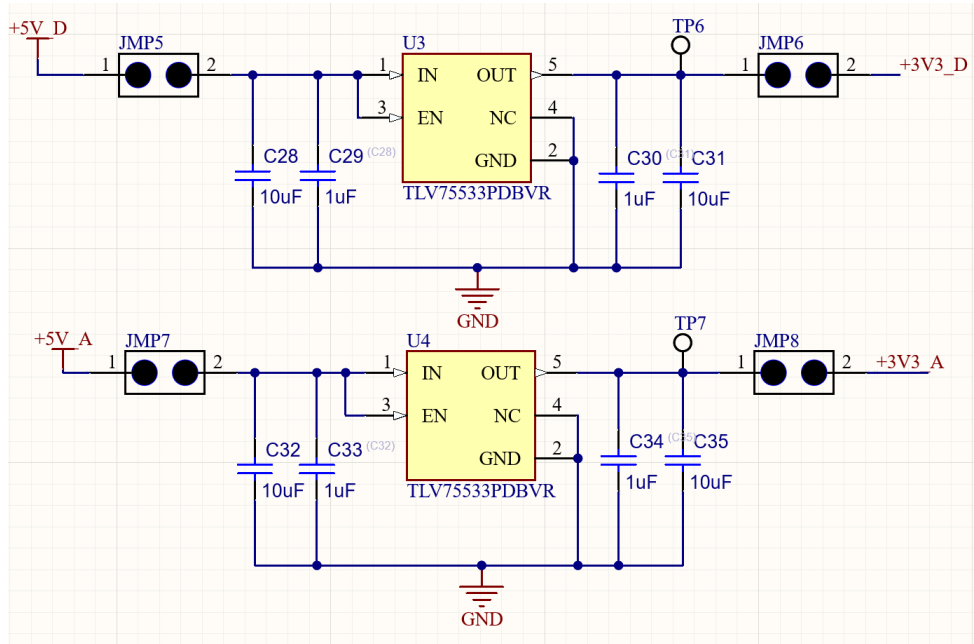
På pinne 1 på JMP3 kommer 24 V som har passert TVS-dioden, dette er banen som går fra TP3 som beskrevet i slutten av kapittel 3.3.1. JMP3 er som en 2-pinns hann-konnektor, og er montert for å gjøre testing av kraftforsyningene lettere. C26 og C27 er avkoblingskondensatorer for å stabilisere inn- og utspenningen til regulatoren.

### 3.3.3 U3 og U4, TLV75533PDBVR

U3 og U4 er to like LDO-regulatorer som skal regulere ned 5 V til 3,3 V. U3 skal forsyne alle kretser med digitale signal mens U4 skal forsyne analoge kretser. Siden digitale signal enten er høye eller lave, og endrer seg med forholdsvis høy frekvens, vil digitale signal støye mer enn analoge. Derfor skilles det mellom analoge og digitale kretser så langt det lar seg gjøre.

Ved maksimal utgangsstrøm kan regulatoren nå et effekttap på  $(5 \text{ V} - 3,3 \text{ V}) \cdot 0,5 \text{ A} = 0,85 \text{ W}$ . Det maksimale effekttapet regulatorene kan nå før de overopphetes er 1,35 W, som vist i ligning (15). Dersom strømtrekket overstiger  $\frac{0,43 \text{ W}}{3,3 \text{ V}} = 131 \text{ mA}$ , vil regulatoren trenge kjøling. Oppsettet for regulatorene er vist i figur 24.

$$P_{MAX} = \frac{T_{J(MAX)} - T_A}{R_{\theta JA}} = \frac{150 \text{ }^\circ\text{C} - 50 \text{ }^\circ\text{C}}{231,1 \text{ }^\circ\text{C/W}} = 0,433 \text{ W} \quad (15)$$



**Figur 24:** Oppkobling av U3 og U4: 5 V til 3,3 V, 500 mA LDO regulatorer.

Regulatorene tar inn 5 V analog/digital hver for seg og har hver sin jumper, for å gjøre testing mer lettvin. Kondensatorene på inngangene og utgangene er satt opp for å redusere støy på signalene. Databladet for TLV75533PDBVR [8] anbefaler minst en kondensator på  $1,0 \mu\text{F}$  på utgang og inngang, men en større kondensator på opptil  $200 \mu\text{F}$  for bedre stabilitet kan benyttes. Derfor er regulatorene koblet opp med en  $10 \mu\text{F}$  og en  $1,0 \mu\text{F}$  på inngang og utgang.

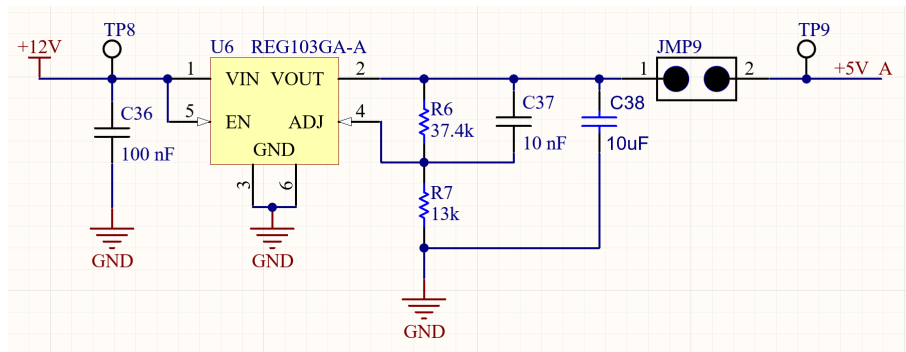
### 3.3.4 U6, REG103GA-A

Flere av de analoge komponentene på kortet krever 5 V. Disse blir forsynt med 5V\_A (analog) fra U6. Dette er også en LDO-regulator. U5 regulerer ned 12 V fra regulatoren U5 ned til 5 V. Regulatoren er koblet opp som vist i figur 25. Ved maksimalt strømtrekk på 500mA vil effekttapet i U6 være  $(12 \text{ V} - 5 \text{ V}) \cdot 0,5 \text{ A} = 3,5 \text{ W}$ . Den termiske resistansen i denne regulatoren er avhengig av kobberarealet som jordpinnen er koblet på. På styrekortet er det et avgrenset område på topplaget med et areal på  $596,33 \text{ mm}^2$ , som gir en termisk resistans  $R_{\theta JA} = 70 \text{ }^\circ\text{C/W}$  i følge databladet [9]. I figur 36, kapittel 4.5, vises dette avgrensede jordarealet.

$$P_{MAX} = \frac{T_{J(MAX)} - T_{A(MAX)}}{R_{\theta JA}} = \frac{125 \text{ }^\circ\text{C} - 50 \text{ }^\circ\text{C}}{70 \text{ }^\circ\text{C/W}} = 1,07 \text{ W} \quad (16)$$

Sett fra ligning 16 kan regulatoren levere opp til  $\frac{1,07 \text{ W}}{5 \text{ V}} = 214 \text{ mA}$  før den trenger kjøling,

som er godt under det antatte strømtrekket på omtrent 100 mA for denne regulatoren. Oppkoblingen av regulatoren er vist i figur 25.

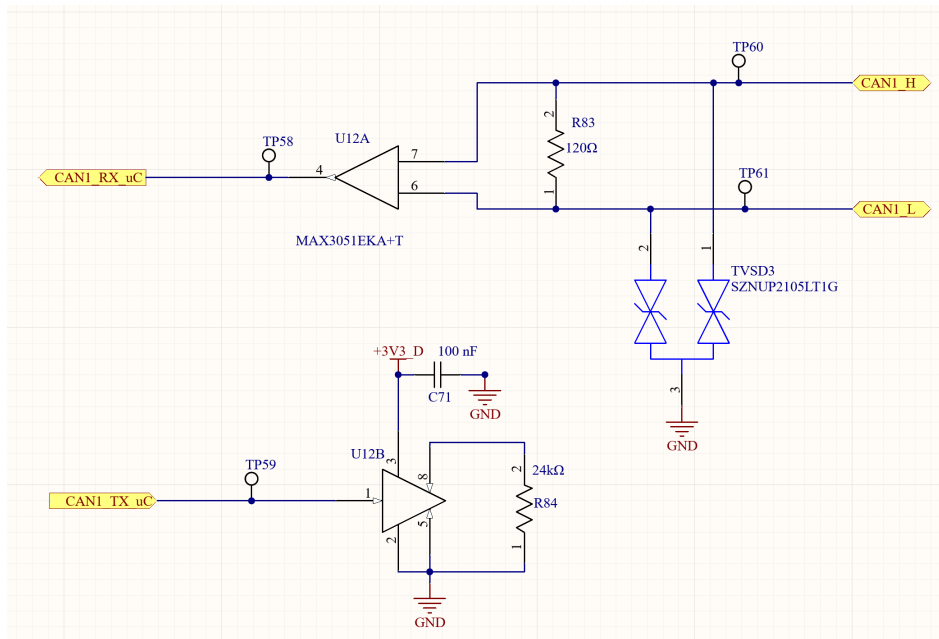


**Figur 25:** U6: 12 V til 5 V\_A

Oppkoblingen er hentet fra figur 2 på side 8 i databladet til regulatoren [9]. Regulatoren krever egentlig ikke avkoblingskondensatorer på utgangen, men for ekstra stabilitet og demping av transienter er C37 og C38 koblet til. Størrelsene på R6 og R7 er også gitt i databladet på side 8. Databladet forteller at brukeren kan velge mellom å bruke 37,4 k $\Omega$  og 13 k $\Omega$ , eller 3,74 k $\Omega$  og 1,3 k $\Omega$ . Størst verdi på resistorene er valgt i denne kretsen for å minimere strømnivået på pinne 4 (ADJ) på regulatoren.

### 3.4 CAN-Transciever, MAX3051EKA+T

Styrekortet skal kommunisere med resten av bilens enheter, som gjøres over CAN-nettverket. CAN-protokollen beskrives nærmere i kapittel 5.4. Mikrokontrolleren har en *Recieve*-pinne (CAN1\_Rx\_uC) og en *Transmitt*-pinne (CAN1\_Rx\_uC), som kobles til transcieveren MAX3051EKA+T. CAN-nettverket har en høy og en lav bane som enhetene kobles på. Transcieveren har som oppgave å konvertere et single-ended transmitt-signal til et differensielt dersom en melding skal sendes fra mikrokontrolleren til en annen enhet på nettverket, og motsatt dersom en melding skal mottas. Oppsettet for kretsen er vist i figur 26.



**Figur 26:** Oppkobling av CAN-transcieveren

Dette oppsettet er brukt som standard for alle enhetene bilen, som skal kommunisere over CAN-nettverket. Transcieveren trenger 3,3V forsyningspenning, som er stabilisert med avkoblingskondensatoren C71. Størrelsen på kondensatoren er gitt i databladet [11] i tabellen på side 8. Transcieveren har en variabel datarate som kan bestemmes med en motstand  $R_{RS}(k\Omega)$ . På lik linje som i tidligere år brukes en datarate på 500kbps. Da settes  $R_{RS}(k\Omega)$  ved hjelp av ligning (17), hentet fra side 10 i databladet [11].

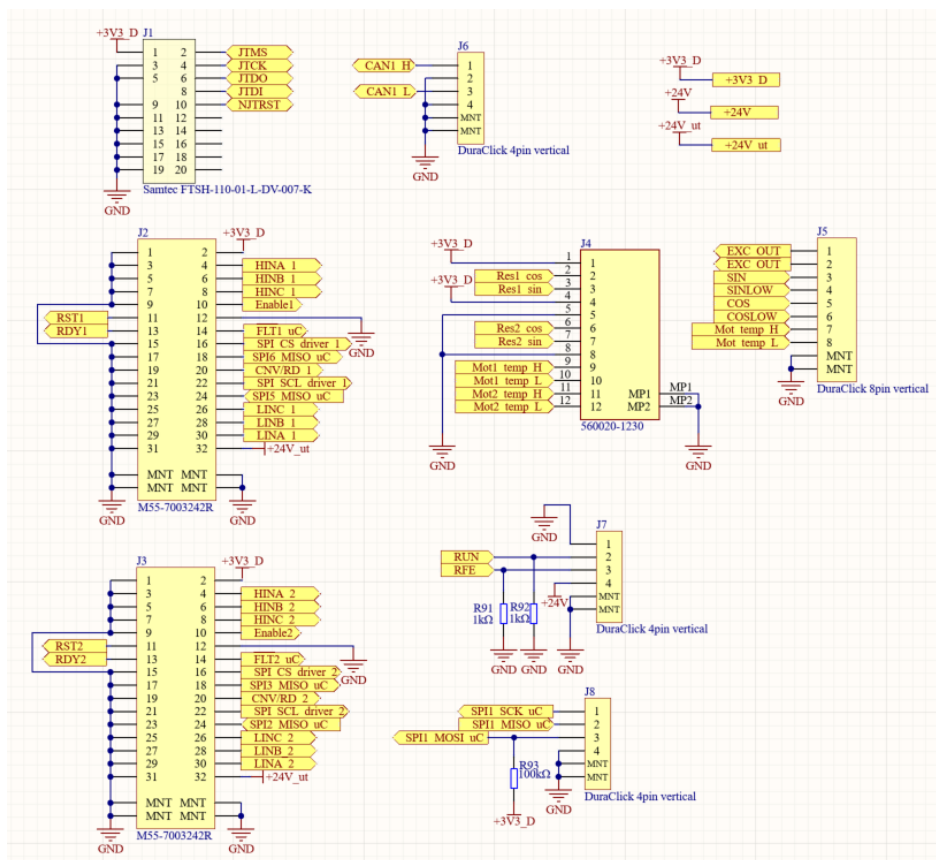
$$R_{RS}(k\Omega) = \frac{12000}{\text{Maksimal datarate [kbps]}} = \frac{12000}{500 \text{ kbps}} = 24 \text{ k}\Omega \quad (17)$$

Denne resistoren skal kobles mellom pinne 8 (*Mode-select input*) og pinne 2 (GND). Resistoren begrenser signingsraten på signalet, altså hvor fort signalet kan gå fra høyt/lavt, som fører til en begrensning i dataraten. IC-en har en intern pull-up resistor på TX-pinnen (pinne 1) og en intern pull-down resistor på *Shutdown*-pinnen (pinne 5). Det er dermed ikke nødvendig med pull-up/down resistorer noe sted for å sikre at høye/lave signal er høye/lave når de skal. På side 11 i databladet [11] er det anbefalt en terminering på 120  $\Omega$  mellom de CAN\_H og CAN\_L banene. Dette skal redusere EMI og refleksjon fra dårlig terminerte baner.

### 3.5 Konnektorer

Styrekortet benytter seg av totalt åtte konnektorer. For å begrense kostnadene knyttet til styrekortet er det valgt å bruke konnektorer som ION Racing allerede har på lager.

Konnektorene som er brukt er av typen Samtec, Harwin og DuraClick (4-, 8-og 12 pinns).



Figur 27: Konnektorer brukt på styrekortet

I figur 27 er konnektorene vist med alle signaler som er koblet til. Konnektorene har følgende funksjoner:

- **J1:** Når debuggeren<sup>4</sup> skal kobles til blir dette gjort gjennom J1. Debuggeren kobles på denne konnektoren og til en PC, og det kan da overføres programvare til mikrokontrolleren. Dette er en Samtec konnektor, med 20 pinner.
- **J2:** Denne konnektoren blir brukt for å koble styrekortet til inverteren. Her PWM signalene til de tre fasene koblet til (HINA\_1, HINB\_1 og HINC\_1), og de inverterte PWM fasene (HINA\_1, HINB\_1 og HINC\_1). Her er det også lagt opp et SPI-grensesnitt mellom mellom mikrokontrolleren og inverteren. Denne konnektoren skal altså forsyne inverteren til motor nummer 1 (dersom flere motorer skal kjøres). J2 er en 32-pins Harwin konnektor. MNT er kort for *Mounting Point*, disse pinnene er ekstra store og brukes kun til å lodde fast konnektoren til PCB-en.

<sup>4</sup>Debuggeren er en STLink-V3.



- **J3:** Konnektoren er identisk med J2 (Harwin) og har alle de samme signalene. Her skal eventuelt det kobles til en inverter nummer 2 som skal styre motor nummer 2. Her er det koblet til egne PWM faser og et eget SPI-grensesnitt.
- **J4:** Dette er konnektoren som skal ta inn signaler fra to Fischer-motorer, dersom to motorer skal kjøres samtidig. Her er sinus og cosinus fra hver sin resolver koblet til mikrokontrolleren, samt motortemperatur til hver motor. MP1 og MP2 er det samme som MNT og står for *Mointing Point*. J4 er en Molex Duraclik med 12 pinner.
- **J5:** Mellom AD2S1210 og resolveren går det 6 signaler:  $EXC$ ,  $\overline{EXC}$ ,  $SIN$ ,  $\overline{SIN}$ ,  $COS$  og  $\overline{COS}$ . Den høye og lave siden av *excitation*-signalet er utgangen og koblet på resolveren, mens sinus og cosinus signalene er de råe analoge signalene ut fra resolveren og inn til AD2S1210. Motortemperaturen blir også lest av på de to siste pinnene, disse signalene går ikke til AD2S1210, men inn til mikrokontrolleren. Dette er en 8-pins Molex Duraclik.
- **J6:** Dette er konnektoren som kobles til CAN-nettverket. Her brukes det en 4-pins Molex Duraclik.
- **J7:** RUN og RFE er klarsignaler som motorkontrolleren må få før den kan aktivere utgangene og inverterene. Disse er koblet gjennom en 4-pins Molex Duraclik.
- **J8:** Dersom det skulle være behov for et ekstra SPI grensesitt er dette koblet gjennom J8, som også er en 4-pins Molex Duraclik.

### 3.6 Strømbudsjett

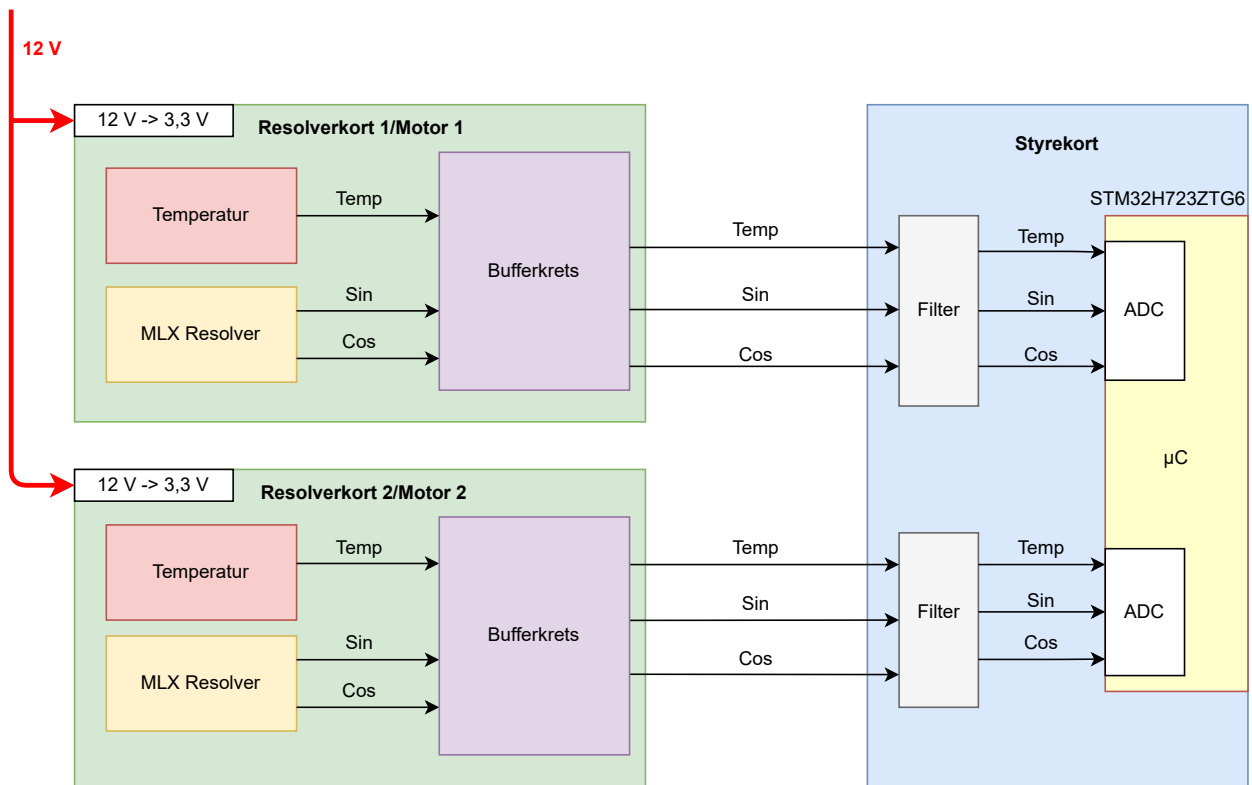
Styrekortet benytter seg av flere komponenter som er avhengig av 12 V, 5 V og 3,3 V, både analogt og digitalt. Den mest strømkrevende komponenten er mikrokontrolleren som har et maksimalt strømtrekk på totalt 620 mA. Mikrokontrolleren er hovedsaklig avhengig av 3,3 V<sub>D</sub>, men også 3,3 V<sub>A</sub>. I tabell 3 viser det antatte strømtrekket på de ulike regulatorene og komponentene. Mikrokontrolleren er antatt å bruke mindre enn 500 mA, men det er tatt til høyde for maksimalt strømtrekk uansett til kraftforsyningene.

Hensikt	Komponent	Nummer	Strømtrekk	A/D?	Spenning	Må levere
uC	STM23H723ZGT6	U1	620 mA	A&D	3,3 V_D & 3,3 V_A	-
Kraftforsyning	TSR1-2450	U2	1000 mA	D	24 V ->5 V_D	~500 mA
Kraftforsyning	TLV75533PDBVR	U3	500 mA	D	5 V_D ->3,3 V_D	<200 mA
Kraftforsyning	TLV75533PDBVR	U4	500 mA	A	5 V_D ->3,3 V_A	<200 mA
Kraftforsyning	L78M12ABDT-TR	U5	140 mA	A&D	24 V ->12 V	<100 mA
Kraftforsyning	REG103GA-A	U6	300 mA	A	12 V ->5 V_A	~100 mA
Op. Amp.	AD8694ARZ	U7	>20 mA	A	5 V_A	-
Op. Amp.	AD8692ARMZ-R7	U8	>20 mA	A	5 V_A	-
Current Amp.	AD8397ARDZ	U9	>20 mA	A	12 V	-
Op. Amp	AD8694ARZ	U10	>20 mA	A	5 V_A	-
ADC/Resolver	AD2S1210	U11	12 mA & 35 mA	A&D	5 V_A & 3,3 V_D	-

**Tabell 3:** Strømbudsjett til styrekort.

### 3.7 Skisse av resolverkort til Fischer-motorer

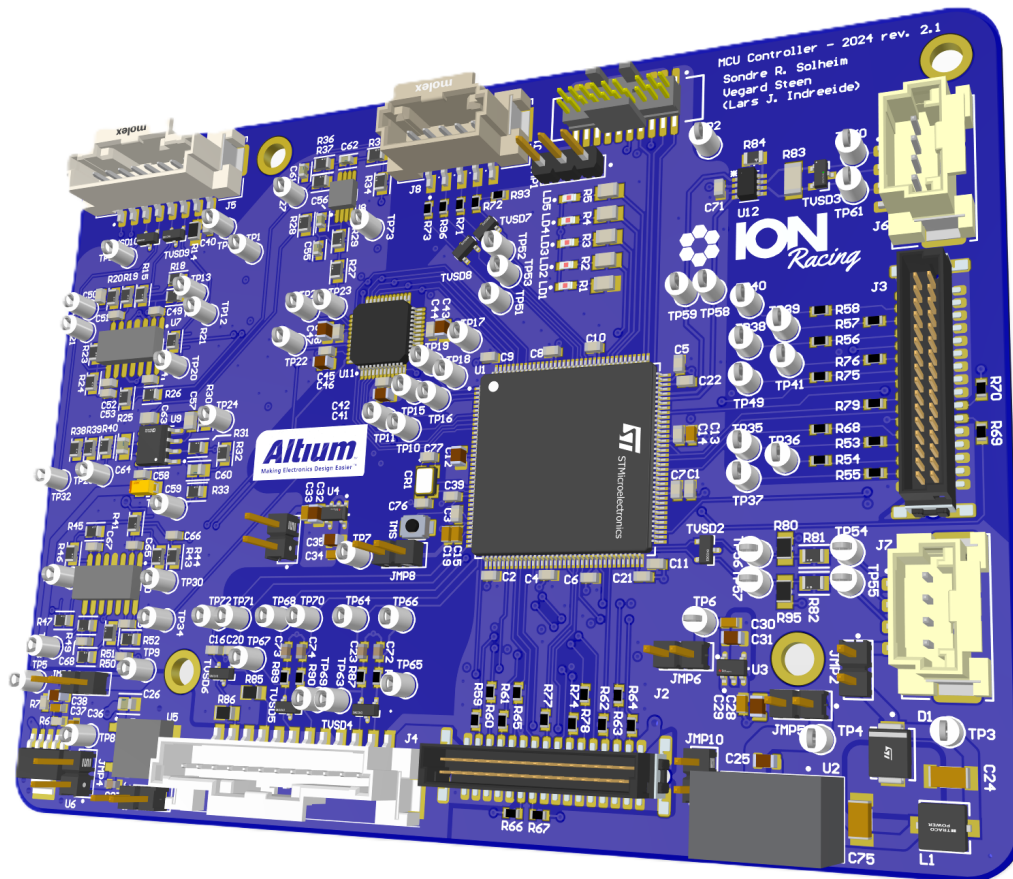
Når styrekortet skal brukes til firehjulsdrift må det designes og produseres et resolverkort som monteres på motoren. Til Fischer motorene vil det bli brukt en MLX resolver [36] som magnetisk måler eller føler permamentmagneten i rotoren, og sender rotorposisjonen som sinus- og cosinussignaler. Denne resolveren er avhengig av å være montert helt i nærheten av rotoren. Resolverkortene er tenkt å kobles til 12 V-batteriet, og må ha en 12 V til 3,3 V regulator. Signalene fra resolveren skal sendes helt fra hjulene og inn til MCU-boksen, så signalene må buffres og ledningene mellom kortene må være godt isolerte. Signalene fra to motorer skal kobles inn i samme konnektor på styrekortet, som er konnektor J4. I figur 28 er en blokkskjematisk skisse av to resolverkort vist og koblingen til styrekortet.



**Figur 28:** Overordnet skisse av resolverkort og grensesnittet til styrekort.

## 4 Utlegg og produksjon

Både skjematikken og utlegget av styrekortet er gjort i programvaren Altium Designer. Dette kapittelet tar for seg produksjonen av styrekortet, hvorfor komponenter er plassert der de er, og hensyn som er tatt for å hindre blant annet støy og varmegang. I figur 29 er en 3D modell av styrekortet vist.



Figur 29: 3D modell av styrekort fra Altium.

### 4.1 Egenskaper til produsent

ION Racing bruker JLCPCB til å produsere kretskortene som brukes i bilen. JLCPCB har som andre produsenter noen begrensninger som må tas hensyn til under når utlegg av kretskort blir gjort. Dersom det ikke blir tatt hensyn til dette, kan baner bli lagt feil, kortsluttet til hverandre, og kretskortet kan bli ubrukelig. I tabell 4 er de viktigste reglene/begrensningene til produsenten oppsummert. Disse er hentet fra nettsiden til JLCPCB [29].

Regel	JLCPCB begrensninger	Styrekort, regler
Minimum banebredde	0,09 mm	0,14 mm
Klarering (forskjellige net)	0,50 mm	0,50 mm
Klarering (like net)	0,20 mm	0,20 mm
Minimum annular ring	0,15 mm	0,15 mm
Hullstørrelse (min-max)	0,15 - 6,30 mm	0,30 - 6,30 mm
Klarering, (hull-til-hull)	0,50 mm	0,50 mm
Klarering til kant av kretskort	0,30 mm	0,50 mm
Klarering, silk-to-silk	0,15 mm	0,15 mm

**Tabell 4:** Oversikt over relevante regler for design av styrekort. I venstre kolonne vises design-reglene som er satt for styrekortet. Disse begrensningene kan settes i utviklingsverktøyet Altium Designer, slik at begrensningene ikke blir brutt.

I tabell 4 er det vist de viktigste og relevante reglene og begrensningene som er brukt under design av styrekortet. Siden det vil føre til en prisøkning om hull til for eksempel viaer blir satt til 0,30 mm eller mindre, brukes en hullstørrelse på 0,356 mm og 0,711 mm ring.

Hos JLCPCB kan det også velges å bruke ulike materialer til kretskortene. Det er valgt å bruke materialet TG 135 - 140 hos JLCPCB, som følger en standard for kretskort som kalles FR4.0. Dette materialet er valgt siden det er billig og godt nok til ION Racing sitt bruk. Styrekortet har 4 lag og en total tykkelse på 1,6 mm som er standard for 4-lags kretskort hos JLCPCB.

## 4.2 Layer stackup

En viktig del av å lage et stabilt og pålitelig kretskortdesign faller under valg av *layer stackup*. *Layer stackup* beskriver hvordan de ulike lagene i kretskortet blir brukt. En god *layer stackup* kan redusere problemer knyttet til EMI, bidra til bedre jording og mulighet for impedanskontroll [16]. I tabell 5 vises tre mulige valg av *layer stackups*, og tabell 6 viser fordeler og bakdeler ved de ulike *layer stackup*-ene.

	Layer stack 1	Layer stack 2	Layer stack 3
Lag 1	GND	SIG	SIG/POW
Lag 2	SIG/POW	GND	GND
Lag 3	SIG/POW	POW	GND
Lag 4	GND	SIG	SIG/POW

**Tabell 5:** Tabell over mulige *layer stacks* for 4-lags kort. SIG = Signal, POW = Power/Kraftforsyning, GND = Ground/jording.

	Layer stack 1	Layer stack 2	Layer stack 3
Jord Integritet	Funksjonelt	Funksjonelt	Bra
SIG/POW ruting	Dårlig	Bra	Funksjonelt
Intern EMI	Dårlig	Funksjonelt	Bra
Ekstern EMI	Bra	Funksjonelt	Funksjonelt

**Tabell 6:** Tabell over forskjellige fordeler og ulemper ved forskjellige *stackups*.

Følgende vurdering ble gjort av de ulike *stackup*-ene:

- I *layer stack 1* kan det enklere oppstå brudd i referanseplan, noe som kan indusere støy til lagene i midten. Derimot har planene i midten bedre støyimmunitet mot andre eksterne systemer enn de andre *layer stackup*-ene.
- *Layer stack 2* har bedre evner til å motstå intern EMI, som er en større bekymring enn ekstern EMI for systemet som utvikles i denne oppgaven. Det gir også bedre mulighet for å skape gode kraft forsyninger. Det kan også oppstå problemer med returstrømmer om ikke det er tatt hensyn.
- *Layer stack 3* er derimot valgt for styrekortet, siden det bruker de to interne lagene til jordplan. Jordlagene fungerer som et slag skjold som beskytter mot støy mellom ytterlagene. En ulempe med dette valget er at det kan bli noe vanskeligere å trekke kraftforsyning til komponentene på kretskortet.

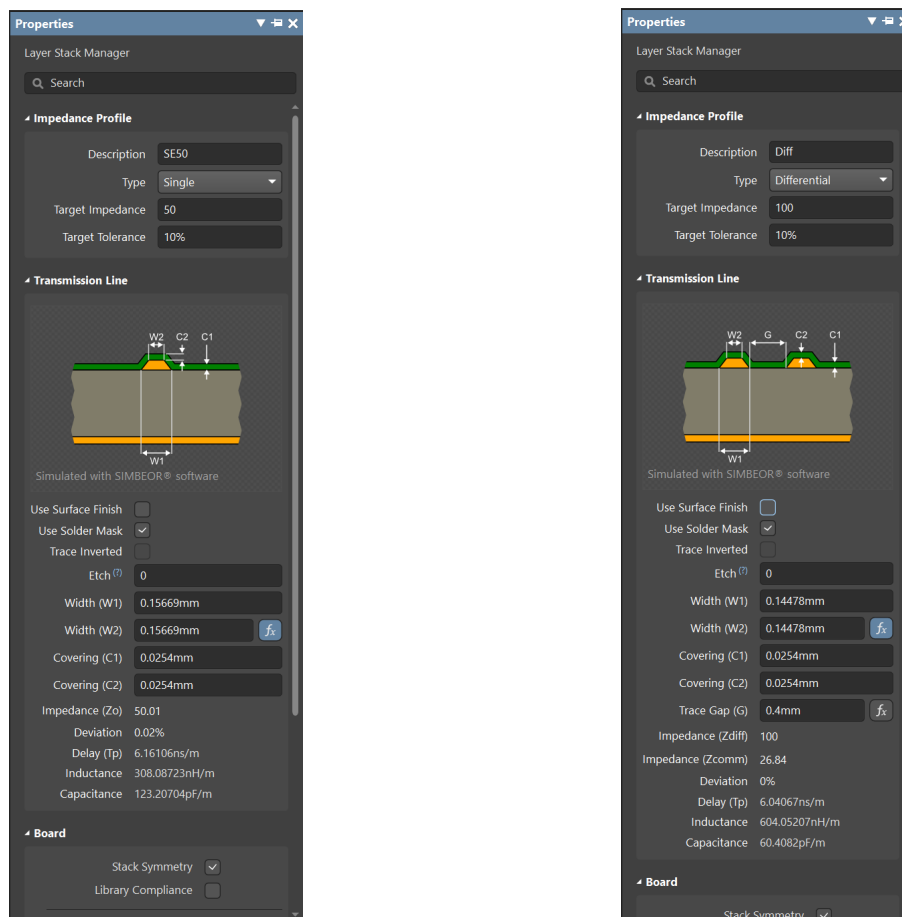
Av de 4 lagene til styrekortet, har de 2 interne/midterste lagene en standard kobber-tykkelse på 1,0 oz/ft<sup>2</sup>, mens ytterlagene har en kobber-tykkelse 0,5 oz/ft<sup>2</sup>.

Board Stack Report								
Stack Up		Layer Stack						
Layer	Board Layer Stack	Name	Material	Thickness	Constant	Dk	Color	Weight
1		Top Overlay		0mm				
2		Top Solder	SM-001	0.0254mm	3.8	3.8	FFF008000	
3		Top Surface Finish	PbSn	0.02mm			FFF2F2F2	
4	■ ■ ■ ■ ■	Top Layer	CF-004	0.035mm				28.34952g
5		Dielectric 1	PP-017	0.0994mm	4.1	4.1		
6	■ ■ ■ ■ ■	GND 1	CF-004	0.0152mm				14.17476g
7		Core	Core-039	1.265mm	4.6	4.6		
8	■ ■ ■ ■ ■	GND 2	CF-004	0.0152mm				14.17476g
9		Dielectric 2	PP-017	0.0994mm	4.1	4.1		
10	■ ■ ■ ■ ■	Bottom Layer	CF-004	0.035mm				28.34952g
11		Bottom Surface Finish	PbSn	0.02mm			FFF2F2F2	
12		Bottom Solder	SM-001	0.0254mm	3.8	3.8	FFF008000	
13		Bottom Overlay		0mm				
Height : 1.655mm								

**Figur 30:** Stackup rapport fra Altium designer for Styrekort

### 4.3 Impedanskontroll

Mer spesifikt er det JLCPCB sin **JLC04161H-3313** -stackup som er brukt, siden den gir muligheten for å kunne benytte en spesifikk impedanskontroll. Impedanskontrollen er gjort i Altium Designer, og vist i figur 31.



(a) 50  $\Omega$  impedanskalkulator

(b) 100  $\Omega$  impedanskalkulator

**Figur 31:** Impedanskalkulator hentet fra Altium Designer.

Ved bruk av en spesifikk stackup impedansen over banene på styrekortet kontrolleres. Det er valgt å bruke en impedansprofil på 50  $\Omega$  for singel-ended signaler. Dette gjelder signaler som opplever impedansendringer over distanser. Uten impedanskontroll kan det oppstå refleksjoner i signaler, som kan føre til feil i signalet og er hovedsaklig gjort med inverter konnektor. CAN-kabelen er impedanskontrollert, så det valgt å bruke 100  $\Omega$  impedansprofil for CAN-kommunikasjonen. Disse verdiene er også sjekket i JLCPCB sin impedanskalulator [17].

## 4.4 Støy

For å kunne utvikle et stabilt og fungerende kretskort må det alltid bli tatt hensyn til forskjellige støykilder for å unngå feildata og feilmålinger. Det finnes mange forskjellige typer støy og under er et lagt inn noen relevante kilder som er relevant for Styrekortet:

1. Crosstalk
2. Refleksjoner
3. Referanseplan og returstrøm

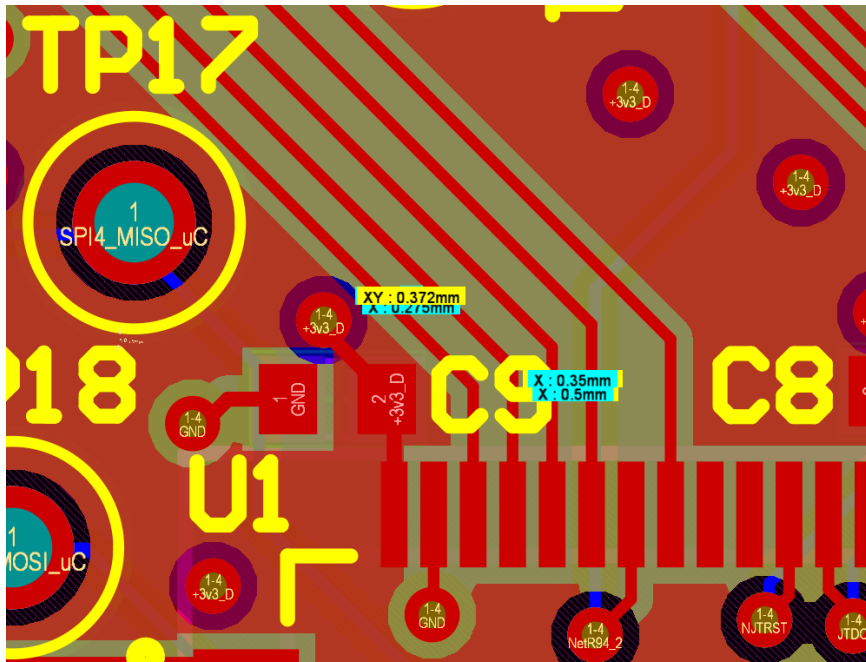
### 4.4.1 Crosstalk

*Crosstalk* er en av de vanligste typene av støy og skapes av signaler som påvirker hverandre. *Crosstalk* kan oppstå når nærliggende digitale signalbaner kapasitivt kobler seg til hverandre. Dette kan føre til at logisk lave signal i en bane, kan bli påvirket av signaler i nærheten, og få høy nok spenning til at signalet tolkes som logisk høyt signal av mottakeren. Da vil mottakeren få feil informasjon på grunn av *crosstalk*. I styrekortet er det da tatt hensyn til kapasitiv kobling mellom digitale baner. Kapasitiv kobling er også omtalt som ”*Forward Crosstalk*” av Texas Instruments [32].

$$\text{Maks Crosstalk [V]} = \frac{K}{1 + \left(\frac{D}{H}\right)^2} \quad (18)$$

Formelen i ligning (18) er hentet fra Texas Instruments [32] og beskriver spenningen på den kapasitive koblinger mellom signalbaner.  $H$ -leddet er høyde mellom referanseplan og signal,  $D$  er distansen mellom signalbanene og  $K$  er koblings konstanten. Om  $K$  settes lik 1 kan ligningen brukes for å regne ut maks *crosstalk* mellom signalbaner med hensyn til distansen mellom banene. I figur 32 vises noen digitale baner koblet til mikrokontrolleren hvor *crosstalk* kunne blitt et problem om banene ble lagt for nære hverandre.





Figur 32: Distanse eksempler hentet fra styrekortet.

For å hindre at det skapes *crossstalk* mellom signaler på styrekortet, ble ligning (18) brukt for å finne hvilken avstand signalbanene måtte ha fra hverandre. I dette tilfellet er distansen mellom signal og referanseplan  $H = 0,09$  mm. Banebredden er satt til  $D = 0,154$  mm.  $K$  settes lik 1 for maks kobling mellom signal. Dette gir en *crossstalk*-spenning på  $254$  mV<sub>pp</sub> dersom det kun er én banebreddes avstand mellom signalbanene. Figur 32 viser distansen som er satt mellom noen signaler på styrekort koblet til mikrokontrolleren. Distansen mellom banene er  $0,35$  mm nærest pinnene på mikrokontrolleren, og  $0,372$  mm etter banene svinger til venstre litt lenger ut fra pinnene. Dette gir en *crossstalk*-spenning på  $62$  mV<sub>pp</sub>, nærest mikrokontrolleren og  $55$  mV<sub>pp</sub> etter svingen i banene. Slike spenningsnivåer som ikke vil resultere i feiltolkninger av høye/lave signaler/bits for mottakeren. Dette stemmer også med anbefalingene til Texas Instruments [31], som sier at det bør være en avstand på minimum to banebredder mellom signalbanene.

#### 4.4.2 Refleksjoner

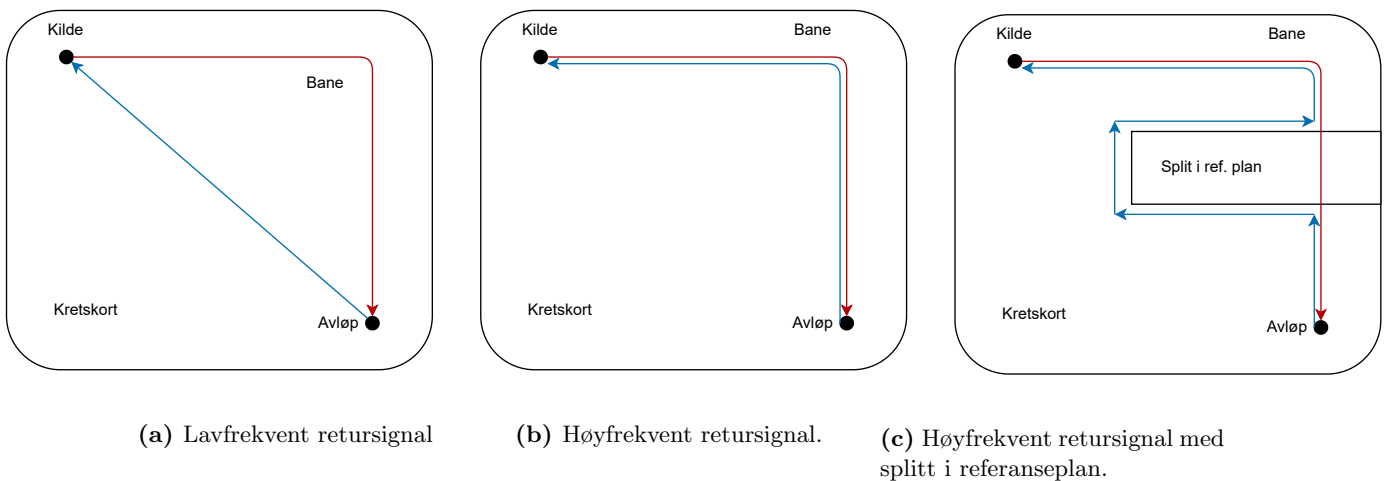
Refleksjoner er et fenomen som oppstår under endringer av impedans langs signalbaner som kalles ”*Transmission lines*” og kan påvirke signalet. Dette er beskrevet av Texas Instruments [30], [31] og forteller hvordan dette kan bli tatt hensyn til. Refleksjoner kan skape oversvingninger og oscillering i singaler som kan føre til feil avlesning av data og i værste tilfelle skade komponenter. Disse problemene oppstår ikke før et signal har en vis distanse. En tommelfingerregel er at dette må tas hensyn til om signaler har  $30$  cm eller lenger baner. I styrekortet brukes terminerende resistorer i serie for å unngå

refleksjoner. I grensesnittet mellom inverteren og styrekortet har inverteren terminert sine utganger, men ikke innganger. Derfor har styrekortet kun terminert utgangene.

#### 4.4.3 Referanseplan og returstrøm

Blant en av de enkelste og viktigste metodene for å hindre støy er å legge opp til et godt bruk av referanseplan. Et referanseplan er en form for et solid kobberplan som er plassert ved et signalplan, slik at det dannes en god vei for returstrømmer. Det er vanligst å bruke et jordplan eller kraftplan som referanseplan. I styrekortet brukes det 2 jordplan, siden kraftplan kan støye om det ikke er tatt ekstra hensyn til EMI, som ved bruk av *bypass* kondensatorer. Om det ikke er utført på en skikkelig måte så kan det føre til at returstrømmer kan begynne å støye og indukere EMI. Signaler med ulik frekvens oppfører seg noe annerledes, dette illustreres i figur 33.

Returstrømmen kan endre oppførsel av frekvensinnholdet i signalet. Det finnes ingen faktisk grense over hva som er høyfrekvent/*High Speed*, men Texas Instruments omtaler gjerne frekvenser over 10 MHz som høyfrekvent i et skriv om design av kretser med høye frekvenser [32]. I realiteten er slike system komplekse og signalets oppførsel vil gradvis endre seg sammen med frekvensinnholdet. I denne oppgaven blir digitale signaler behandlet som høyfrekvente.

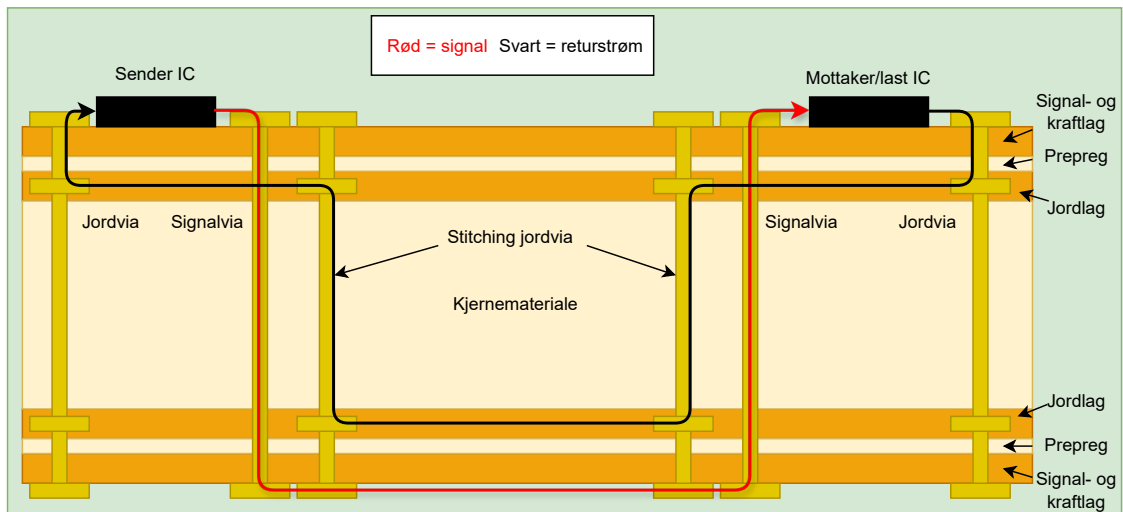


**Figur 33:** Eksempler på returstrøm oppførsel.

I figur 33 er det gitt tre eksempler på hvordan returstrømmer kan oppføre seg, og hvordan de kan skape problemer:

- Figur 33a viser hvordan lavfrekvente returstrømmer vil oppføre seg. Returstrømmen vil den ta den minst resistive veien som mulig, og kan gå for eksempel på tvers av



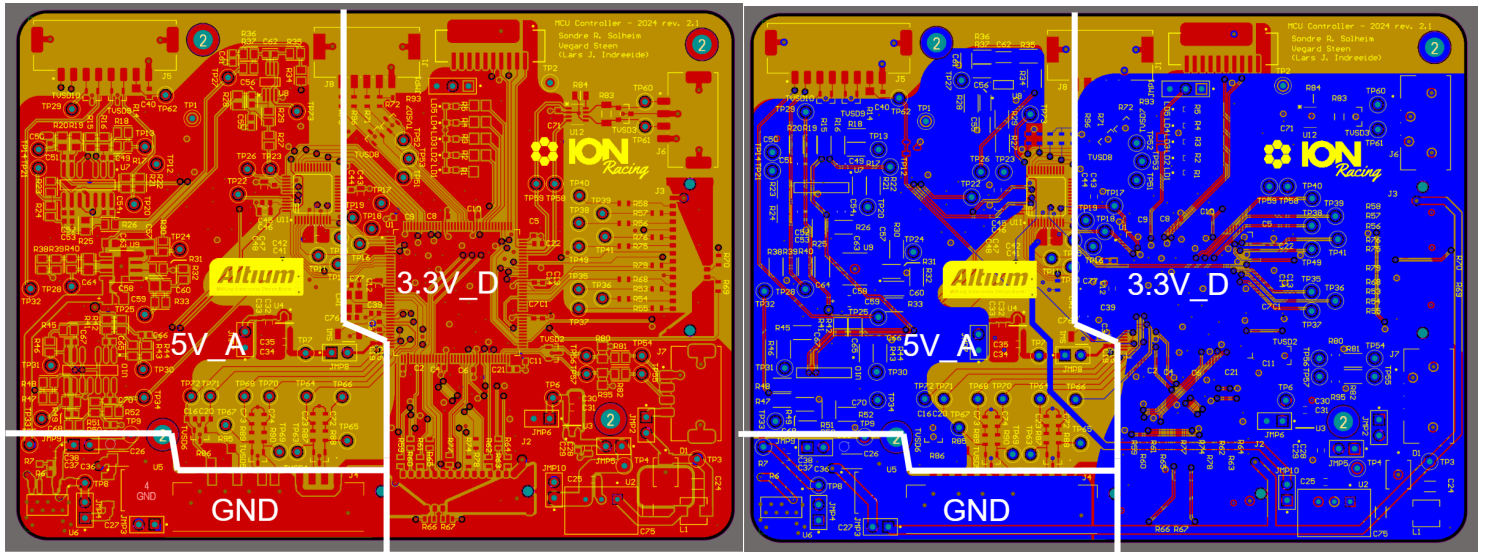


**Figur 35:** Illustrasjon av virkemåte for *stitching* via.

Slike *stitching* viaer er strategisk plassert rundt digitale signaler, hvor returstrømmen endrer referanseplan når signalet bytter er rutet fra topplaget til bunnlaget, og motsatt. I figur 35 vil *stitching* viaene føre til kortere returstrømveier og minimere sjanse for EMI støy.

#### 4.5 Fordeling av analog og digital

Et av de mest effektive metodene for å hindre problemer som støy og EMI, er ruting av baner, kraftforsyning, plassering av komponenter og å planlegge digitale og analoge områder. Dette innebærer at det legges en grov skisse for hvor forskjellige komponenter skal plasseres slik at det er mulig å skille støyende og sensitive komponenter fra hverandre. Figur 36 viser hvordan topplaget og bunnlaget har adskilte områder for analoge og digitale kretser. Områdene er like i topplaget og bunnlaget, men det er to separate jordlag mellom.



(a) Topplag

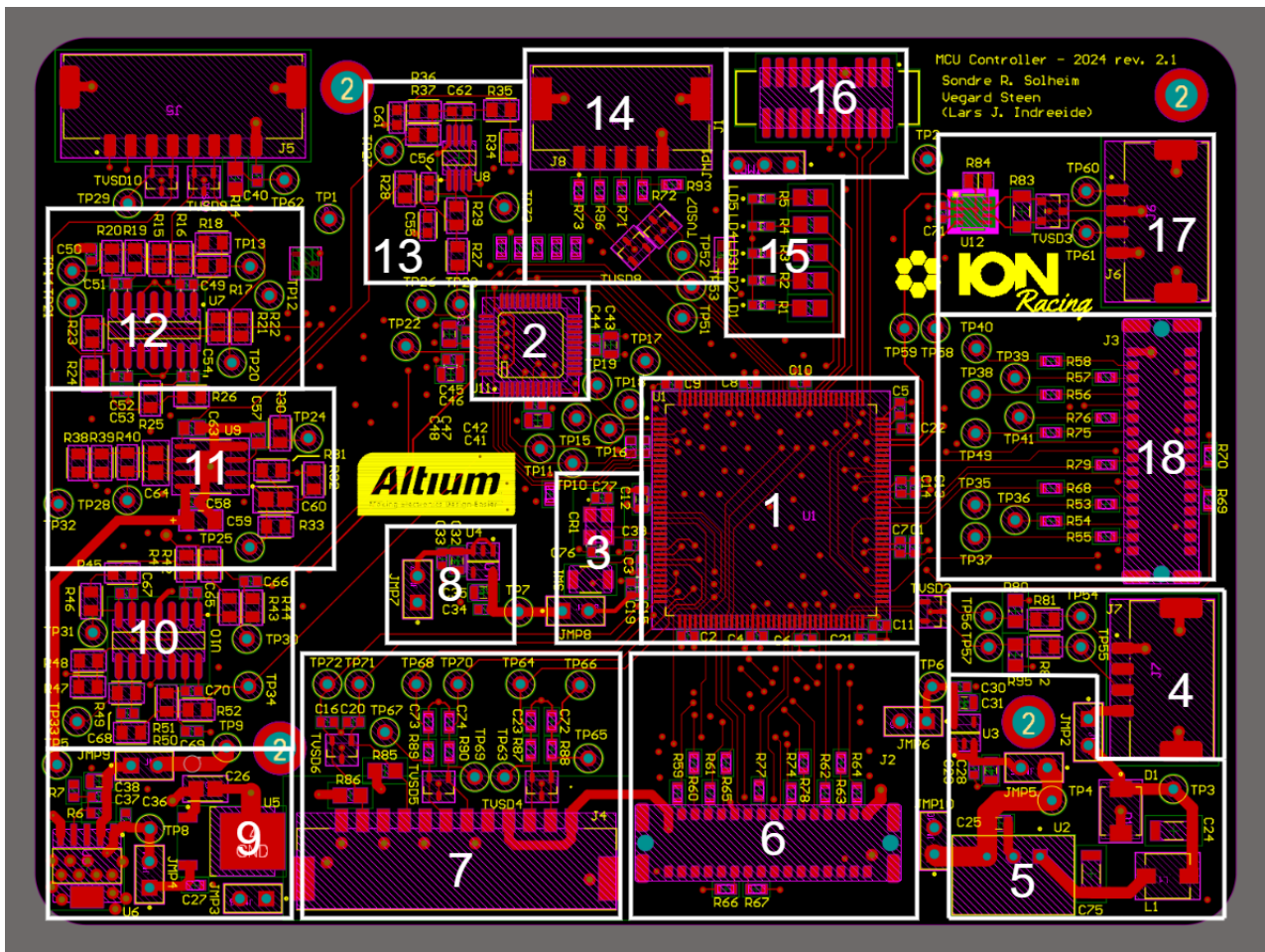
(b) Bunlag

**Figur 36:** Inndeling av analoge og digitale områder på styrekortet.

Det valgt å dele kortet inn i tre områder: 5 V<sub>A</sub> (analog), 3,3 V<sub>D</sub> (digital) og GND (jord). Her fungerer jordlaget på topp og bunn som en termisk leder for 5 V<sub>A</sub> regulatoren (U6) og 12 V regulator (U5). Siden det er valgt å prioritere gode koblinger til jordplan, er de ytterste lagene brukt til kraftforsyning av kortet. På både topp og bunn er det brukt store områder med kobber plan som fungerer som både kraftforsyning og termisk lettelse for alle komponentene i disse områdene. Det er også plassert et høyt antall viaer i noen områder som for eksempel under mikrokontrolleren, slik at områdene med kraftforsyning ikke blir brutt lengre signalbaner som blir rutet gjennom disse områdene. Slike viaer er også plassert på den analoge siden, men med hensikt om å begrense støy induisert fra komponenter på den digitale siden.

#### 4.6 Fordeling av komponenter

Styrekortet består av mange komponenter, både analoge og digitale. Digitale kretser svitsjer mellom høye og lave signaler, mellom henholdsvis 0 og 3,3 V. Svitsjingen mellom høyt og lavt kan fort indukere støy. Kortet er derfor delt i en analog del og en digital del, slik at støy fra digitale kretser ikke skal smitte over i analoge kretser. I figur 37 er de ulike delene av kortet markert med hvite bokser og nummerert. Etter figuren følger en forklaring av plasseringen av delene.



Figur 37: Inndeling av styrekortet.

1. Mikrokontrolleren er plassert omtrent midt i kortet men litt mot den digitale siden, slik at det er lettere å rute signaler mellom mikrokontrolleren og andre komponenter. Alle avkoblingskondensatorene er koblet til så nært som mulig for å minimere ESL og ESR for best effekt.
2. Like ved mikrokontrolleren er AD2S1210 IC-en plassert. Den er plassert nærme mikrokontrolleren slik at SPI-grensesnittet og klokkesignalet til IC-en (*CLKIN*) har kortest mulig baner. Klokkesignalet til IC-en kommer til å være 10,24 MHz, og SPI klokka vil være 25 MHz. Disse banene er gjort kortest mulig og plassert bort fra analoge kretser for å hindre støy.
3. Bryteren SW1 er plassert rett ved mikrokontrolleren, siden det ikke er noe grunn til å plassere den lenger unna. Det er lagt inn et fotavtrykk for bruk av en krystall-oscillator om det er nødvendig med en ekstern klokke. Oscillatoren også lagt så nærme mikrokontrolleren som mulig for å hindre at den støyer i analoge kretser.

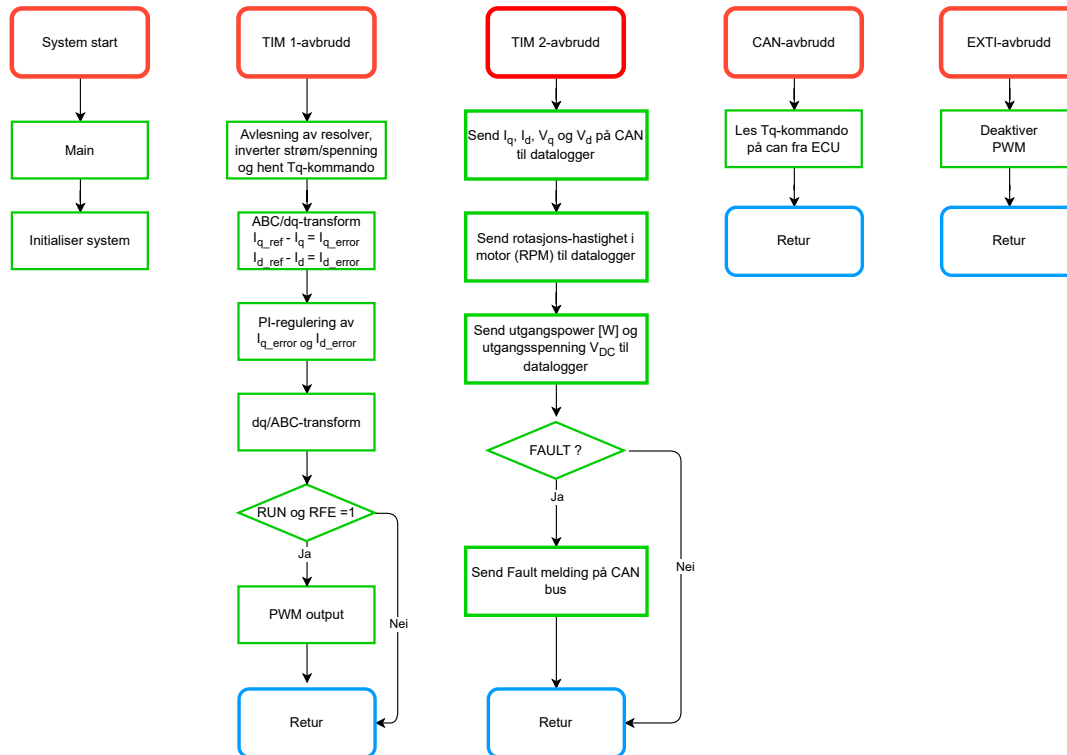
4. Signalene RUN og RFE har av sikkerhetsmessige årsaker en egen konektor. Disse signalene tillater aktivering av inverter og roterende magnetfelt i motor. Signalene er hverken sårbare for støy eller en kilde til støy, siden de ikke er svitsjende og har et spenningsnivå på 12 V (DC). Konnektoren er plassert på digital side av kortet for å ha kort og praktisk vei til mikrokontrolleren. Denne konnektoren brukes også til å forsyne kortet med 24 V (DC).
5. Nede i høyre hjørne av kortet er den svitsjede 5 V\_D buck-regulatoren (U2) plassert. Regulatoren forsyner 3,3 V\_D regulatoren (U3), mikrokontrolleren og AD2S1210 (U11). Siden regulatoren (U2) er svitsjet er den plassert lengst unna de analoge kretsene.
6. J2 er konnektoren som kobles til inverteren. Denne er plassert på digital side av kortet. Her er PWM-fasene og SPI-banene trukket rett fra mikrokontrolleren til konnektoren, for å gjøre de støyende banene så korte som mulig.
7. Dersom det skal kjøres to (Fischer) motorer samtidig, kobles resolver signalene til denne konnektoren (J4). Signalene gjennom kretsene her er analoge og blir koblet til ADC-er mikrokontrolleren. Grensen mellom det analoge 5 V planet og det digitale 3,3 V planet går mellom denne konnektoren (J4) og J2.
8. Siden topplaget på analog side er 5 V\_A, er 3,3 V\_A regulatoren (U4) plassert relativt sentralt i det analoge området, slik at den enkelt kan forsyne 3,3 V\_A til kretsene som trenger det. Mikrokontrolleren skal også ha 3,3 V\_A, så U4 er plassert noe nærmere den.
9. U5 og U6 som regulerer analog spenning til 12 V og 5 V\_A, er plassert nede i venstre hjørne, godt unna de digitale kretsene. Regulatorene forsyner de analoge filter- og forsterkerkretsene som er plassert langs venstre kant av kortet.
10. U10 og komponentene rundt er kretsen som filtrerer og bufferer sinus-signalet fra resolveren. Kretsen er analog og plassert unna de digitale kretsene for å redusere støy.
11. U9 er den siste IC-en av kretsen som forsterker excitation signalene før de kobles til konnektoren ut til Emrax resolveren. Dette er også en analog krets og derfor plassert godt unna digitale kretser.
12. U7 og støttestøttekomponentene rundt er plassert nærmest J2 som kobles til resolveren. Denne kretsen har samme oppgave som U10, bare at det er cosinus-signalet som bufferes og filtreres her.
13. U8 er de første delen av kretsen som forsterker excitation signalene. Excitation signalene er generert i AD2S1210 IC-en, og det er dermed hensiktsmessig å plassere U8 nærme denne AD2S1210.

14. J8 ligger på grensen mellom det digitale og analoge kraftplanet. Konnektoren er koblet til mikrokontrolleren og er et SPI-grensesnitt som kan brukes hvis det skulle være nødvendig å bruke. Siden SPI er digitalt er pinnene på konnektoren lagt på den digitale siden av kortet.
15. Like over mikrokontrolleren er det plassert fem LEDs. De er plassert i nærheten av pinnene til mikrokontrolleren slik at de ikke er i veien for andre baner som skal trekkes rundt. Diodene kommer kun til å lyse/blinke under testing og vil ikke være en kilde for støy.
16. J1 er konnektoren som kobles til debuggeren. Den er plassert rett over pinnene den er koblet til på mikrokontrolleren, slik at enkle rette baner kan trekkes. JMP1 er også plassert her av samme grunn.
17. CAN-konnektoren (J6) er plassert oppe i høyre hjørne på digital side av kortet. CAN-signalene kan støye og er derfor plassert godt unna analog side.
18. Dersom to motorer skal brukes vil J3 bli brukt for å koble på en inverter nummer to. Konnektoren har på lik linje som J2, signaler som kan støye og plasseres dermed i kanten av digital side.



## 5 Programvare

Utviklingen av programvaren for styrekortet er gjort i samarbeid med Per G. Lund på ION Racing. Programvaren er utviklet i programmeringsverktøyet STM32CubeIDE. CAN-grensesnittet er satt opp etter en mal som brukes på ION Racing bruker, slik at det er enklere å sette opp CAN-kommunikasjon mellom enhetene. SPI-grensesnittene er satt opp individuelt etter behov. I figur 38 er et overordnet flytskjema av programvarestrukturen vist.



Figur 38: Overordnet programstruktur

Programmet kjører hovedsaklig på avbrudd, slik at FOC-løkken og meldinger på CAN-nettverket sendes og leses med faste intervaller. Helt til høyre vises et EXTI-avbrudd, som står for *External Interrupt*. Denne skal gi avbrudd dersom eksempelvis ECU, AMS, eller andre enheter oppdager feil som er alvorlige nok til at motoren skal stoppe. CAN-modulen skal gi avbrudd hver gang en ny Tq-kommando sendes på nettverket. Denne meldingen har høyest prioritet på CAN-nettverket, etterfulgt av EXTI-avbrudd som er nest høyest. Når en ny Tq-kommando leses, oppdateres settpunktet  $I_q$  i FOC-løkken.

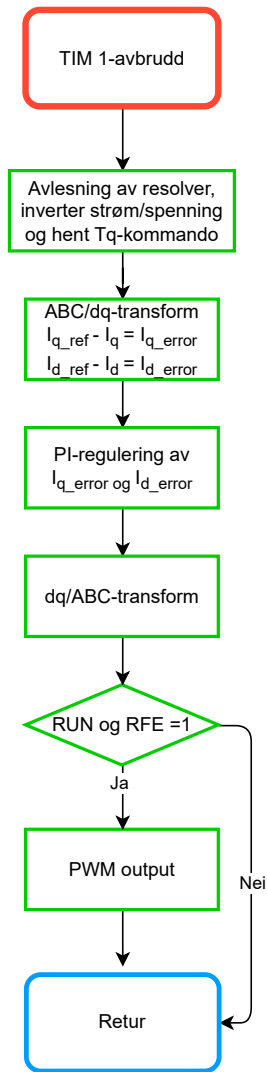
## 5.1 Programvare for motorstyring

Motorstyringen gjøres ved avbrudd fra Timer 1 (TIM1). Transistorene har en maksimal svitsjefrekvens på 20 kHz, og vi ønsker å kjøre FOC-løkken to til fem ganger mellom flanke. Som beskrevet i kapittel 3.1 må denne loopen kjøres med en hastighet mellom 80 kHz og 200 kHz. Timer 1 er satt til å kjøre 125 000 ganger i sekundet, altså hvert 8.  $\mu\text{s}$ .

Timer 1 sin oppgave er hovedsaklig å kjøre FOC-løkken som beskrevet i kapittel 2.8.3 og vist i figur 14. Oppsummert utføres følgende oppgaver når Timer 1 gir avbrudd:

- Les rotorvinkel fra resolver, vha. AD2S1210 SPI-melding.
- Les strøm, spenning og temperatur fra inverter over SPI
- Hent  $T_q$ -kommando og oppdater settpunktet  $I_q$ .
- Kjør FOC-løkke
- Sjekk at RUN og RFE = 1
- Oppdater PWM til inverter (dersom RUN og RFE = 1)

RUN og RFE er signaler koblet til GPIO-pinner på mikrokontrolleren. I figur 39 er flytskjemaet over avbrudd fra Timer 1 vist.



**Figur 39:** Flytskjema av Timer 1 avbrudd.

## 5.2 Klokkekonfigurasjon

Mikrokontrolleren i dette prosjektet kommer til å ha mange arbeidsoppgaver og beregninger som skal gjøres raskt og ofte. Systemklokka vil derfor bli konfigurert til å ha så høy hastighet det lar seg gjøre. Hvor fort hovedklokka kan kjøres er avhengig av hvordan vi konfigurer klokkene til SPI-grensesnittene og klokka til AD2S1210 (MCO2)<sup>5</sup>. Følgende hastigheter på klokkesignal er konfigurert:

- Så høy hastighet som mulig på systemklokka, 512MHz i dette tilfelle.
- 10,24 MHz på MCO2: Dette signalet fungerer som en ekstern klokke kilde for AD2S1210.
- 20 MHz på SPI1, SPI2, og SPI3: Hastigheten på SPI-grensesnittet mellom styrekortet og inverteren (SPI2 og SPI3), samt på SPI1 som fungerer som reserve.
- 25 MHz på SPI4 og SPI5: Hastigheten på SPI-Grensesnittet mellom mikrokontrolleren og AD2S1210. Dersom to motorer skal kjøres blir SPI5 aktivert og SPI4 deaktivert, frekvensen blir også skalert til 20MHz i det tilfellet.
- 32,5 MHz på FDCAN1: Klokkesignalet til CAN-grensesnittet er satt til 32,5 MHz i klokkekonfigurasjonen og blir skalert ned til en bitrate på 500kbit/s.

## 5.3 Bruk av AD2S1210

I programvaren til mikrokontrolleren konfigureres AD2S1210 IC-en under initialiseringen, slik at den er riktig konfigurert når styrekortet startes. Konfigureringen gjøres gjennom SPI-grensesnittet mellom IC-en og mikrokontrolleren. Dette SPI-grensesnittet konfigureres i henhold til databladet til IC-en [4]. Når IC-en skal konfigureres må pinne A0 og A1 settes høy, slik at den er i konfigureringsmodus. Deretter må  $\overline{WR}$  settes lav, før adressen til registeret som skal skrives til sendes på SDI linja. MSb (Most Significant bit) settes høy for å indikere at det er en adresse som sendes. Deretter låses adressen ved stigende flanke på  $\overline{WR}$  linjen. I neste melding kan  $\overline{WR}$  settes lav igjen, og dataen som skal skrives til registeret sendes på SDI linja, med lav MSb som indikerer at det er en datamelding. Deretter låses dataen i registeret ved ny stigende flanke på  $\overline{WR}$ .

Når bilen skal kjøres er det rotorposisjonen vi er interessert i for å gjøre beregninger. Da må A0 og A1 settes lav, se tabell 7. Oppløsningen til resolveren kan være 10, 12, 14 eller 16 bit. Oppløsningen er satt til 14 bit, som vil gi en oppløsning på  $\frac{360^\circ}{2^{14}} = 0,022^\circ$ , som ser ut til å være tilstrekkelig. Dersom det viser seg at oppløsningen ikke er høy nok (eller for høy) når systemet testes, kan det endres i programvaren til mikrokontrolleren. Oppløsningen settes ved å sette RES0 lik 1 og bit RES1 lik 0, som vist i tabell 8. For LOT- og DOS-registrene<sup>6</sup> vil *default* verdiene bli brukt.

<sup>5</sup>Master Clock Output 2.

<sup>6</sup>LOT og DOS er beskrevet i kapittel 3.2.3.

A0	A1	Mode
0	0	Position Output
0	1	Velocity Output
1	0	Reserved
1	1	Configuration

**Tabell 7:** Konfigurering av linje A0 og A1. Tabellen er hentet fra databladet [4], tabell 8.

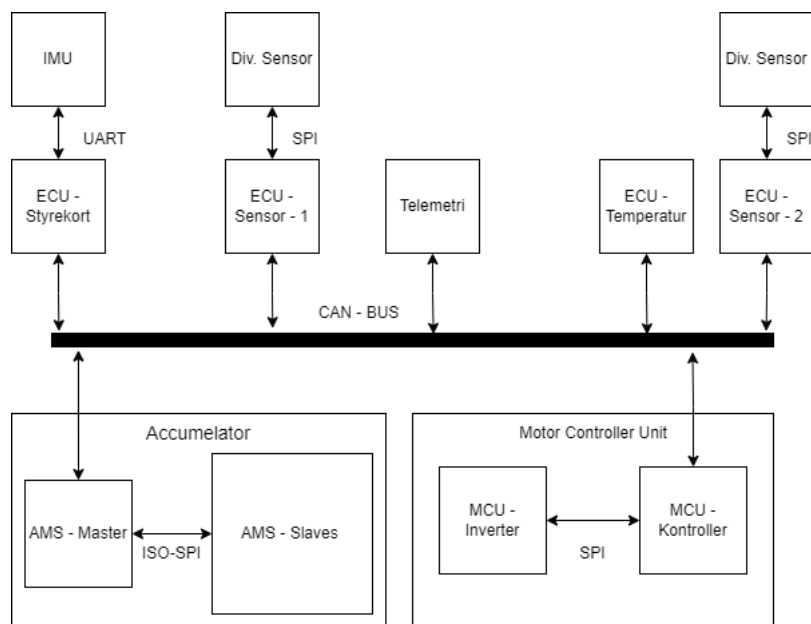
RES0	RES1	Mode
0	0	10 Bit
0	1	12 Bit
1	0	14 Bit
1	1	16 Bit

**Tabell 8:** Konfigurering av oppløsning til resolverdataen. Tabellen er hentet fra databladet [4], tabell 9.

Når data skal leses fra IC-en, kan enten rotorvinkel (*position*) eller rotasjonshastighet (*velocity*) skal leses. Før data skal leses til mikrokontrolleren må dataen i registerene til *Position*, *Velocity* og *Fault* oppdateres. Dette gjøres ved en synkende flanke på  $\overline{SAMPLE}$  linja. En melding som leses vil være 24 bit, med MSb som bit D23. Bit D23 til og med bit D8 vil være data bits (rotorvinkel). Siden det er valg 14 bits oppløsning vil bit D9 og D8 være lik 0, og informasjonen ligger i bit D23 til og med D10. Bit D7 til og med D0 vil være informasjon om feil. Når posisjonsdata leses, vil 0 $\circ$  tilsvare at alle databit er lave/0, mens 360 $\circ$  tilsvare at alle databit er høye/1.

## 5.4 Kommunikasjon

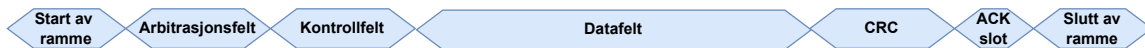
På bilen er det flere enheter med mikrokontrollere, som er avhengig av kommunikasjon med hverandre for at de skal få dataen som er nødvendig for å drive bilen. Enhetene benytter seg for det meste av CAN-bus kommunikasjon, men også noe UART-, I2C- og SPI-kommunikasjon. Styrekortet skal kun benytte seg av kommunikasjon over CAN-nettverket og SPI-kommunikasjon internt mellom MCU-enhetene. I figur 40 er en oversikt over kommunikasjonsnettverket i årets bil vist.



**Figur 40:** Overordnet oversikt over kommunikasjonsmetoder i årets bil.

### 5.4.1 CAN-bus

De ulike enhetene på bilen vil kommunisere over CAN-bus protokollen CAN 2.0B. CAN er en forkortelse for Controller Area Network, og er en elektronisk kommunikasjon-bus definert i ISO 11898 standarden. En typisk melding på CAN 2.0B -protokollen vil se ut som vist i figur 41. CAN 2.0B er også kalt *Extended* (utvidet) CAN hvor meldingene kan være opptil 64 bytes (512 bits). Arbitrasjonsfeltet er 29 bit<sup>7</sup>.



**Figur 41:** Innhold i CAN meldinger.

En melding på CAN-busen inneholder flere deler. På meldingen blir adressen på meldingen sendt først, deretter dataen som skal sendes, og et kontroll-felt til slutt. Meldingen inneholder i alt følgende deler eller bit:

- **Start av ramme:** Start av rammen, ett logisk lavt bit blir sendt først for å si ifra om at det kommer en melding.

<sup>7</sup>I CAN 2.0A ”Standard CAN kan oppmot 8 bytes (64 bits) data sendes

- **Arbitrasjonsfelt** Arbitrasjonsfelt på norsk, i denne delen av meldingen blir mottakeren av meldingen definert. Arbitrasjonsfeltet inneholder en identifikasjon som tilhører mottakeren av meldingen, og en prioritet. Dersom flere meldinger skulle bli sendt samtidig på nettverket vil meldingen med høyest prioritet bli sendt først. I CAN 2.0B blir identifikasjonen sendt to ganger, og hele arbitrasjonsfeltet er 29 bit. I CAN 2.0A blir identifikasjonen sendt kun en gang.
- **Kontrollfelt:** Kontrollfeltet spesifiserer lengden av data feltet, og forteller om det er en vanlig data-melding (*Data Frame*), eller en ekstern melding (*Remote Frame*). Dette feltet er 15 bit i CAN 2.0B. Både RTR-bittet og kontroll feltet forteller om det er en dataramme eller ekstern ramme.
- **Datafelt:** I datafeltet er den faktiske dataen lagret. I CAN 2.0B kan oppmott 512 bits data sendes i én melding.
- **CRC:** CRC står for *Cyclic Redundancy Check*, og inneholder en kontrollsum beregnet basert på innholdet i den foregående meldingen. Lengden av CRC-feltet varierer avhengig av lengden på datafeltet. Hensikten med CRC er å oppdage feil i meldingen under overføring.
- **ACK Slot:** *Acknowledgement Slot*. Enhver CAN-kontroller som mottar en melding vellykket, sender en bekreftelse på at de har mottar meldingen.
- **End of Frame:** Her markeres det at meldingen er slutt. Feltet består av 7 logisk høye bits. Hensikten er å sikre at nodene blir godt nok synkronisert.

#### 5.4.2 Oppsett av CAN

Mikrokontrolleren har to pinner satt opp til kommunikasjon over CAN-nettverket; FD-CAN1\_Tx (Transmitt) og FDCAN1\_Rx (Recieve). Siden det er mange enheter på CAN-nettverket blir meldingene på nettet satt opp med en ID, som forteller hvilken node/enhet som skal ha meldingen, og hvilken prioritet meldingen har. Meldinger fra ECU, som stort sett inneholder Tq-kommando, vil her ha prioritet 1, altså nest høyest prioritet. Meldinger på CAN-nettverket vil bli sendt med en hastighet på 500 kbit/s, og hver melding kan være opptil 512 bits (inkludert arbitrasjonsfelt, CRC, osv).

Meldinger som skal mottas:

- Tq-kommando, fra ECU.
- Eventuelle Varsler.

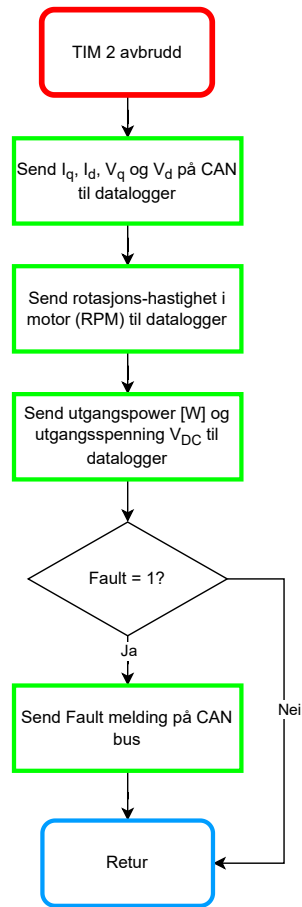
Meldinger som skal sendes:

- $I_d$  og  $I_q$  sendes til dataloggeren. Dette er strømvektorer som brukes i FOC-løkken i mikrokontrolleren på styrekortet.

- $V_d$  og  $V_q$  sendes til dataloggeren.
- Rotasjonshastigheten til motoren [RPM], sendes til dataloggeren og ECU-en.
- Pådrag til motor [W] sendes til dataloggeren.

Meldinger som sendes over CAN-nettverket blir sendt ved hjelp av avbrudd fra Timer 2. Denne skal gjøre avbrudd 100 ganger i sekundet for å sende data. Meldingene som skal sendes er ikke kritiske for å kjøre bilen, men blir sendt til dataloggeren slik at bilens ytelse kan analyseres og forbedres. Elektriske og andre ikke-mekaniske feil kan også lettere oppdages ved hjelp av dataloggeren. Et flytskjema over CAN-meldingene som sendes er vist i figur 42.





**Figur 42:** Flytskjema over meldinger som blir sendt over CAN fra MCU.

### 5.4.3 SPI-kommunikasjon

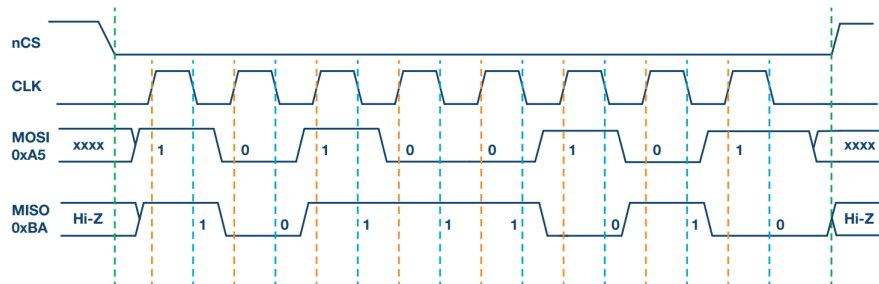
SPI er kort for *Serial Peripheral Interface*, og er en vanlig synkron seriell kommunikasjonsmetode. De aller fleste mikrokontrollere, og mange sensorer, minner og IC-er er laget med innebygd SPI-grensesnitt. I SPI-grensesnitt er det definert en *master* enhet, og en eller flere *slave*<sup>8</sup> enheter. Et SPI-grensesnitt består av følgende signaler:

- **SCLK:** *Serial clock*, et klokkesignal som datastrømmen er synkronisert med. Dette klokkesignalet er generert fra master-enheten.

<sup>8</sup>Begrepene *Master* og *Slave*, blir faset ut hos noen produsenter og blir eksempelvis kalt *SPI Main* (master) og *SPI Subnode* (slave).

- **MOSI/SDO**: *Master out, Slave in* eller *Serial Data Output*, på denne linja blir data sent ut fra master.
- **MISO/SDI**: *Master in, Slave out* eller *Serial Data Input*, denne linja blir brukt for å sende data inn til master.
- **$\overline{CS}/\overline{SS}$** : Siden flere slave-enheter kan kobles på samme SPI-bus, må det velges hvilken enhet som skal motta meldingen som skal overføres. På master-enheten er blir det vanligvis kalt *Slave Select* eller *Chip Select*, som er aktivt lave signaler. Disse signalene er som regel koblet på vanlige GPIO-pinner. Navnene  $\overline{CS}$  og  $\overline{SS}$  blir brukt om hverandre, men signalet har fortsatt samme oppgave.

SPI-kommunikasjon har ikke noen standardisert protokoll, slik som for eksempel CAN-kommunikasjon. SPI-grensesnitt kan altså være forskjellig av produsenten. SPI-kommunikasjon kan konfigureres til å være full duplex, slik at meldinger kan sendes og mottas samtidig uten problemer. I figur 43 er det illustrert hvordan en SPI-melding kan se ut.



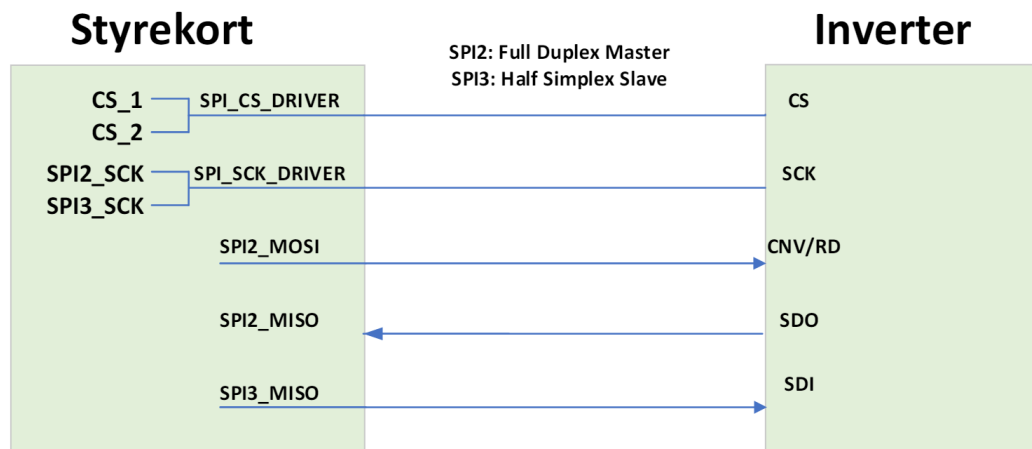
**Figur 43:** Eksempel på hvordan en melding ser ut på en SPI-bus. Figuren er hentet fra et skriv om SPI-kommunikasjon fra av Analog Devices [24], figur 2.

I eksempelet i figur 43 går  $\overline{CS}$ -signalet først lavt mellom sender og mottaker av meldingen. Deretter blir MSb typisk sendt først på linja, og klokkesignalet aktiveres like etter. I eksempelet er data-bittet samlet på stigende flanke (*rising edge*) av klokkesignalet. Ved synkende flanke (*falling edge*) på klokkesignalet, kan datalinjene gå over til neste bit (skiftes til neste bit) i meldingen, som igjen blir lest av på neste stigende flanke i klokkesignalet. Hvordan SPI-grensesnittet oppfører seg i figur 43 er ett spesifikt eksempel på hvordan dataoverførselen kan se ut. For eksempel kan klokkesignalet være høyt helt til en melding sendes, dataen kan leses av ved synkende flanke på klokkesignalet og skiftes ut på stigende flanke. Dette avhenger av hvordan grensesnittet blir konfigurert.

#### 5.4.4 Oppsett av SPI med inverter

Styrekortet og inverteren har et litt utradisjonelt SPI-grensesnitt. Styrekortet kommuniserer med en ADC på inverteren som er designet for motorstyring, ADS7223 [21].

ADC-en sender blandt annet to av fasestrømmene  $I_a$  og  $I_b$  til styrekortet, som blir brukt i beregningene i FOC-løkken.

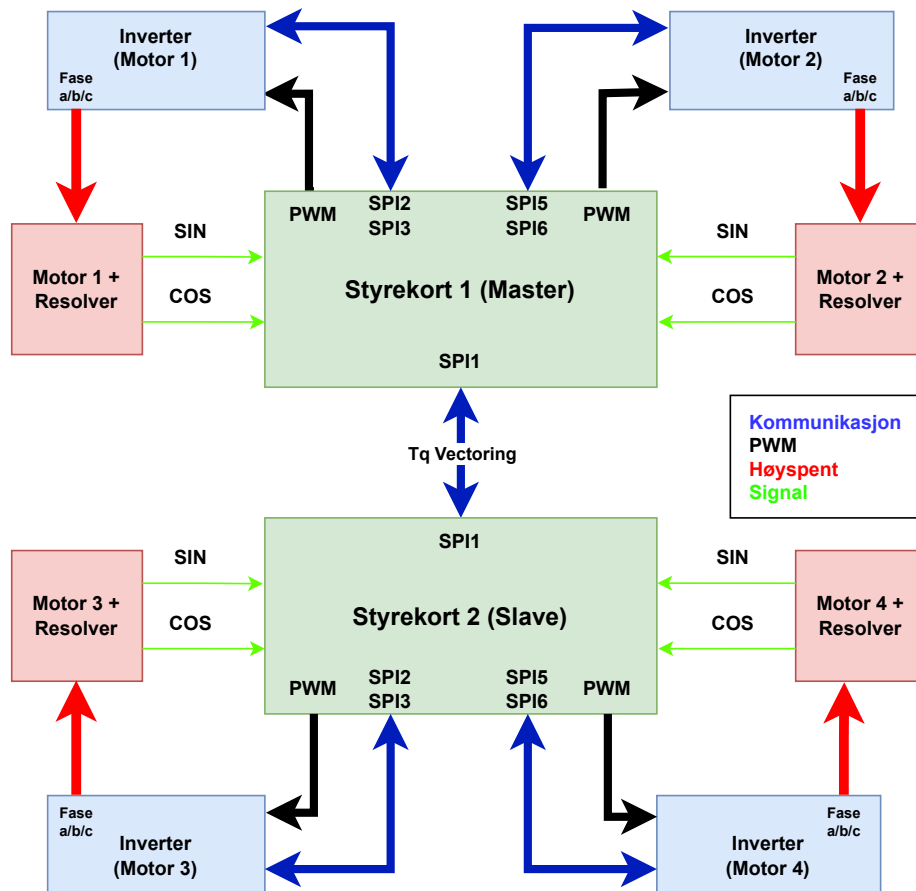


Figur 44: SPI oppkobling mellom styrekort og inverter

Når ADC-en skal leses blir dette gjort hovedsaklig med SPI2. SPI2\_MOSI sender en "1" til CNV/RD for å trigge en samtale, og må sendes hver 40. SPI-klokkeperiode. Deretter sendes en 20 bits-melding til SPI2\_MISO fra SDO: De to første bitene indikerer hvilken kanal på ADC-en som leses. Deretter sendes 16 bit data, etterfulgt av to lave bit. To slike 20 bits meldinger sendes etterhverandre. Når Inverteren skal konfigureres eller skrives til blir SPI3 brukt, SPI3 genererer også klokkesignal. I det tilfelle to motorer skal kjøres, blir SPI5 og SPI6 konfigurert på samme måte som SPI2 og SPI3, men til en annen inverter. Det er valgt å utføre oppsettet med SPI fremfor med GPIO, for å minimere risikoen for timing-problemer.

## 5.5 Nødvendige modifikasjoner til firehjulsdrift

En viktig del av denne bacheloroppgaven er å gjøre overgangen til firehjulsdrift så enkel som mulig. Ved firehjulsdrift vil det bli brukt fire Fischer motorer som har hver sin resolver, med tilhørende resolverkrets montert på, eller i umiddelbar nærhet, av motoren. Disse kretsene skal sende single-ended sinus og cosinus signaler fra hver motor, som skal kobles til ADC-er på mikrokontrolleren. Signalene fra begge motorene skal kobles på J4, som vist i kapittel 3.5. I figur 45 er et forenklet planlagt oppsett for firehjulsdrift vist.



Figur 45: Oppsett for firehjulsdrift.

Resolver IC-en AD2S1210, vil ikke bli brukt for firehjulsdrift, siden hver motor har en egen resolver. Dermed vil SPI4 klokkesignalet MCO2 bli deaktivert. Hvert styrekort kommuniserer nå med to invertere og kjører to separate FOC-løkker i mikrokontrolleren. Kommunikasjonen går over SPI2 og SPI3 til den ene inverteren, og SPI5 og SPI6 til den andre inverteren. Alle SPI-enhetene synkroniseres fortsatt med et 20 kHz klokkesignal. Signaler og kobling mellom styrekort og en enkelt inverter vil altså være likt som for kjøring av en motor.

Begge styrekortene kan koble seg på CAN-nettverket, men kun master-styrekortet trenger motta data fra nettverket, Tq-kommando fra ECU-en. For å avbelaste master-enheten kan slaven eksempelvis sende alle meldinger fra styrekortene på CAN-nettverket, mens

masteren kun mottar. I master-enheten vil det bli implementert *Torque vectoring*<sup>9</sup>. Siden pådraget til de individuelle motorene blir beregnet i master-styrekortet, vil pådraget til de to motorene koblet til slave-styrekortet bli sendt over SPI-grensesnittet (SPI1).

---

<sup>9</sup>Implementasjonen av torque vectoring kan bli en del av en masteroppgave for neste sesong.

## 6 Testing

Før styrekortet ble integrert i resten av MCU-systemet ble det testet grundig for å vite at signaler ble generert, behandlet og lest som de skulle.

### 6.1 Test av kraftforsyning

Etter produksjon er styrekortet først testet for kortslutninger, og det er testet at alle baner har god tilkoblinger gjennom testpunkt og inn-/utgangspinner. Ved å fjerne hetene på inngang og utgang av regulatorene kan de strømmettes og testes individuelt, noe som ga tilfredsstillende resultater. Forsyningen til hele kortet er så testet ved å sette spenning på 24 V banen. I tabell 9 vises målinger på utgangen av regulatorene, med ulik inngangsspenning til 24 V.

Inng.spenning [V]	12 V	5 V_D	5 V_A	3,3 V_D	3,3 V_A
14,00	11,89	5,00	5,08	3,30	3,30
16,00	11,89	5,01	5,08	3,30	3,30
18,00	11,90	5,02	5,08	3,30	3,30
20,00	11,89	5,02	5,08	3,30	3,30
22,00	11,89	5,02	5,08	3,30	3,30
24,00	11,89	5,02	5,08	3,30	3,30

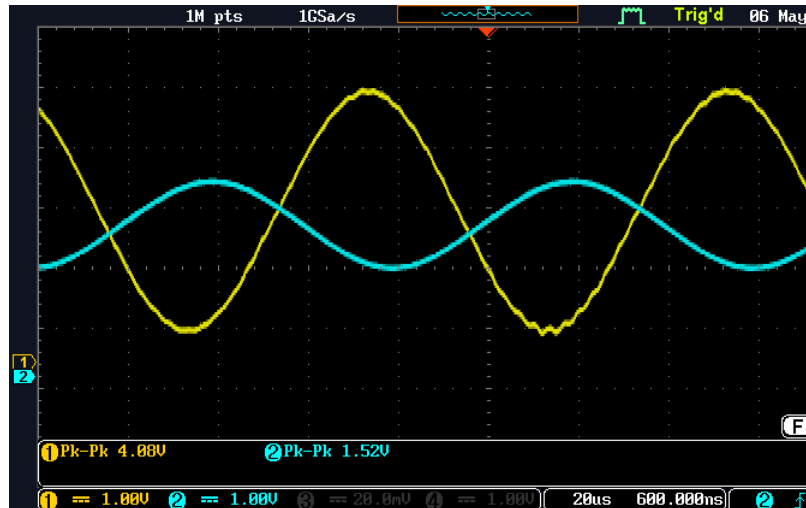
**Tabell 9:** Test av kraftforsyning med ulik inngangsspenning koblet til 24 V

Testen viser tilfredsstillende resultater. Regulatoren til 12 V (U2) leverer 10-11 mV lavere enn forventet, men er godt innenfor hva den trenger å levere i med i henhold til databladet til regulatoren U6 [9] og forsterkeren U9 [13]. Regulatoren til 5 V\_A (U4) leverer jevnt over 8 mV mer enn forventet, men fortsatt innenfor det regulatoren U4 [8], AD2S1210 [4] og forsterkerene U7 [14], U8 [14] og U10 [14] krever.

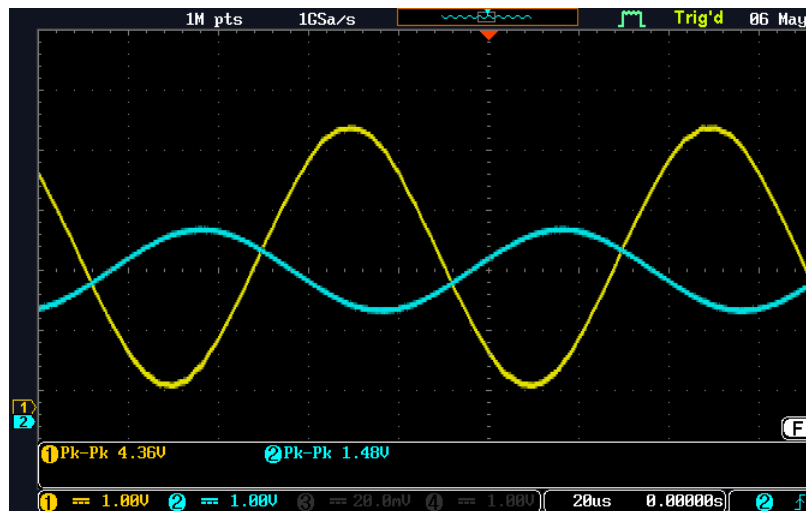
Under testing er styrekortet forsynt fra en ekstern kraftforsyning på 24 V. Det maksimale strømtrekket gjennom styrkortet når det var koblet til både motor og inverter var mellom 600 mA og 650 mA. Av dette går omtrent 500 mA til inverteren som får 24 V forsynt fra styrekortet gjennom konektor J2 og J3.

### 6.2 Test av buffer- og filterkrets

Signalene fra resolveren har en spenning mellom 0,1 V<sub>PP</sub> og 4,7 V<sub>PP</sub>. Filtrene skal redusere spenningen ned til et mer egnet nivå for AD2S1210 som er mellom 0,1 V<sub>PP</sub> og 1,6 V<sub>PP</sub>. I figur 46 er signalet SIN1 fra resolveren i gult og det filtrerte signalet som er koblet til AD2S1210 i blått. Figur 47 viser det samme bare koblet på signalet COS1 før filtreringen i gult og etter filtreringen i blått.



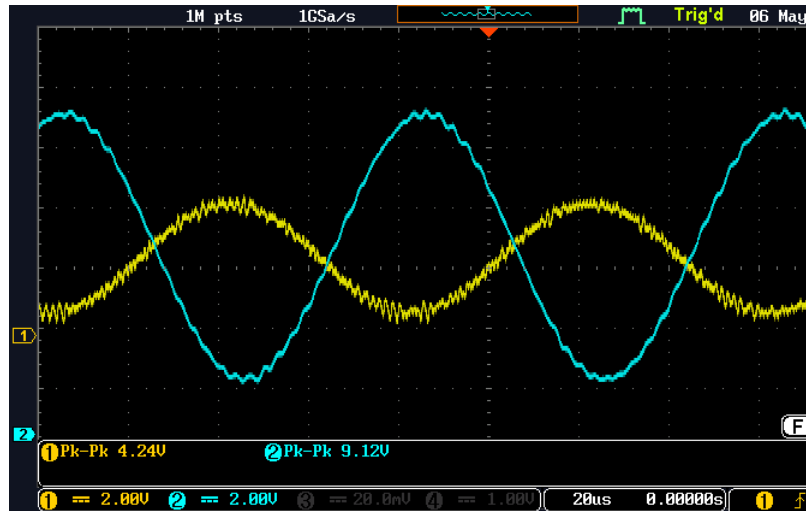
**Figur 46:** Signal/rotorvinkel:  $\text{SIN1}/180^\circ$ . Resolveren gir høyest amplitude på dette signalet når rotoren står  $180^\circ$  i forhold til statoren.



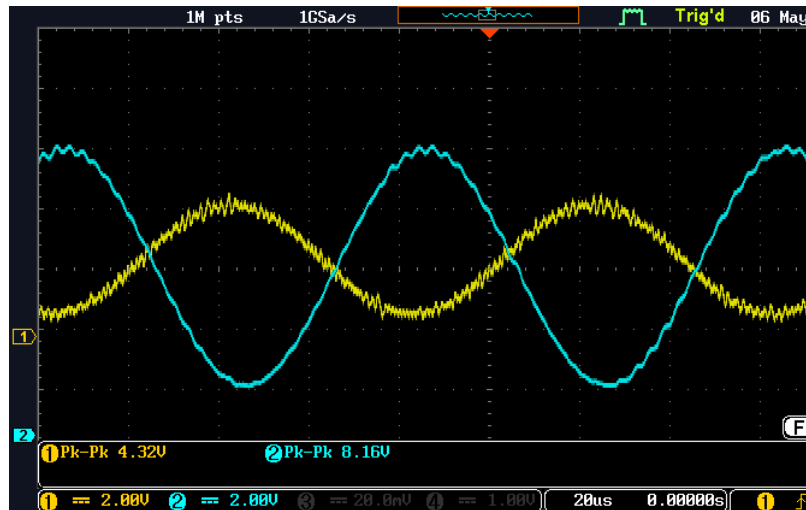
**Figur 47:** Signal/rotorvinkel:  $\text{COS1}/110^\circ$ . Resolveren gir høyest amplitude på dette signalet når rotoren står  $110^\circ$  i forhold til statoren.

Kretsene gir tilfredstillende resultater og har en gain på henholdsvis  $\frac{1,52}{4,08} = 0,37$  (SIN1) og  $\frac{1,48}{4,36} = 0,34$  (COS1) som stemmer godt med hva som er oppgitt i kretsnotatet CN-0276 [12].

Excitation signalet fra AD2S1210 skal forsterkes fra typisk  $4,0 \text{ V}_{\text{PP}}$  generert av AD2S1210 til typisk  $9,0 \text{ V}_{\text{PP}}$  koblet til resolveren. Figur 48 viser det genererte signalet fra AD2S1210 i gult og det forsterkede signalet i blått.



**Figur 48:** Signal: EXC1. I gult er signalet generert av IC-en, og i blått er det forsterkede signalet



**Figur 49:** Signal: EXC2. I gult er signalet generert av IC-en, og i blått er det forsterkede signalet.

Excitation-signalet fra AD2S1210 er litt høyere enn forventet, men kretsen leverer likevel tilfredsstillende spenningsnivå til resolveren. Kretsen forsterker EXC2 litt lavere, til 8,16 V<sub>PP</sub>, som er noe lavere enn forventet. Siden signalet er differensielt og har en sammenlagt spenning på 17,28 V<sub>PP</sub> istedfor 18,00 V<sub>PP</sub> induserer excitation-signalene god nok spenning til at sinus- og cosinussignalene er sterke nok.

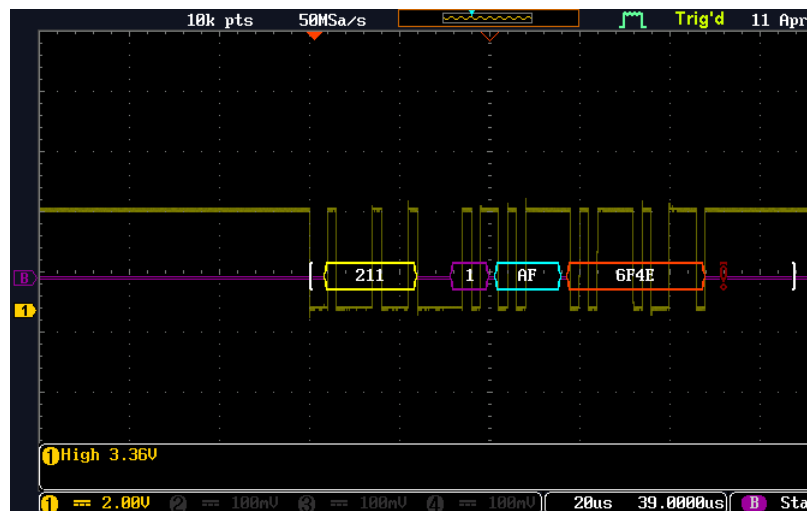


### 6.3 Test av AD2S1210

For å teste AD2S1210 har styrekortet blitt koblet til resolveren som er montert på motoren. Styrekortet er strømsatt fra en ekstern kraftforsyning, og koblet til en PC ved hjelp av debuggeren. For å se om AD2S1210 sender rotorposisjon ble mikrokontrolleren satt i debug-mode i STM32CubeIde, slik at variabelen i for rotorposisjon i koden kunne overvåkes i *Live Expressions*. AD2S1210 har også en referansespenning som er koblet til SIN/COS filterkretsene og EXC forsterkerkrets, og måler stabilt 2,47 V.

### 6.4 Test av CAN-modul

CAN transcieveren er testet ved å sende (transmit) en vilkårlig melding med med en vilkårlig ID. I figur 50 er en melding lest av ved hjelp av et oscilloskop. Dette er også verifisert ved å koble CAN-konnektoren til PC og lest av gjennom et program som kalles PCAN.



Figur 50: Skjerm bilde av CAN-melding på oscilloskop.

Meldingen er sendt med klassisk CAN 2.0A (standard CAN). På figuren kan en se at 211 blir sendt først, som er ID-en, etterfulgt av et kontrollfelt. Deretter er dataen sendt (0xAF), og til slutt CRC-feltet.

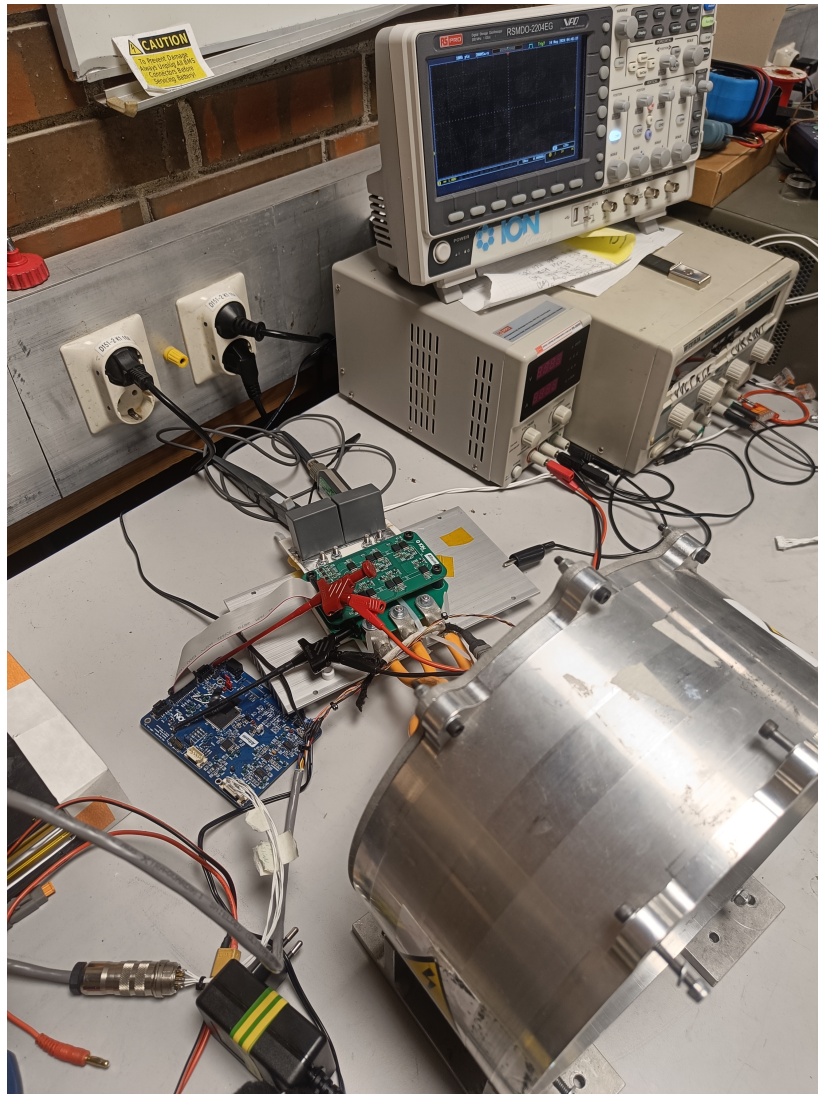
Den er også testet for mottak (recieve) ved at styrekortet og en annen enhet kobles sammen til et forenklet CAN-nettverk.

### 6.5 Test av MCU-systemet

Styrekortet ble til slutt testet sammen med resten av MCU-systemet. Siden akkumulatoren ikke er ferdig på skrivende tidspunkt, ble inverteren koblet til en kraftforsyning

som maksimalt kunne levere 30 V og 3 A. Styrekortet ble koblet til en annen kraftforsyning med 24 V. Styrekortet fikk opprettet SPI-kommunikasjon med inverteren, og motorstyringen fungerte som det skulle. For å styre rotasjonshastigheten i motoren ble Tq-kommandoen justert manuelt mens styrekortet var koblet til en PC og i *debug mode* i STM32CubeIDE. En video av testen er lagt ut på Youtube [35].

I figur 51 er testoppsettet av systemet vist. Her er styrekortet koblet til inverteren og resolveren på motoren. Transistorene på inverteren er koblet til motoren i oransje kabler.



**Figur 51:** Bilde av testoppsett fra video [35].

## 6.6 Forbedringer

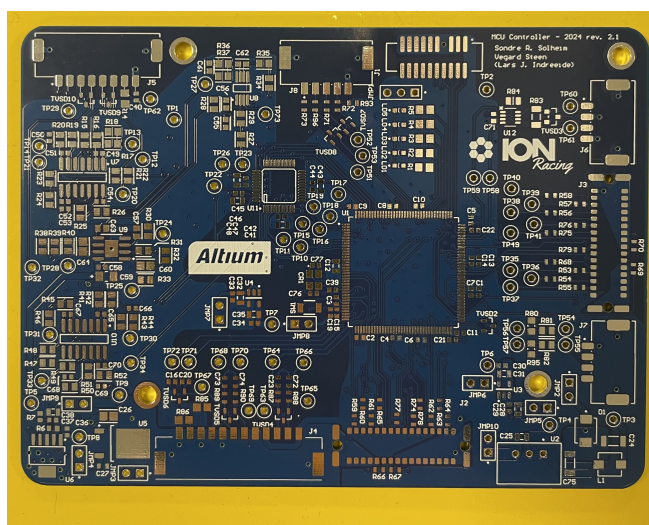
Under lengre tester hvor styrekortet har vært koblet til resolveren (på motoren) har det vist seg at 3,3 V regulatorene blir varme. Om disse regulatorene overopphetes kan de i verstefall slippe gjennom 5 V til mikrokontrolleren, noe som kan ta livet av den. Disse bør byttes før konkurransen slik at dette unngås, da det kan bli varmt i motorkontrollerboksen.

## 7 Resultat og konklusjon

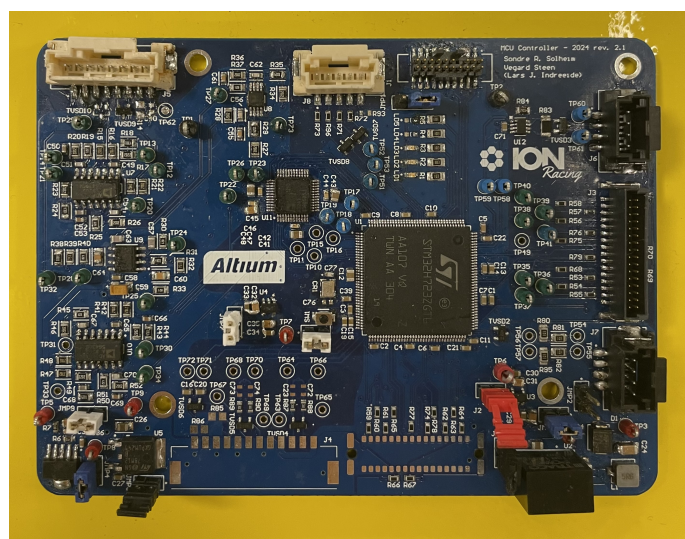
I løpet av prosjektet har det blitt produsert et styrekort til en motorkontroller som kan lese av rotorposisjon og kommunisere med en inverter gjennom et SPI-grensesnitt. Styrekortet kan styre en 3-faset motor med PWM-signaler, ved hjelp av å lese rotorposisjon, pådragskommando og to av fasestrømmene til motoren fra inverteren. Filter- og forsterker kretsene fungerer som de skal, og spenningsregulatorerne forsyner styrekortets komponenter med spenningsnivåene de trenger. Styrekortet har også opprettet CAN-kommunikasjon, og maskinvare for å styre to motorer samtidig.

Det er også blitt redegjort for hvordan styrekortet kan implementeres i et firehjulsdrevet system, og det er lagt en skisse for hvordan resolverkretsene i det firehjulsdrevne systemet kan se ut.

Bacheloroppgaven har resultert i et nytt styrekort motorkontrollsystemet i bilen ION Racing har utviklet våren 2024. Sammenlignet med fjorårets MCU-prosjekt [1] har motorkontrolleren i denne oppgaven fått en helt nytt system for avlesning av resolverignal. Forsterker- og filtreringskretsene leverer signal som tilfredsstillende kravene til AD2S1210. Det er også opprettet SPI-kommunikasjon mellom AD2S1210 og mikrokontrolleren, slik at rotorposisjon sendes digitalt til mikrokontrolleren. I figur 52 er styrekortet vist med og uten komponenter.



(a)  
PCB av styrekort uten komponenter



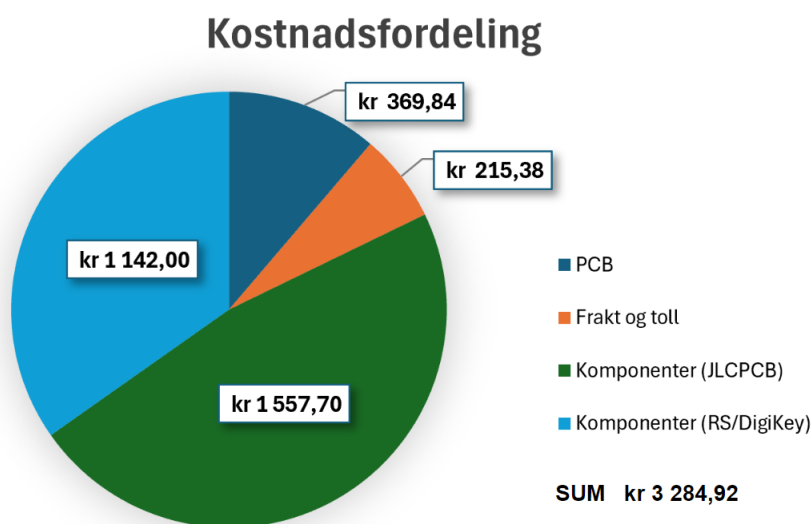
(b)  
Styrekortet med komponenter.

**Figur 52:** Styrekort med og uten komponenter. Konnektor J2 og J4 er ikke montert i figur (b), da de av uforutsette grunner trengtes til en annen enhet på bilen.

MCU-systemet har også i sin helhet vist seg å fungere, og motoren roterer selv om den blir drevet av en svakere kraftforsyning enn det akkumulatoren vil levere. ION Racing har nå for første gang et komplett og fungerende egendesignet MCU-system som kan brukes på bilen. Det er også blitt lagt ut en video på YouTube [35]. I denne videoen er hele systemet koblet opp og man kan se motoren rotere.

## 7.1 Kostnader

I dette kapittelet blir kostnadene knyttet til styrekortet gjennomgått. Siden denne bacheloroppgaven er gjort gjennom ION Racing, er alle kostnadene finansiert av studentorganisasjonen og deres sponsorer. Kostnadene kommer fra bestilling av komponenter, produksjon av PCB-er, montering av komponenter, programvare og frakt og toll. Dette prosjektet har hatt en total kostnad på kr 3 285. Kostnadsfordelingen er vist i figur 53.



**Figur 53:** Kostnader knyttet til styrekortet. Kostnadene inkluderer hele bestillingen fra JLCPCB, og komponenter for å montere to komplette styrekort.

I denne bestillingen kostet det ikke noe ekstra for å få komponenter montert på kortet. Siden JLCPCB hadde ikke alle komponentene som skulle på brukes, så derfor kom kortene delvis montert. Komponenter er bestilt fra DigiKey og RS. ION Racing er sponset av RS og har en avtale som gir studentorganisasjonen rabatterte priser. Ved bestilling av PCB-er fra JLCPCB, må minimum fem kort kjøpes, som er mer enn det antallet ION Racing egentlig trenger. Komponenter er den største kostnaden i bestillingen, så derfor ble kun tre av kortene bestilt med komponenter. Dersom alle komponentene var bestilt via RS kunne kostnaden ha vært noe lavere, men det ville fått flere arbeidstimer til montering.

I løpet av bachelor oppgaven har det blitt lagt ned totalt 1050 arbeidstimer. Ifølge utdanning.no [34] hadde elektronikk ingeniører en medianlønn på 396 kr per time før skatt i privat sektor. For en arbeidsgiver tilsvarer en lønnskostnad på 415 800 kr, eksklusivt arbeidsgiveravgift og feriepenger.

## 7.2 Videre arbeid

I løpet av dette prosjektet har ION Racing kommet nærmere et firehjulsdrevet system. For å implementere firehjulsdrift kan styrekortet i denne oppgaven finpusses. Ved bruk av firehjulsdrift er det ikke lenger nødvendig med en AD2S1210 og de tilhørende forsterker- og filterkretsene. Disse komponentene kan nå fjernes, noe som gir mer plass på styrekortet, og det vil være færre komponenter som trekker strøm. Motorene som skal brukes ved firehjulsdrift belager seg som nevnt på en resolverkrets, så denne må utvikles i henhold til skissen vist i kapittel 3.7. Siste steg for å realisere målet om firehjulsdrift blir å implementere *torque vectoring*.

## Referanser

- [1] Lars Johann Indreeide, Herman Sparøy, Philip Shahdadfar. Bacheloroppgave: *Design and production of a motor controller for use in an electric race car.*, 2023  
<https://uis.brage.unit.no/uis-xmlui/handle/11250/3079754>, lest 10.05.24
- [2] Aleksander Kristiansen Ferkingstad. Masteroppgave: Design and testing of a voltage source inverter and three-phase motor controller system for use in a race car. 2017. Lest 09.05.24
- [3] Formula Student *2024 rules, v1.1*, oppdatert 27.11.2023  
<https://www.imeche.org/docs/default-source/1-oscar/formula-student/2024/rules/fsuk-2024-rules---v1-1.pdf?sfvrsn=2>, lest 04.05.24
- [4] Analog Devices, *AD2S1210BSTZ, Variable Resolution, 10-Bit to 16-Bit R/D Converter with Reference Oscillator*  
<https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ad2s1210.pdf>, lest 03.05.24
- [5] STMicroelectronics, *STM32H723ZGT6 LQFP144 pinout*  
<https://www.st.com/resource/en/datasheet/stm32h723ve.pdf>, lest 16.04.24
- [6] Traco Power, *TSR1-2450, 1A switched step-down regulator*  
<https://datasheet.ciiva.com/6815/tsr1-6815641.pdf?src-supplier=Newark>, lest 05.05.24
- [7] STMicroelectronics, *L78M12ABDT-TR: precision 500mA LDO regulator*. <https://datasheet.ciiva.com/1512/1834365-1512350.pdf?src-supplier=Element14>, lest 05.05.24
- [8] Texas Instruments, *TLV75533PDBVR: 500mA, Low-IQ, Small-Size, Low-Dropout Regulator* [https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tlv755p.pdf?ts=1713346323317&ref\\_url=https%253A%252F%252Fwww.google.pl%252F](https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tlv755p.pdf?ts=1713346323317&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.pl%252F), lest 05.05.24
- [9] Texas Instruments, *REG103GA-A: 500mA LDO-Regulator Low Noise*  
<https://datasheet.ciiva.com/15111/getdatasheetpartid-69676-15111357.pdf?src-supplier=Verical>, lest 05.05.24
- [10] LTE Servotechnik, RE15, Resolver  
[https://www.ltn-servotechnik.com/fileadmin/imported/products/RE\\_15\\_EN\\_01.pdf](https://www.ltn-servotechnik.com/fileadmin/imported/products/RE_15_EN_01.pdf), lest 27.04.24
- [11] Analog Devices, MAX3051 CAN-Tranciever  
<https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/MAX3051.pdf>, lest 11.03.24

- [12] Analog devices, Circuit Note, CN-0276  
<https://www.analog.com/media/en/reference-design-documentation/reference-designs/CN0276.pdf>, lest 19.02.2024
- [13] Analog Devices, *AD8397 Rail-to-Rail, High Output Current Amplifier*  
<https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD8397.pdf>, lest 27.04.24
- [14] Analog Devices, *AD8691/AD8692/AD8694: Low Cost, Low Noise, CMOS, RRO Operational Amplifiers*  
[https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ad8691\\_8692\\_8694.pdf](https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ad8691_8692_8694.pdf), lest 27.04.24
- [15] Analog Devices, *High Performance, 10-Bit to 16-Bit Resolver-to-Digital Converter*  
<https://www.analog.com/media/en/reference-design-documentation/reference-designs/CN0276.pdf>, lest 03.05.24
- [16] Altium, *Two 4 Layer PCB Stackups With 50 Ohms Impedance*  
<https://resources.altium.com/p/two-alternative-4-layer-pcb-stackups-50-ohms-impedance>, lest 05.05.24
- [17] JLCPCB, *Multilayer high precision PCB's with impedance control*  
<https://jlcpcb.com/impedance>, lest 02.05.24
- [18] MathWorks, *Interior PMSM, Motor Construction*,  
<https://se.mathworks.com/help/mcb/ref/interiorpmsm.html>,  
 lest 08.05.2024
- [19] Microsemi, *Park, Inverse Park and Clarke, Inverse Clarke Transformations MSS Software Implementation User Guide*, lest 10.02.24.  
[https://www.microsemi.com/document-portal/doc\\_view/132799-park-inverse-park-and-clarke-inverse-clarke-transformations-mss-software-implementation-user-guide](https://www.microsemi.com/document-portal/doc_view/132799-park-inverse-park-and-clarke-inverse-clarke-transformations-mss-software-implementation-user-guide)
- [20] Texas instruments, *Field Orientated Control of 3-Phase AC-Motors*,  
 Literature Number: BPRA073, 1998.  
<https://www.ti.com/lit/an/bpra073/bpra073.pdf>
- [21] Texas Instruments, *Dual, 1MSPS, 16-/14-/12-Bit, 4x2 or 2x2 Channel, Simultaneous Sampling Analog-to-Digital Converter*  
<https://datasheet.ciiva.com/14258/sbas523b-14258712.pdf?src-supplier=Avnet>
- [22] Analog Devises, *Mini Turorial MT-220*  
<https://www.analog.com/media/en/training-seminars/tutorials/MT-220.pdf>, lest 04.03.24



- [23] Kvaser, *The CAN Bus Protocol Tutorial*  
<https://www.kvaser.com/can-protocol-tutorial/>, lest 23.02.24
- [24] Analog Devices, *Introduction to SPI Interface*, by Piyu Dhaker  
<https://www.analog.com/media/en/analog-dialogue/volume-52/number-3/introduction-to-spi-interface.pdf>, lest 27.02.24
- [25] MathWorks, *Clark Transform*  
<https://se.mathworks.com/help/mcb/ref/clarktransform.html>,  
 lest 27.02.24
- [26] MathWorks, *Inverse Clark Transform*  
<https://se.mathworks.com/help/mcb/ref/inverseclarktransform.html>,  
 lest 27.02.24
- [27] MathWorks, *Park transform, Implement abc to dq0 transform*  
<https://se.mathworks.com/help/sps/ref/parktransform.html>,  
 lest 28.02.24
- [28] MathWorks, *Inverse Park Transform, Implement dq0 to abc transform*  
<https://se.mathworks.com/help/sps/ref/inverseparktransform.html>,  
 lest 28.02.24
- [29] JLCBPC, *PCB Manufacturing & Assembly Capabilities*  
<https://jlcpcb.com/capabilities/pcb-capabilities>, lest 01.05.24
- [30] Texas Instruments, *PCB Design Guidelines For Reduced EMI*  
<https://www.ti.com/lit/an/szza009/szza009.pdf>, lest 05.05.24
- [31] Texas Instruments, *High-Speed Layout Guidelines*  
<https://www.ti.com/lit/an/scaa082a/scaa082a.pdf?ts=1714374636227>,  
 lest 05.05.24
- [32] Texas Instruments, *High-Speed DSP Systems Design Reference Guide*  
<https://www.ti.com/lit/ug/spru889/spru889.pdf?ts=1715071638107>,  
 lest 07.05.24
- [33] Traco Power, *TSR1 EMC Consideration*  
 (PDF: tsr1\_emc\_consideration.pdf. Hentet fra Application Notes)  
<https://www.tracopower.com/int/series/tsr-1>, lest 06.05.24
- [34] Utdanning.no, *Elektronikkingeniør*  
<https://utdanning.no/yrker/beskrivelse/elektroingenior>, lest 09.05.24
- [35] YouTube, Video av MCU test.  
<https://www.youtube.com/watch?v=JtkYWjRr8jg>, lest 09.05.24

- [36] Melexis, *Fast pre-programmed magnetic resolver IC*  
<https://www.melexis.com/en/product/mlx90380/preprogrammed-magnetic-resolver>, lest 12.05.24

## Figurliste

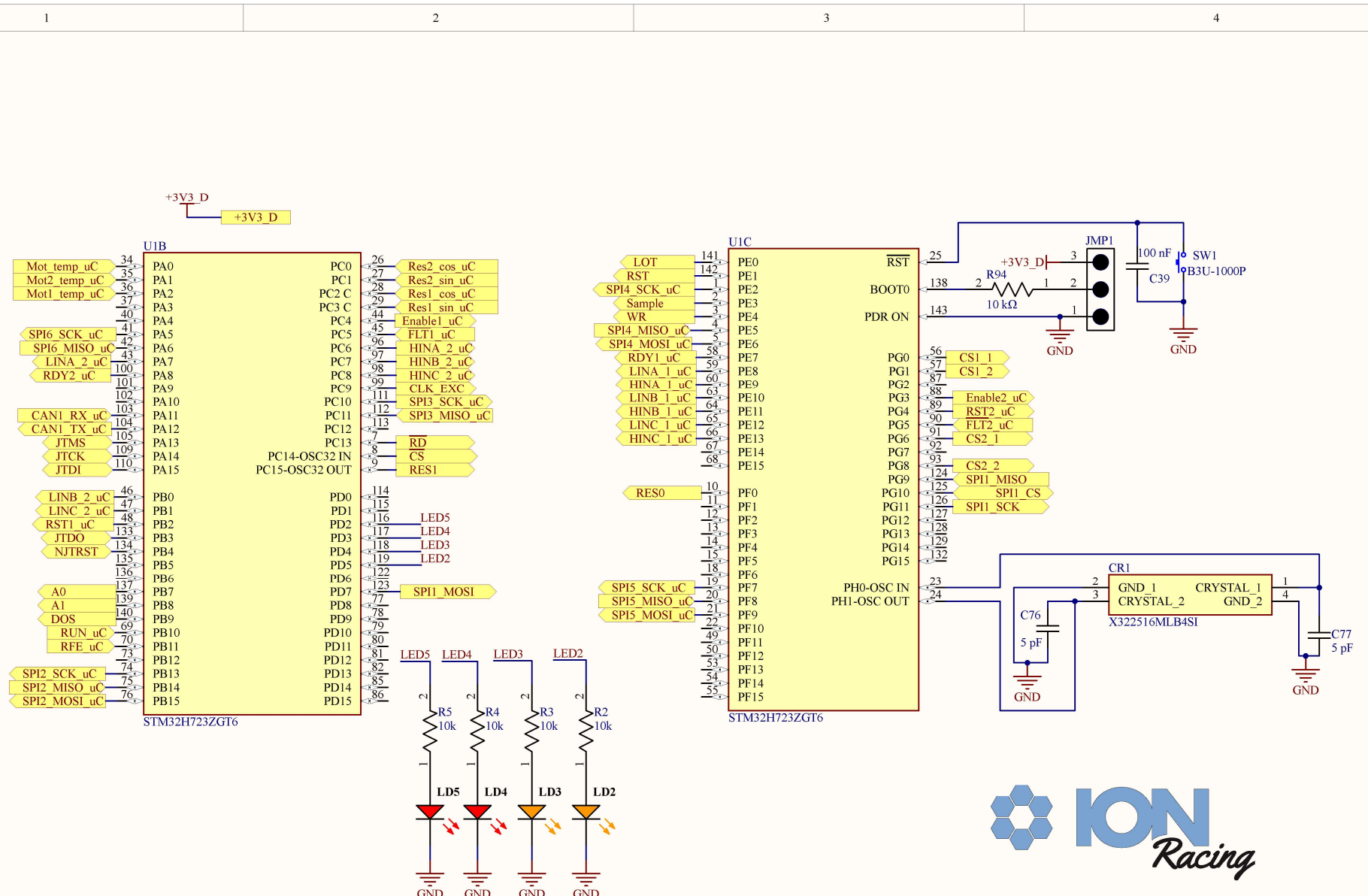
1	ION Racing sin bil for 2024, som har fått navnet Saga. Her avbildet under avdukingen 27.04.24 . . . . .	ii
2	Blokkskjema av motorkontroller og motor . . . . .	1
3	Poengfordeling FSUK 2024 . . . . .	3
4	Modellene er laget av maskinavdelingen på ION Racing . . . . .	5
5	Oversikt over planlagt firehjulsdrift for 2025. . . . .	6
6	Modeller av MCU-boks og interne enheter. . . . .	7
7	PMSM motor med tre fasepar i stator, og ett polpar i rotor. Figuren er hentet fra MathWorks [18]. . . . .	9
8	Resolver . . . . .	10
9	Puls bredde modulasjon, med 40 Hz bæresignal og referansesignal på 5 Hz. Figuren er laget i Matlab. . . . .	12
10	Clark-transformasjonen. . . . .	14
11	Clark-transformasjonen. . . . .	15
12	$dq$ -systemet sammen med $\alpha\beta$ -systemet. Her er $dq$ -aksene i heltrukken linje og $\alpha\beta$ -aksene i striplet. . . . .	16
13	Park-transformasjonen. . . . .	17
14	Forenklet blokkskjema av <i>Field-Operated Control</i> , med $abc/dq$ -transformasjon. Figuren er basert på figur 2.10 en tidligere masteroppgave [2]. . . . .	18
15	Oppkobling av kraftforsyning til mikrokontroller . . . . .	21
16	Oppkobling av signaler til mikrokontroller . . . . .	22
17	Skjematikk av resolver krets for Fisher motor. . . . .	23
18	Oppkobling av AD2S1210 . . . . .	24
19	Krets for forsterking av EXC-signalene . . . . .	25
20	Krets for buffering og filtrering av $\cos$ -signal fra resolver. Kretsen for SIN-signalet er identisk som for COS-singalet. . . . .	26
21	Inndeling av kraftforsyning på styrekortet . . . . .	27
22	Oppkobling av U2: 24 V til 5 V_D svitsjende regulator. . . . .	28
23	Oppkobling av U5: 24 V til 12 V, 500 mA LDO regulator. . . . .	29
24	Oppkobling av U3 og U4: 5 V til 3,3 V, 500 mA LDO regulatorer. . . . .	30
25	U6: 12 V til 5 V_A . . . . .	31
26	Oppkobling av CAN-transcieveren . . . . .	32
27	Konnektorer brukt på styrekortet . . . . .	33
28	Overordnet skisse av resolverkort og grensesnittet til styrekort. . . . .	36
29	3D modell av styrekort fra Altium. . . . .	37
30	Stackup rapport fra Altium designer for Styrekort . . . . .	39
31	Impedanskalkulator hentet fra Altium Designer. . . . .	40
32	Distanse eksempler hentet fra styrekortet. . . . .	42
33	Eksempler på returstrøm oppførsel. . . . .	43
34	Jordplan hentet fra styrekortet. . . . .	44
35	Illustrasjon av virkemåte for <i>stitching</i> via. . . . .	45
36	Inndeling av analoge og digitale områder på styrekortet. . . . .	46

37	Inndeling av styrekortet. . . . .	47
38	Overordnet programstruktur . . . . .	50
39	Flytskjema av Timer 1 avbrudd. . . . .	52
40	Overordnet oversikt over kommunikasjonsmetoder i årets bil. . . . .	55
41	Innhold i CAN meldinger. . . . .	55
42	Flytskjema over meldinger som blir sendt over CAN fra MCU. . . . .	58
43	Eksempel på hvordan en melding ser ut på en SPI-bus. Figuren er hentet fra et skriv om SPI-kommunikasjon fra av Analog Devices [24], figur 2. . .	59
44	SPI oppkobling mellom styrekort og inverter . . . . .	60
45	Oppsett for firehjulsdrift. . . . .	61
46	Signal/rotorvinkel: $\text{SIN}1/180^\circ$ . Resolveren gir høyest amplitude på dette signalet når rotoren står $180^\circ$ i forhold til statoren. . . . .	64
47	Signal/rotorvinkel: $\text{COS}1/110^\circ$ . Resolveren gir høyest amplitude på dette signalet når rotoren står $110^\circ$ i forhold til statoren. . . . .	64
48	Signal: EXC1. I gult er signalet generert av IC-en, og i blått er det forsterkede signalet . . . . .	65
49	Signal: EXC2. I gult er signalet generert av IC-en, og i blått er det forsterkede signalet. . . . .	65
50	Skjerm bilde av CAN-melding på oscilloskop. . . . .	66
51	Bilde av testoppsett fra video [35]. . . . .	67
52	Styrekort med og uten komponenter. Konnektor J2 og J4 er ikke montert i figur (b), da de av uforutsette grunner trengtes til en annen enhet på bilen.	69
53	Kostnader knyttet til styrekortet. Kostnadene inkluderer hele bestillingen fra JLCPCB, og komponenter for å montere to komplette styrekort. . . .	70

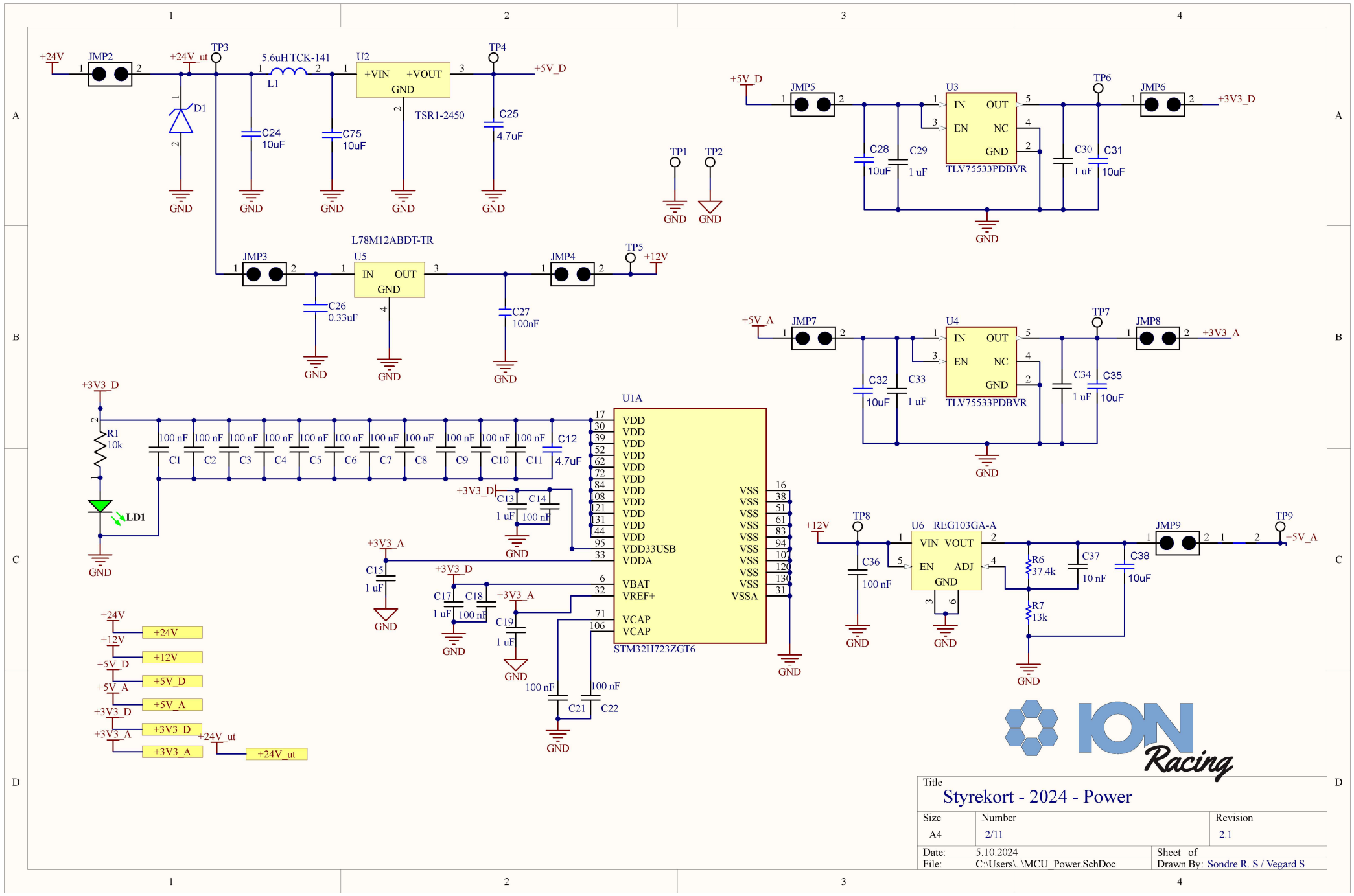
## Tabelliste

1	Poengfordeling FSUK 2024, totalt 1000 poeng. . . . .	2
2	Sammenligning av mikrokontrollere. (MC-Tim: Advanced motor control timers). . . . .	19
3	Strømbudsjett til styrekort. . . . .	35
4	Oversikt over relevante regler for design av styrekort. I venstre kolonne vises designreglene som er satt for styrekortet. Disse begrensningene kan settes i utviklingsverktøyet Altium Designer, slik at begrensningene ikke blir brutt. . . . .	38
5	Tabell over mulige <i>layer stacks</i> for 4-lags kort. SIG = Signal, POW = Power/Kraftforsyning, GND = Ground/jording. . . . .	38
6	Tabell over forskjellige fordeler og ulemper ved forskjellige <i>stackups</i> . . . .	39
7	Konfigurering av linje A0 og A1. Tabellen er hentet fra databladet [4], tabell 8. . . . .	54
8	Konfigurering av oppløsning til resolverdataen. Tabellen er hentet fra databladet [4], tabell 9. . . . .	54
9	Test av kraftforsyning med ulik inngangsspenning koblet til 24 V . . . . .	63

## Vedlegg A: Skjematikk



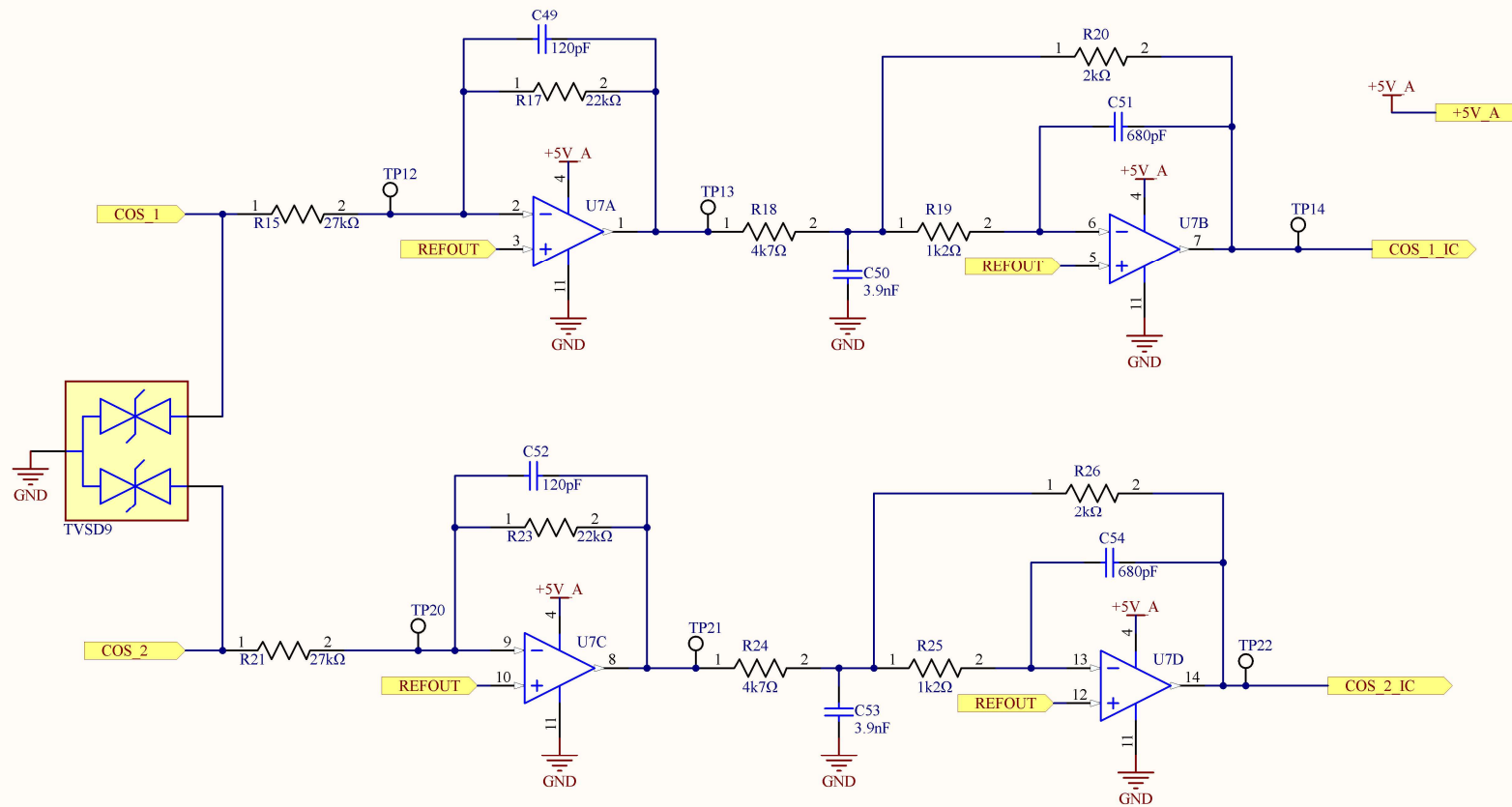
Title		
Styrekort - 2024 - Micro Controller		
Size	Number	Revision
A4	1/11	2.1
Date:	5.10.2024	Sheet of
File:	C:\Users\...u\C.SchDoc	Drawn By: Sondre R. S / Vegard S



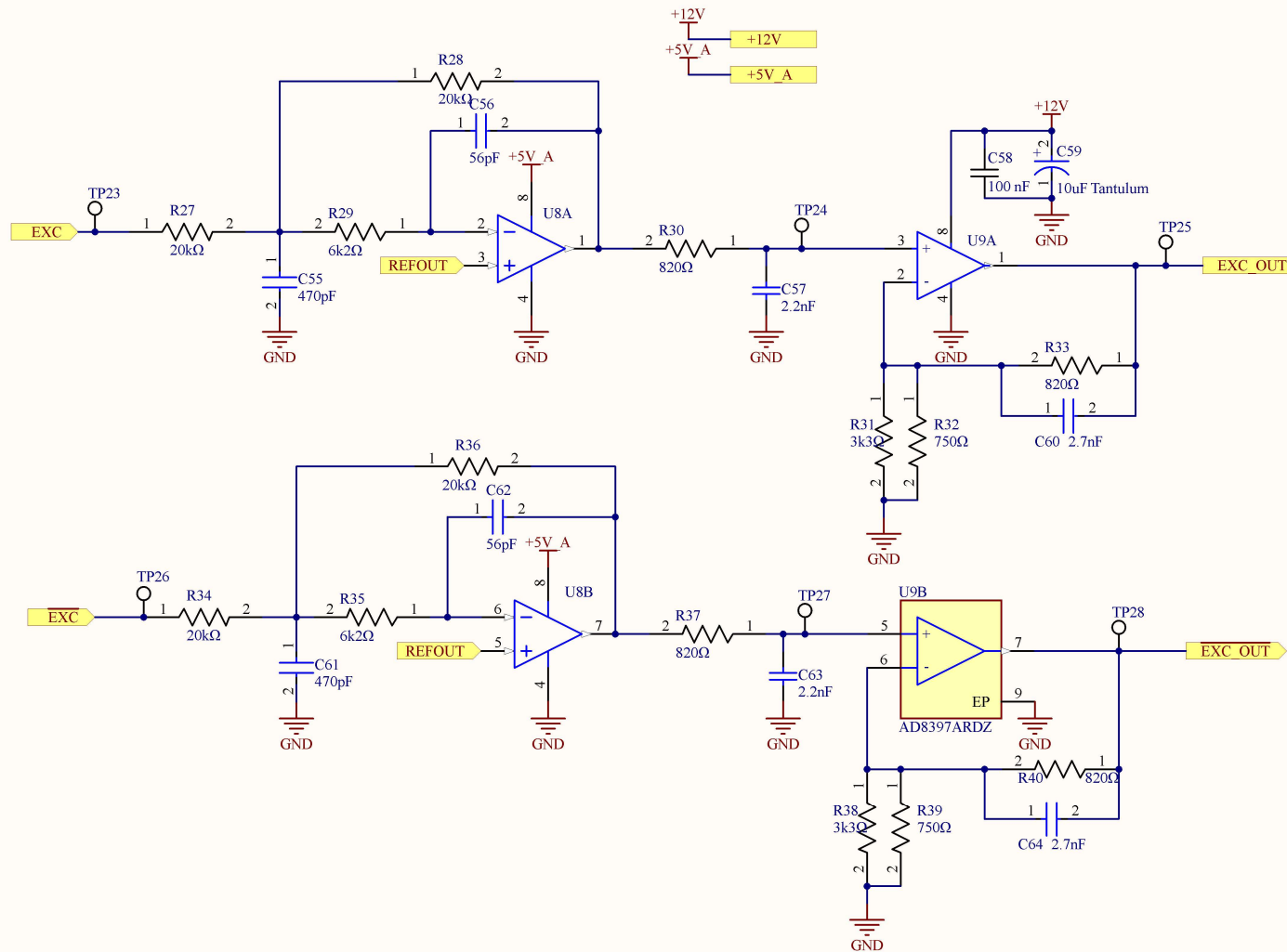
Title		
Styrekort - 2024 - Power		
Size	Number	Revision
A4	2/11	2.1
Date:	5.10.2024	Sheet of
File:	C:\Users\... \MCU_Power.SchDoc	Drawn By: Sondre R. S / Vegard S



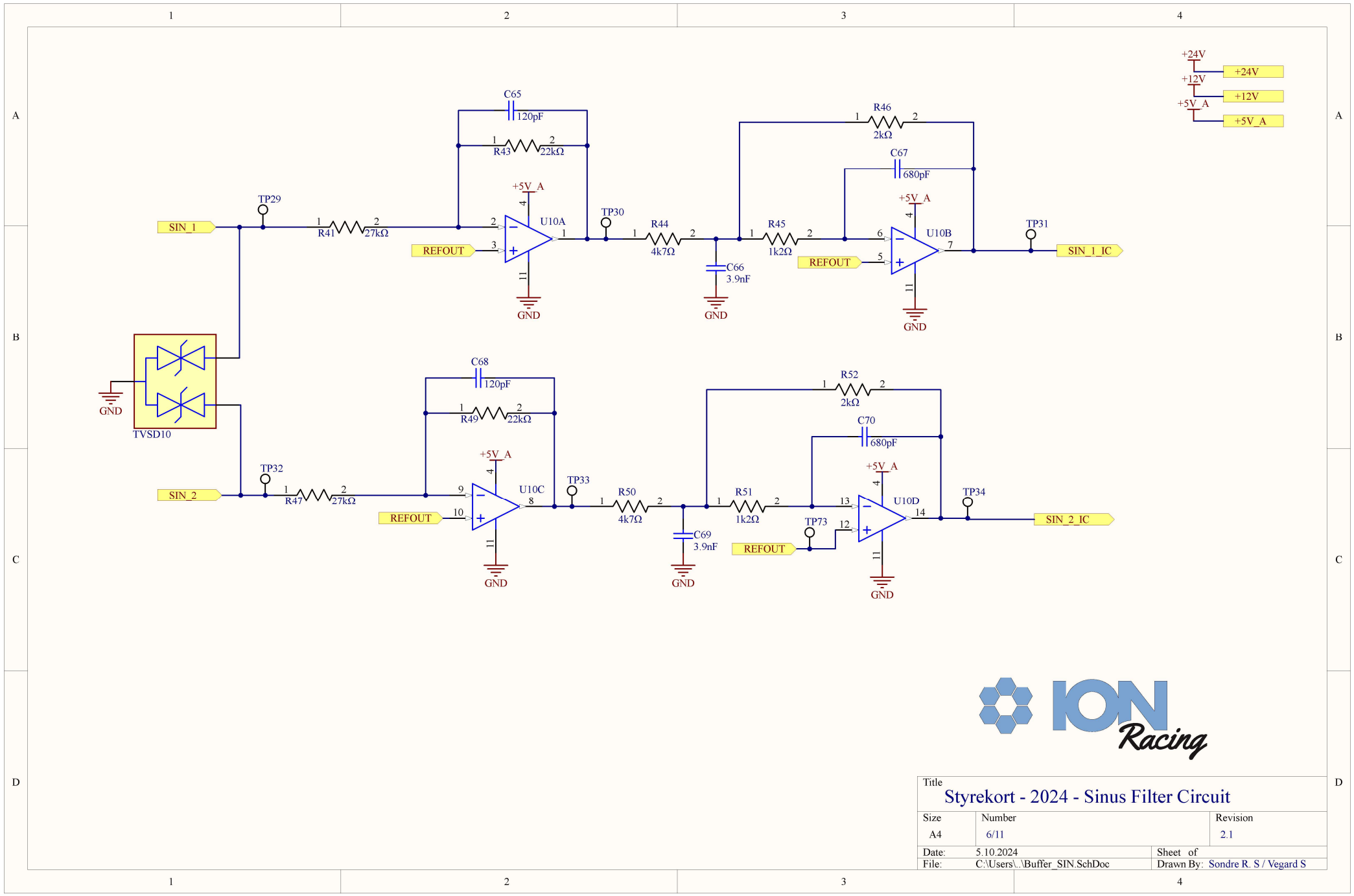




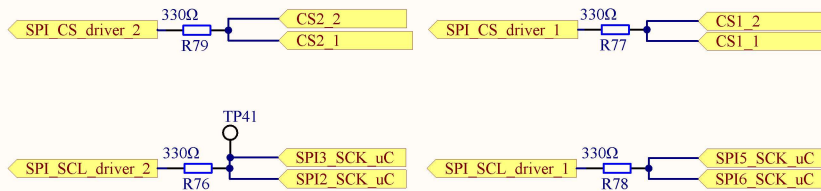
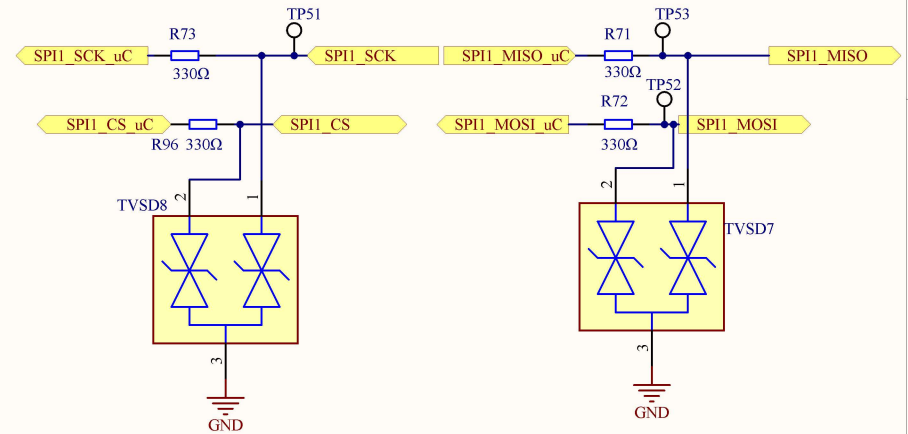
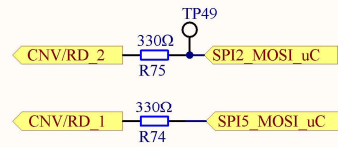
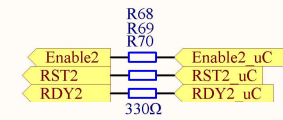
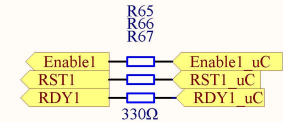
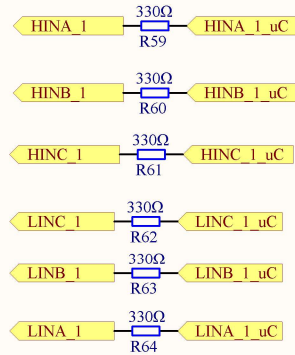
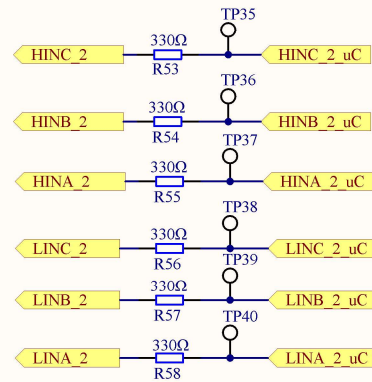
Title		
Styrekort - 2024 - Cosinus Filter Circuit		
Size	Number	Revision
A4	4/11	2.1
Date:	5.10.2024	Sheet of
File:	C:\Users\...Buffer_COS.SchDoc	Drawn By: Sondre R. S / Vegard S



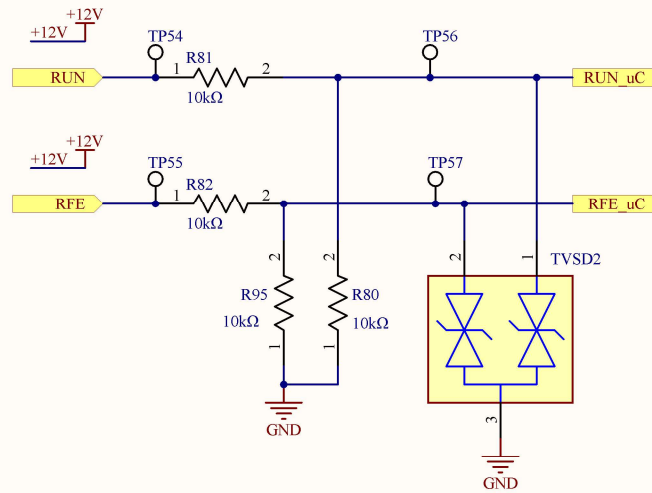
Title		
Styrekort - 2024 - Excitation Filter/Amplifier Circuit		
Size	Number	Revision
A4	5/11	2.1
Date:	5.10.2024	Sheet of
File:	C:\Users\... \Buffer_EXC.SchDoc	Drawn By: Sondre R. S / Vegard S



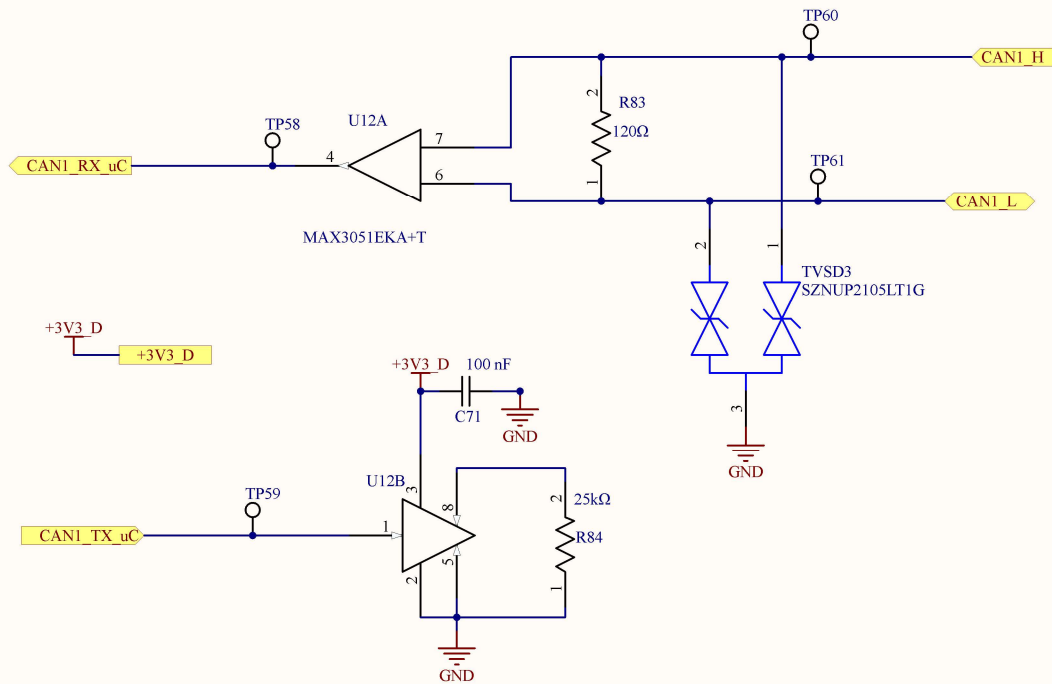
Title		
Styrekort - 2024 - Sinus Filter Circuit		
Size	Number	Revision
A4	6/11	2.1
Date:	5.10.2024	Sheet of
File:	C:\Users\... \Buffer_SIN_SchDoc	Drawn By: Sondre R. S / Vegard S



Title		
Styrekort - 2024 - Digital Output		
Size	Number	Revision
A4	7/11	2.1
Date:	5.10.2024	Sheet of
File:	C:\Users\... \Digi_output.SchDoc	Drawn By: Sondre R. S / Vegard S

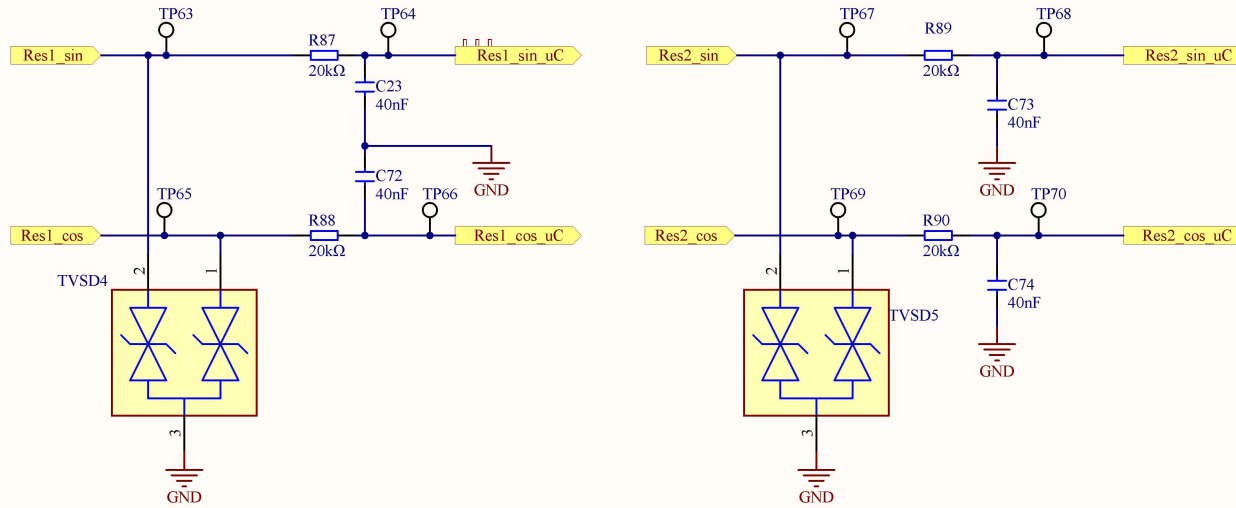


Title		
Styrekort - 2024 - Digital Input		
Size	Number	Revision
A4	8/11	2.1
Date:	5.10.2024	Sheet of
File:	C:\Users\...Digi Input.SchDoc	Drawn By: Sondre R. S / Vegard S

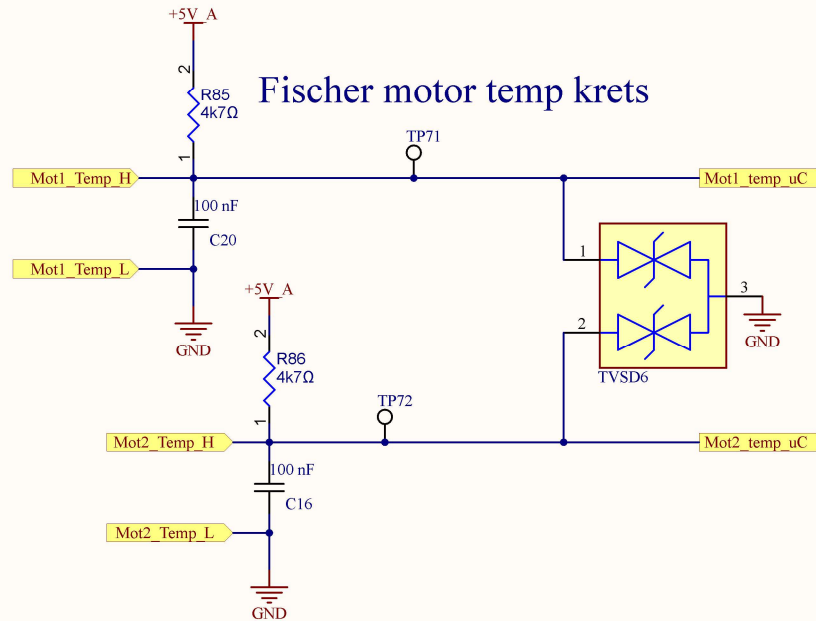


Title		
Styrekort - 2024 - Can transceiver		
Size	Number	Revision
A4		2.1
Date:	5.10.2024	Sheet of
File:	C:\Users\... \CAN_SchDoc	Drawn By: Sondre R. S / Vegard S

## Fischer resolver krets



## Fischer motor temp krets



Title		
Styrekort - 2024 - Fischer Resolver		
Size	Number	Revision
A4	10/11	2.1
Date:	5.10.2024	Sheet of
File:	C:\Users\...Res.SchDoc	Drawn By: Sondre R. S / Vegard S

1

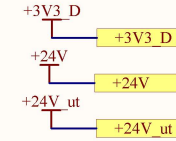
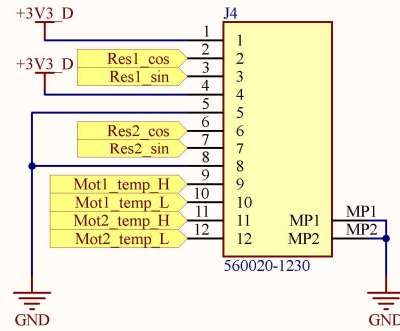
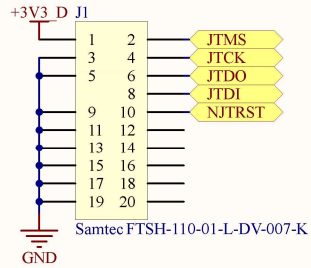
2

3

4

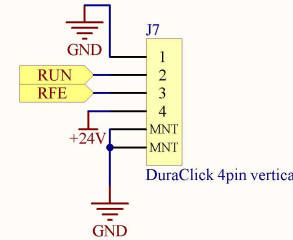
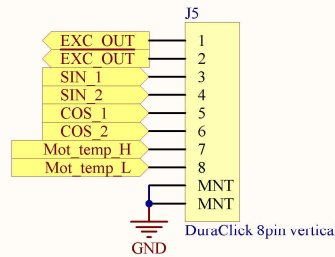
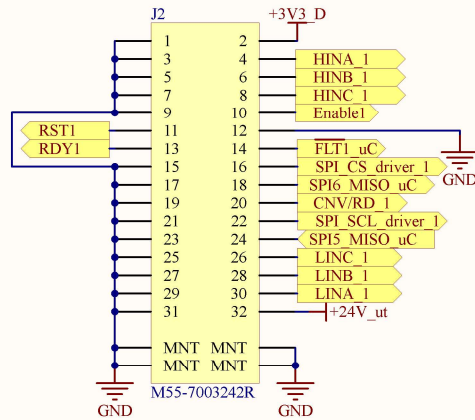
A

A



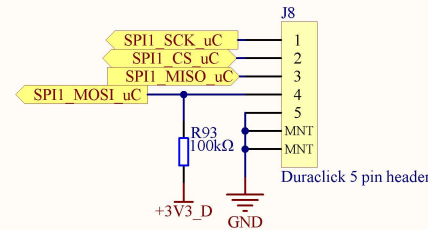
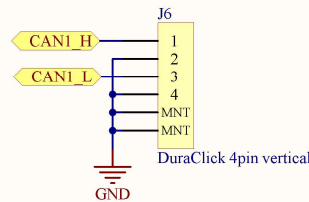
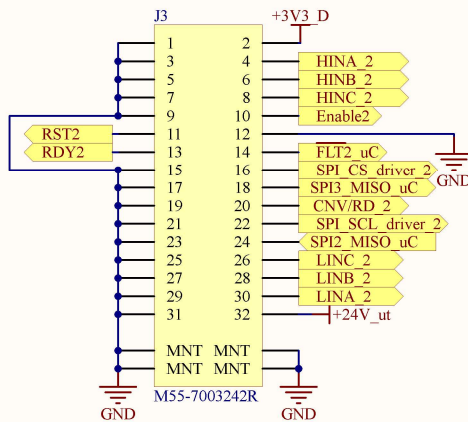
B

B



C

C



D

D



Title <b>Styrekort - 2024 - Connector</b>		
Size A4	Number 11/11	Revision 2.1
Date: 5.10.2024	Sheet of	
File: C:\Users\...Connectors.SchDoc	Drawn By: Sondre R. S / Vegard S	

1

2

3

4



## Vedlegg B: Kretskort, lag

1. Polygon pour, kraftforsyning og signal lag 1
2. Jordplan, lag 2
3. Jordplan, lag 3
4. Polygon pour, kraftforsyning og signal lag 4
5. Padder til komponenter og plassering av testpunkt, lag 1

