



# Forsuaret

## Bacheloroppgave

OPG3301

### Predefinert informasjon

<b>Startdato:</b>	26-11-2021 09:00	<b>Termin:</b>	2021 HØST
<b>Sluttdato:</b>	10-12-2021 20:00	<b>Vurderingsform:</b>	Norsk 6-trinns skala (A-F)
<b>Eksamensform:</b>	Oppgave		
<b>Flowkode:</b>	1627 OPG3301 1 O 2021 HØST		
<b>Intern sensor:</b>	Alexander Sauter		

### Deltaker

<b>Naun:</b>	Erdal Halldor Acan
<b>Kandidatnr.:</b>	
<b>FHS-id:</b>	eacan@mil.no

### Gruppe

<b>Gruppenavn:</b>	Enmannsgruppe
<b>Gruppenummer:</b>	11
<b>Andre medlemmer i gruppen:</b>	Deltakeren har innlevert i en enkeltmannsgruppe



# Sjøkrigsskolen

## Bacheloroppgave

Motorkontroller

- Fra teori til praksis -

av

Erdal Acan

Levert som en del av kravet til graden:

BACHELOR I MILITÆRE STUDIER MED FORDYPNING I LEDELSE

-MARINEINGENIØR ELEKTRO

Antall ord: 6800

Innlevert: Desember 2021

**Godkjent or offentlig publisering**

## I PUBLISERINGSAVTALE

### En avtale om elektronisk publisering av bachelor/prosjektoppgave

Kadetten(ene) har opphavsrett til oppgaven, inkludert rettighetene til å publisere den.

Alle oppgaver som oppfyller kravene til publisering vil bli registrert og publisert i Bibsys Brage når kadetten(ene) har godkjent publisering.

Oppgaver som er graderte eller begrenset av en inngått avtale vil ikke bli publisert.

Jeg( Vi) gir herved Sjøkrigsskolen rett til å gjøre denne oppgaven tilgjengelig elektronisk, gratis og uten kostnader	<input checked="" type="checkbox"/> Ja	<input type="checkbox"/> Nei
Finnes det en avtale om forsinket eller kun intern publisering? (Utfyllende opplysninger må fylles ut)	<input type="checkbox"/> Ja	<input checked="" type="checkbox"/> Nei
Hvis ja: kan oppgaven publiseres elektronisk når embargoperioden utløper?	<input type="checkbox"/> Ja	<input type="checkbox"/> Nei

## II PLAGIATERKLÆRING

Jeg (Vi) erklærer herved at oppgaven er mitt eget arbeid og med bruk av riktig kildehenvisning. Jeg (Vi) har ikke nyttet annen hjelp enn det som er beskrevet i oppgaven.

Jeg (Vi) er klar over at brudd på dette vil føre til avvisning av oppgaven.

**Dato: 10 – 12- 2021**

\_\_\_\_\_

Kadett navn

## III FORORD

Denne oppgaven er skrevet av Erdal Acan i perioden oktober 2021 til desember 2021 som en del av militære studier i ledelse- marineingeniør elektro.

Opgaven tar for seg design, utvikling og testing av en motorkontroller tenkt som forberedelse til en høyteknologisk fremtid. Motivasjonen bak ligger i ulike fag fra videregående til denne utdanningen tar vi aldri eller sjeldent et dypdykk inn i hvordan kompliserte, tekniske ting fungerer i praksis. Leseren antas å ha minimum generell studiekompetanse, med en nysgjerrighet for hvordan naturen fungerer.

Jeg ønsker å takke min veileder under denne oppgaven, Alexander Sauter, for gode tilbakemeldinger, konstruktive diskusjoner og ikke minst villigheten til å gi av sin tid.

## IV SAMMENDRAG

I denne oppgaven utforskes det hva som går inn i å bygge en motorkontroller fra bunnen av. Oppgaven starter med konkrete mål for motorkontroller, en teoridel, deretter en konseptutviklingsfase. Videre testes ulike motorkontrollere konstruert for lekkspenning mellom faser blant andre ting. Oppgaven avsluttes med konklusjon på målene satt og anbefaling til videre arbeid.

## INNHOLDSFORTEGNELSE

I Publiseringsavtale .....	0
II Plagiaterklæring .....	0
III Forord .....	0
IV Sammendrag .....	1
Innholdsfortegnelse .....	1
Oversikter .....	3
Figurer, tabeller og grafer .....	3
1. Introduksjon .....	4
1.1 Bakgrunn .....	4
1.2 Mål.....	5
1.3 Begrensninger.....	5
1.4 Metode .....	5
1.5 Struktur.....	6

2. Teori.....	6
2.1 Lenz' lov og spoler .....	6
2.2 DC motorer .....	7
2.3 BLDC hall sensor virkemåte .....	8
2.4 MOSFET virkemåte .....	10
2.5 Høy side MOSFET driving.....	11
2.6 Bootstrap høy side driving krets av MOSFET.....	12
3. Konseptutvikling.....	13
3.1 Hvordan alle ESC-er er bygget.....	13
3.2 Valg av underkomponenter.....	14
3.2.1 Valg av effektbryter.....	14
3.2.2 Valg av mikrokontroller .....	15
3.2.3 Valg av MOSFET driver .....	15
3.2.4 Dimensjonering av MOSFET bootstrap høy side driver.....	16
3.2.5: Spenningstransformerende komponenter .....	16
3.3 Konseptuelt design av systemet som helhet .....	17
3.3.1 Konseptuelt design av tredje iterasjon.....	17
3.3.2 Konseptuelt design av endelig iterasjon .....	18
4 Resultater .....	18
4.1 Resultater versjon 3.....	18
4.1.1 Resultat av duty cycle mot BS-kondensatorspenning .....	18
4.2 Resultater versjon 5.....	21
4.2.1 Resultat av spenningsfall over last mot Duty cycle .....	21
4.2.2 Resultat av elektrisk tetthet i hver fase.....	22
4.2.3 Resultat av tidsforsinkelse fra logisk signal til spenningsfall over last. ....	24
5 Diskusjon .....	25
5.1 Diskusjon versjon 3, test av duty cycle mot BS-kondensatorspenning.....	25
5.2 Diskusjon versjon 5, Test av spenningsfall over last mot Duty cycle .....	26
5.3 Diskusjon versjon 5, Test av elektrisk tetthet i hver fase .....	26
5.4 Diskusjon versjon 5, test av tidsforsinkelse fra logisk signal til spenningsfall over last.....	27
6 Konklusjon 6.1 Grad av måloppnåelse .....	28
Anbefaling til videre arbeid.....	28
Referanser.....	28
Komponenter .....	29
1.1 MOSFETer .....	29
Vedleggoversikt.....	29

## OVERSIKTER

### FIGURER, TABELLER OG GRAFER

FIGUR 1 . DENNE FIGUREN ILLUSTRERER LENZ LOV OG ELEKTROMAGNETISK INDUKSJON. BILDEKILDE (WIKIPEDIA, 2021) .....	7
FIGUR 2. FORDI LADNINGER I BEVEGELSE GJENNOM ET MAGNETFELT FØLER EN KRAFT, SÅ LENGE DE IKKE GÅR PARALLELT, SER VI HER AT STRØMMEN BLIR AVBØYD. DETTE FØRER TIL EN SPENNINGSFORKSJELL PROPSJONAL MED STRØMMEN OG MGNETISK FLUKS. DET ER DENNE SPENNINGEN HALL SENSORER HAR SOM OUTPUT. BILDEKILDE (WIKIPEDIA, 2021).....	9
FIGUR 3: BILDE ER AV EN NPN ENHANCEMENT TYPE MOSFET. BILDEKILDE (PAGANO, 2021).....	11
FIGUR 4. TIL VENSTRE ER MOSFETEN ETTER LASTEN, ALTSÅ PÅ LAV SIDE. TIL HØYRE ER MOSFETEN FØR LASTEN, ALTSÅ PÅ HØY SIDE. ....	12
FIGUR 5: AVBILDET ER DE 3 ULIKE SITUASJONENE KRETSEN KAN ENDE OPP I. Å HAVNE I SITUASJON 3 ER UØNSKET, DA DETTE KAN RESULTERE I AT MOSFETEN ER DELVIS PÅ, SOM FORKLART I TEORI KAPITTEL 2.5: HØY SIDE MOSFET DRIVING .....	13
FIGUR 6. FORENKLET SKISSE AV EN GENERELL ESC. LEGG MERKE TIL AT HVIS BRYTERE RETT OVENFOR HVERANDRE ÅPNER SAMTIDIG KORTSLUTTES SYSTEMET BILDEKILDE (HOWTOMECHATRONICS, 2021) .....	14
FIGUR 7. I DENNE FIGUREN ER DE VIKTIGSTE OG MEST OMTALTE DELENE MARKERT. SAMLESKINNER OG LEDNINGSMOTSTANDER ER IKKE TEGNET INN. DET ER HELLER IKKE TEGNET INN SENSORLEDNINGER FRA BLDC TIL ARDUINOEN. LEGG MERKE TIL AT STOR OG LITEN BOKSTAV I MOSFETBROEN FØRER INN PÅ SAMME FASE.....	17
FIGUR 8. HER MARKERES KUN DET SOM ER FORSKJELLIG FRA DET KONSEPTUELLE OG FØRSTE DESGINET. FORSKJELLEN ER AT DET HER ER LAGT INN PULLDOWN MOTSTANDER TIL JORD OG AT FASENE ER SPLITTET I 2. GRUNNENE TIL DISSE FORANDRINGENE KAN LESES I VEDLEGG A, MEN KORT FORTALT SØRGER PULLDOWN MOTSTANDER FOR AT GATEN KAN TØMME SEG TIL JORD OG FASENE ER SPLITTET FORDI DET HENSIKTMESSIG Å TESTE OM DISSE FAKTISK SPERRER SPENNING FØR SPENNING SETTES PÅ. ....	17
FIGUR 9. HER ER NYE DELER FRA FØRIGE ITERASJON MARKERT. LEGG MERKE TIL AT PULLDOWN RESISTORENE PÅ LAV SIDE ER OHMET MED 1M OHM, DOBBELT SÅ MYE SOM FØRIGE ITERASJON. I TILLEGG ER DET I DE 3 RØDE KVADRATENE OVENFOR HVERANDRE MARKERT HS BS DRIVERENE. HVORFOR DISSE ENDRINGENE KOM KAN FORSTÅS I DISKUSJONSKAPITTELLET. ....	18
FIGUR 10. RØDT MARKERT ER DE ULIKE MÅLEPUNKTENE TIL OSCILLOSKOPET. LEGG MERKE TIL AT .....	19
TABELL 11. DUTY CYCLE MÅLINGER MOT SPENNINGSFALL OVER LAST OG SPENNINGSFALL GATE-JORD. UTFRA DATAENE FALLER KONDENSATOREN 1V PR PROSENT DUTY CYCLEN ØKER. ....	19
FIGUR 12. BILDE 413: LILLA: SPENNING OVER KONDENSATOR, GUL: LOGISK SIGNAL UT FRA ARD OG INN I DRIVER, GRØNN: SPENNINGSFALL GATE-JORD, BLÅ: SPENNINGSFALL OVER LAST. HER ER DUTY CYCLEN 50%... <b>FEIL! BOKMERKE ER IKKE DEFINERT.</b>	
TABELL 13. HER ER RESULTATER FRA SPENNINGSFALL OVER LAST NOT DUTY CYCLE LOGGET. DETTE ER FRA VERSJON 5. LEGG MERKE TIL AT MIN VERDIEN ØKER GANSKE JEVNT HELT TIL DUTY CYCLEN NÆRMER SEG 86%. ....	21
GRAF 14 FRA TABELL 13. HER KAN DET ENDA ENKLERE OBSERVES AT VED DUTY CYCLE OVER 86% SYKER IKKE SPENNINGSFALLET OVER LASTEN NED TIL 0. ....	22

TABELL 15. RÅDATAENE FRA TETTHETSTESTEN VERSJON 5. FASEN SOM SKILLER SEG UT ER FASE B, DER SPENNINGSTOPPENE NÅR 23V KONTRA FASE C OG A SIN 1V. $D=(255-20)/255$ TILSVARER DUTY CYCLE PÅ 235 AV 255. TALLET 255 KOMMER FRA ARDUINOENS ANALOG WRITE OG SIDEN HS BS DRIVERKRETSEN INVERTERER INPUT, BLIR DUTY CYCLEN PÅ 92%. DETTE BLIR FORKLART I TOERIKAPITTEL 2.6. ....	22
BILDE 16. HER KAN SPENNINGSTOPPENE I FASE B OBSERVERES NÅR LAV SIDE B ER KONSTANT IKKE LEDENDE OG HØY SIDE B ÅPNER OG LUKKER HURTIG. LÈGG MERKE TIL AT SPENNINGSTOPPENE KOMMER MED PERIODE PÅ 2MILLI SEKUND, SOM TILSVARER ARDUINOENS PULSBREDDENDE LENGDE. ....	23
BILDE 17. HER ER DET AVBILDET I LILLA LOGISK SIGNAL FRA ARDUINO OG I BLÅ SPENNINGSFALL OVER LAST. HER DUTY CYCLEN 92%. MOSFETEN PÅ HØY SIDE LUKKER RASKERE ENN DEN ÅPNER. ....	24
BILDE 18. HER ER DET ZOOMET INN MED OSCILLOSKOPET PÅ FALLENDE FLANKE AV LAST SOM SETT I BILDE FØR DETTE, 4231. DET SER UT SOM EN HARMONISK FORSTYRRELSE AV FEMTE GRAD FORSTYRRER SIGNALET FRA ARDUINOEN. ....	25
TABELL 19. VELLEMANN, ARDUINO OG MOSFETER ER FAKTISK PRIS. SMPUTSTYR ER ANTATT PRIS.....	28

## 1. INTRODUKSJON

### 1.1 BAKGRUNN

På den fruktbare halvmåne for ca. 10 000 år siden startet jordbruksrevolusjonen. For ca. 200 år siden startet den industrielle revolusjon og internett i form av World Wide Web ble lansert i 1993. I dag kan ansatte i firmaer jobbe hjemmefra over Teams og Zoom og selv om vi begynner å nå slutten for Moores Law, utvikles teknologi i rekordfart. Et sted dette har kommet tydelig frem er rundt om i Bergen sentrum og Åsane med selskaper som Voi og Ryde som leier ut el-sparkesykler til alle med appene deres. Disse inneholder batterier med høy energitetthet, motorkontroller (Electronic speed control; ESC) med halvlederteknologi og børsteløse likestrøms motorer.

Teknologien har steget eksponentielt de siste hundre årene, men en standard fotsoldat forplanter seg fortsatt like primitivt som Leonidas fra Sparta, som levde for ca. 2500 år siden. Det er ingen halvlederteknologi på norske soldater enda. Hvis autonome droner ikke tar over krigføringen, er det et spørsmål om tid før soldater blir utstyrt med høyteknologisk halvleder utstyr. Det som går igjen i alle små energitette elektriske systemer er frekvensomformere eller ESC-er, som har flere likheter enn ulikheter. Det er disse som driver elektriske motorer. Både frekvensomformere og ESC-er varierer veldig i pris, tilsynelatende mest avhengig av total effekt.

Man kan lure på om disse prisene er rimelige og om hvor komplisert det er å lage disse fra bunnen av.

## 1.2 MÅL

I denne oppgaven skal det utforskes om det lar seg gjøre å bygge en billig og godt fungerende ESC fra bunnen av, med så få komponenter som mulig. I den hensikt å sikte oppgaven inn på noe mer konkret, settes følgende mål for enheten og gjennomføring

1. I forhold til effekt-pris forholdet til lignende kontrollere på markedet må ESC-en konstruert være billigere.
2. Mest mulig må være bygget fra grunnen av for å sikre gjennomsyret forståelse av ESC-ens virkemåte. På denne måten blir det også lettere å se hvor komplisert systemets funksjon er
3. Merkeeffekten må være på minst 800W i den hensikt å sikre flere bruksområder enn utelukkende små motorer.
4. ESC-en skal kunne drive børstede DC-motorer med og uten permanentmagneter.
5. ESC-en skal kunne drive børsteløse DC-motorer (Brushless DC motor: BLDC) med og uten hall-sensorer.
6. Oppgaven skal ha en praktisk tilnærming med kontinuerlig testing og utbedring. Dette fordi selv om man lager det mest elegante koblingskjemaet i et simuleringsprogram skiller alltid teori seg fra praksis.

## 1.3 BEGRENSNINGER

Rent administrativt er det satt av et budsjett på maksimalt 10 000kr og en tid på litt over 3 måneder. Annet enn tid og penger er det ingen annen begrensning enn total arbeidsmengde. For å begrense arbeidsmengden vil fokuset ligge på hardware, fremfor software. Dette fordi software biten er svært enkel og det sannsynligvis finnes god litteratur på å styre både BLDC og DC motorer med ESC.

## 1.4 METODE

Selv om tilnærmingen er praktisk er det viktig å forstå teorien, slik at oppgaven ikke glir over til en «hvordan feilsøke elektronikk» oppgave. Derfor vil det i begynnelsen av prosessen bli stort fokus på teoretisk forståelse av komponenter, før praktisk bruk av og sammensetning av disse. Videre vil det være en prioritet å konstant teste og utbedre ulike ESC design helt til ESC-en oppfylder målene over.



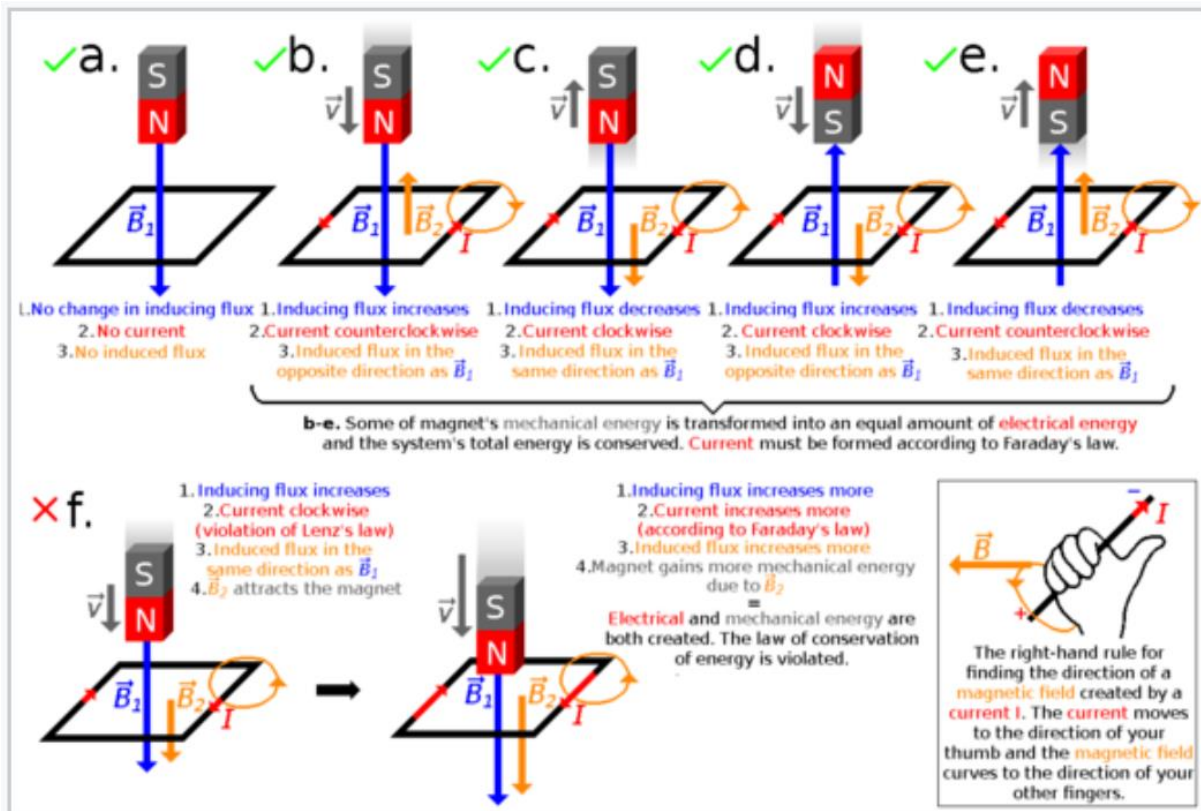
## 1.5 STRUKTUR

I kapittel 2 av oppgaven gjennomgås en teoridel der viktige konsepter og underkomponenter blir forklart. Deretter, i kapittel 3, følger et konseptutviklingskapittel som tar for seg det konseptuelle design og fysiske design av ESC-en. I konseptutviklingskapitlet er det først utforsket *hva* slags utstyr og deler som er nødvendige og deretter *hvilken type* av disse som er best egnet. Deretter i samme kapitel ser man disse satt sammen til fullstendige system. Dette er gjort fordi personer som ikke forstår underkomponentene skal unngå å hoppe frem og tilbake mellom teoridelen og utviklingsdelen. I kapittel 4 er det testing rundt tredje og femte versjon av ESC-en, fordi det var her det største gjennombruddet kom. Etter dette følger kapittel 5 med diskusjon av resultater før det til slutt avsluttes med konklusjon i kapittel 6. Det er også gjennomført svært mange tester utenom testene nevnt i dette dokumentet, spesielt på tidlige modeller. Disse er ikke tatt med her fordi utviklingen fra disse ikke har vært banebrytende nok. Det er også grunnen til at versjon 3 og 5 er prioritert. Testene på de andre versjonene og diskusjon rundt de er derimot tatt med i Vedlegg A.

## 2. TEORI

### 2.1 LENZ' LOV OG SPOLER

Se figur 1 under for visuell forklaring. Lenz' lov beskriver grunnpilaren i den elektromagnetiske verden og er på mange måter likt Le Chateliers prinsipp innenfor kjemi. Lenz' lov sier at når det induseres en strøm i en leder, har strømmen retning som gjør at den motvirker grunnen til at den oppstod (SNL, 2021). Med andre ord vil for eksempel en spole forsøke å opprettholde status quo. Størrelsen på motspenning en spole setter opp avhenger av hvor fort den magnetiske fluksen endrer seg. Magnetisk fluks er et produkt av spolens tverrsnittareal og magnetisk flukstetthet. Ved å endre enten areal, styrke eller begge deler i samme retning vil dermed en spenning oppstå. Derfor vil fjerning av sør-pol over et spoleareal indusere spenning i samme retning som addering av nord-pol. Hvis det ikke gir mening at spolen motsetter seg endring, kan vi se på tilfellet om det var motsatt. Hvis spolen tiltrakk seg endring, kunne man arrangert mange lukkede spoler i en sirkel og lagd en evighetsmaskin. Derfor, hvis en reaksjon skal oppstå, må det være i motsatt retning.



FIGUR 1 . DENNE FIGUREN ILLUSTRERER LENZ LOV OG ELEKTROMAGNETISK INDUKSJON.  
 BILDEKILDE (WIKIPEDIA, 2021)

## 2.2 DC MOTORER

Det finnes både børsteløse og børstede DC-motorer. Grunnprinsippet bak disse er helt likt, men det er noen forskjeller. En børstet DC-motor har kun 2 terminaler, mens en børsteløs har 3 terminaler fordi den er koblet i stjerne eller trekant. Å drive en børstet DC-motor krever ingen sensorer og ved å snu polariteten snur man dreieretning. En børsteløs DC-motor er avhengig av sensorfeedback for kommutering. Ved å endre strømretning over en leder, for eksempel en spole, i et magnetfelt oppstår det en elektromagnetisk kraft mellom lederen og magneten ansvarlig for feltet. Fordi forandringen av magnetisk fluks endrer seg proporsjonalt med rotasjonshastigheten på motoren vil en øvre hastighet være begrenset av spenningen mellom terminalene på spolene.

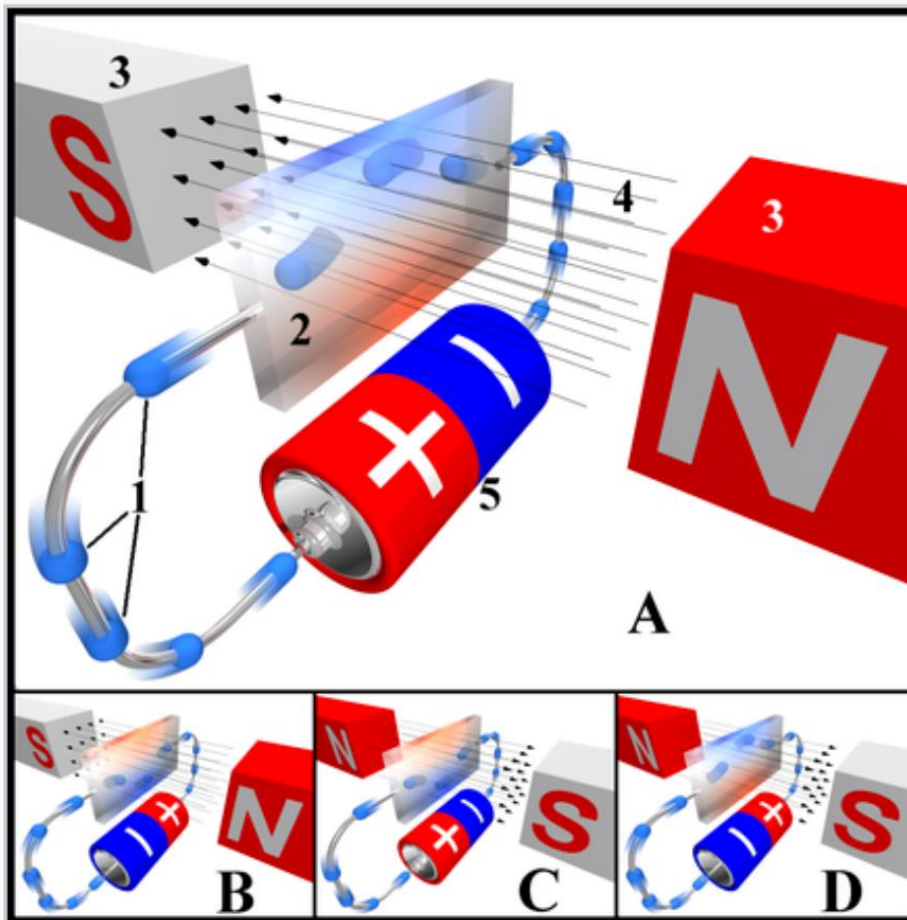
Børstede DC-motorer har spoler som roterer i et magnetfelt. Dette magnetfeltet kan enten komme av permanent magneter eller av en spole med strømgjennomgang. I sistnevnte tilfelle kan man enten putte magnetfelt-spolen i serie eller i parallell med spolene som roterer i magnetfeltet.

Børsteløse DC-motorer er konstruert veldig likt som synkronmaskiner og BLDC motorer kalles også PMSM, permanent magnet synkron motor. Forskjellen mellom synkronmaskiner og børsteløse DC-motorer er at BLDC-motorer utelukkende bruker permanent magneter i rotoren, mens synkronmaskiner kan ha en egen sluttet krets i rotoren som magnetiseres. Den børstede DC-motoren lar strøm gå gjennom rett spole til rett tid ved hjelp av børster, litt som en kamaksel styrer ventiltimingene på forbrenningsmotorer. I BLDC-motorer er det ingen slik kamaksel ekvivalent, derfor er den avhengig av sensorfeedback.

### 2.3 BLDC HALL SENSOR VIRKEMÅTE

Figur 2 under viser hall sensorens virkemåte. Det er svært mange metoder å styre kommuteringen til BLDC-er og siden hall effekt metoden er den mest brukte er det denne som blir forklart her. Hall effekt sensorer måler magnetisk flukstetthet og returnerer verdier i form av spenning. Disse kommer ofte med innebygget logikk som gir enten høy eller lav avhengig av retningen på den magnetiske flukstettheten. Fordi en BLDC har 3 terminaler som baserer seg på strømgjennomgang i alle kombinasjoner har BLDC-motoren 6 ulike rotorposisjoner. Fordi hall-effect sensoren ofte er kvantisert trengs da 3 hall sensor for å entydig bestemme rotorposisjon. Med bare 2 sensorer har vi bare 4 mulige kombinasjoner, dette er ikke nok for 6

ulike rotorposisjoner.



FIGUR 2. FORDI LADNINGER I BEVEGELSE GJENNOM ET MAGNETFELT FØLER EN KRAFT, SÅ LENGE DE IKKE GÅR PARALLELT, SER VI HER AT STRØMMEN BLIR AVBØYD. DETTE FØRER TIL EN SPENNINGSFORSKJELL PROPORSJONAL MED STRØMMEN OG MAGNETISK FLUKS. DET ER DENNE SPENNINGEN HALL SENSORER HAR SOM OUTPUT.

BILDEKILDE (WIKIPEDIA, 2021)

## 2.4 MOSFET VIRKEMÅTE

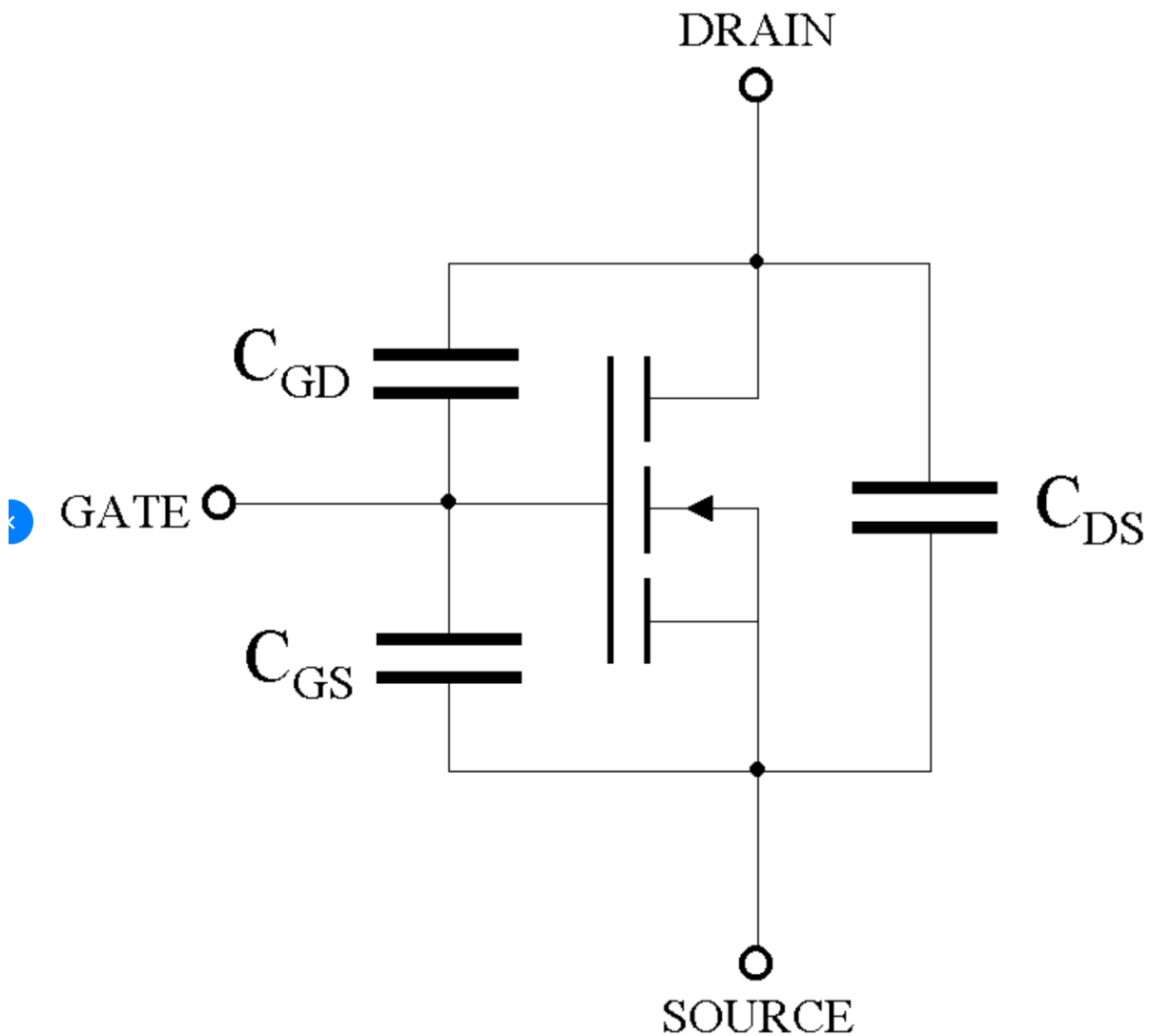
Se figur 3 under for tegning av NPN enhancement MOSFET. Alle MOSFETer har 4 innganger, gate, drain, source og substrat. I de fleste MOSFETer er substrat og source koblet sammen. Videre går alltid strømmen i en MOSFET fra drain til source, om den er ledende. Det som avgjør om den er ledende er om spenning mellom gate og source er over en viss terskelspenning. Denne er typisk 10V for effekt MOSFETer.

Det finnes svært mange forskjellige MOSFETer og disse kan deles inn i 2 typer med 2 undertyper for en total av 4 konfigurasjoner. Man har NPN og PNP, der NPN er normalt ikke ledende og PNP er normalt ledende. Under disse igjen har man enhancement mode og depletion mode. I dette avsnittet er fokuset på NPN Enhancement type MOSFETer.

Kort fortalt blir NPN enhancement type MOSFETer sterkt ledende for spenninger over terskelspenningen. For kraftMOSFETer er denne typisk 10-15V mellom gate og source (Spenning mellom gate og source;  $V_{gs}$ ), men det finnes også logikk nivå kraftMOSFETer som kan drives av en  $V_{gs}$  på bare 5V. De fleste MOSFETer kommer også med en diode innebygget for å beskytte mot induktive overspenninger. En MOSFET må derfor alltid kobles med drain mot høyere potensiale enn source. Med andre ord må strømmen alltid gå fra drain til source.

En reel MOSFET skiller seg fra en ideell MOSFET ved at den har parasittiske kapasitanser mellom de 3 pinsene. Utfra kondensator ligningen er det tydelig at ved høyere parasittisk kapasitans endrer spenningen seg over kondensatoren tregere. Med andre ord er svitsjefrekvensen til MOSFETer blant annet begrenset av størrelsen på de ulike parasittiske

kapasitansene.

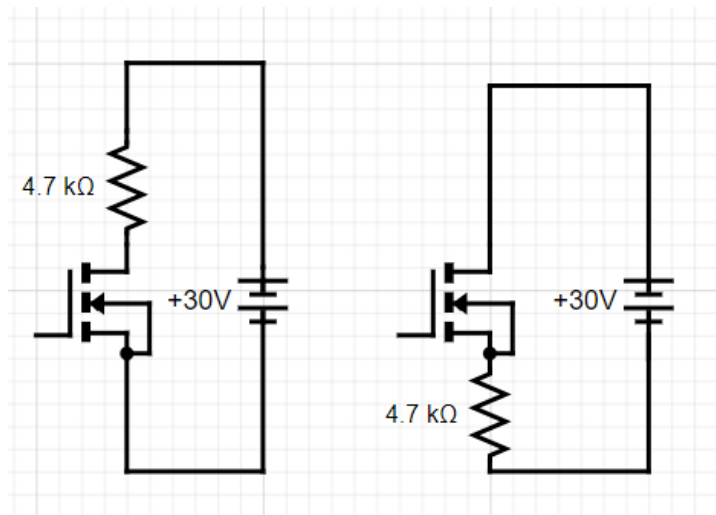


FIGUR 3: BILDE ER AV EN NPN ENHANCEMENT TYPE MOSFET.  
BILDEKILDE (PAGANO, 2021).

## 2.5 HØY SIDE MOSFET DRIVING

La oss ta utgangspunkt i kretsene under i figur 4. I figuren er det til venstre bilde av en krets med en logikknivå effekt MOSFET etter lasten og til høyre bilde av samme MOSFET før lasten. La oss anta at det kommer 10V inn på gaten til MOSFETen, referert til jord. I figuren til høyre er tilnærmet hele spenningsfallet over lasten, derfor er source-potensialet referert til jord lik 0. Dette fører til at  $V_{gs}$  er 10V og MOSFETen åpner fullstendig. I figuren til venstre vil MOSFETen så vidt åpne. Dette kan forstås intuitvt på følgende måte. Anta at  $V_{gs}$  er 10V.

Dette vil åpne MOSFETen fullstendig, som fører til at source får likt potensial som spenningskilden. Dette fører til at MOSFETen har  $V_{gs}$  på minus 20V. Vi har etablert at  $V_{gs}$  må være positiv. Derfor er antagelsen vår om at MOSFETen vil åpne fullstendig feil. La oss anta at den ikke åpner ved 10V referert til jord inn på gate. Da er  $V_{gs}$  10V og dette åpner MOSFETen. Derfor er antagelsen om at MOSFETen ikke åpner også feil. Ved hjelp av dette klemmebeviset forstår vi at en mellomtilstand mellom totalt åpen og totalt lukket vil oppstå. Dette innebærer i praksis et stort spenningsfall over MOSFETen og svært lite strømgjennomgang. Derfor trengs en måte å få spenninger høyt nok over forsyningen til at  $V_{gs}$  blir over terskelspenningen. Dette er hovedessensen i høy side MOSFETdriving. Grunnen til at vi trenger en måte å drive MOSFETer på høy side av lasten er for eksempel i Buck convertere og inverterbroer. En av metodene å drive en høy side MOSFET på kalles for *high side bootstrap driving*.

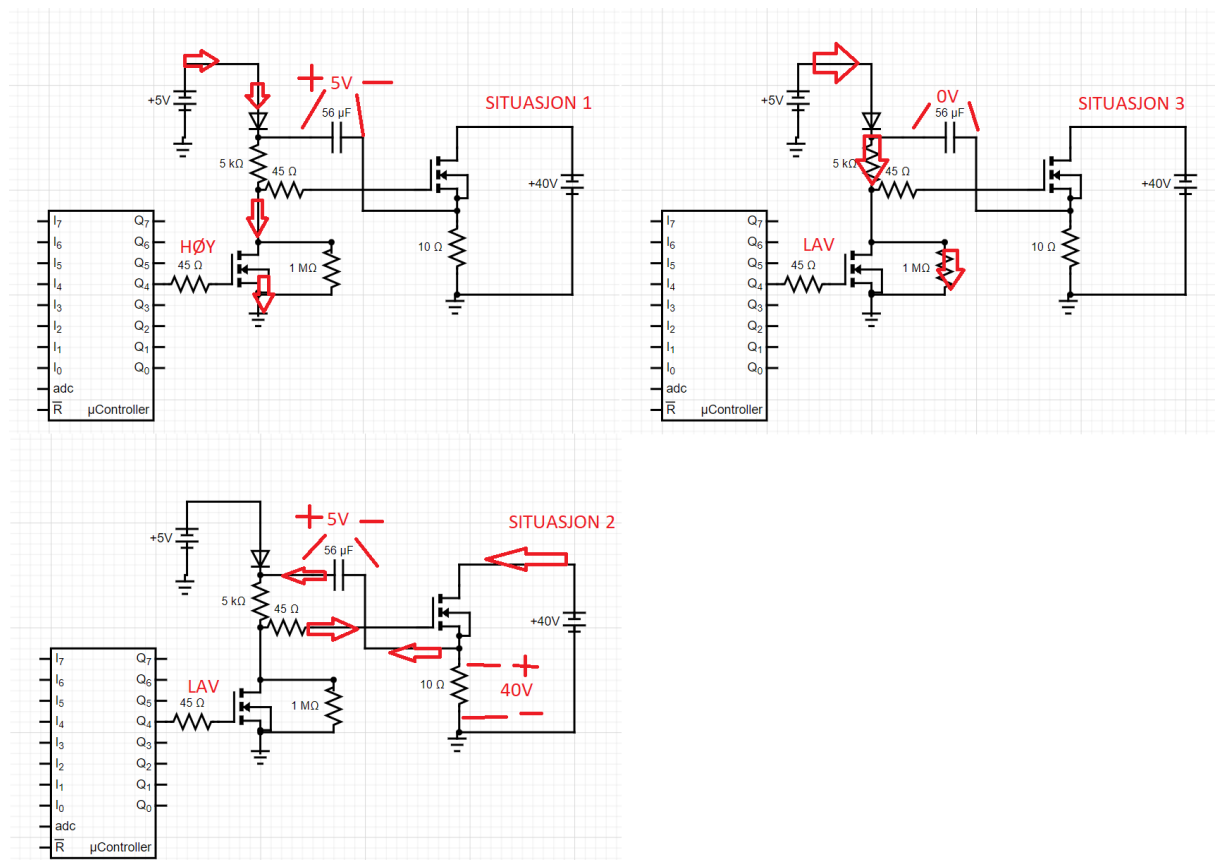


FIGUR 4. TIL VENSTRE ER MOSFETEN ETTER LASTEN, ALTSÅ PÅ LAV SIDE. TIL HØYRE ER MOSFETEN FØR LASTEN, ALTSÅ PÅ HØY SIDE.

## 2.6 BOOTSTRAP HØY SIDE DRIVING KRETS AV MOSFET

Ta utgangspunkt i kretsen under i figur 5. I de 3 ulike bildene omtales MOSFETen til venstre som bootstrap (bootstrap; BS) MOSFET og MOSFETen til høyre som high side (high side: HS) MOSFET. Her er det 2 ulike standard drifttilstander og situasjon 3. Situasjon 3 er situasjonen som er den initielle situasjonen når kraftforsyningen ikke er koblet til. Vi ser at spenningen over kondensatoren er 0V. Hvis vi nå skiver utgang Q4 høy, går vi over i situasjon 1. Her lades kondensatoren opp til spenningen som kommer inn via dioden, i dette tilfellet 5V. Det går ingen strøm til gaten, fordi det elektrisk sett er 45ohm til gaten og 0ohm

til jord. Hvis vi nå skriver utgang Q4 høy, ender vi opp i situasjon 2. Situasjon 2 er ekvivalent med situasjon 3, der unntaket er kondensatorspenningen. Her ser vi at kondensatoren lader ut inn i gaten med  $5V +$  spenningen som er på sourcen, fordi de er i serie. Dvs. at spenningen  $V_{gs}$  er lik kondensatorspenningen. Dette skrur HS MOSFETen fullstendig på. Om det går veldig lang tid synker kondensatorspenningen via lekkstrømmer gjennom dioden og til jord. Da går situasjon 2 over til situasjon 3. Situasjon 3 er en situasjon der MOSFETen er delvis på, som beskrevet i avsnittet over. Derfor er det svært viktig at HS BS driving av MOSFETer ikke skal vare over lengere tid. Det er også viktig å ta hensyn til denne typen HS BS krets vil HS MOSFETen normalt være ledende. Dette kan derimot løses ved at BS selv er bootstrappet.



FIGUR 5: AVBILDET ER DE 3 ULIKE SITUASJONENE KRETSEN KAN ENDE OPP I. Å HAVNE I SITUASJON 3 ER UØNSKET, DA DETTE KAN RESULTERE I AT MOSFETEN ER DELVIS PÅ, SOM FORKLART I TEORI KAPITTEL 2.5: HØY SIDE MOSFET DRIVING

### 3. KONSEPTUTVIKLING

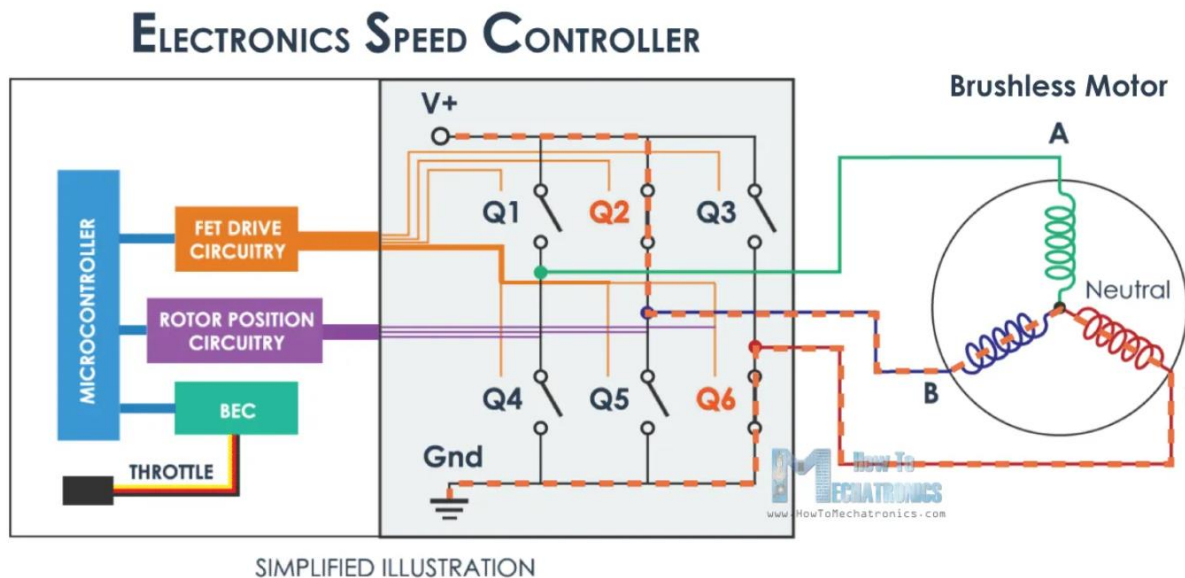
Denne delen av oppgaven tar for seg hva en ESC trenger, dimensjoneringen og designet av ESC-ens underkomponenter og hele ESC-en som et system.

#### 3.1 HVORDAN ALLE ESC-ER ER BYGGET

For å utforske hva en ESC trenger, må det først etableres hvordan den fungerer. Se figur 6



under for å følge med på forklaringen. Det første vi ser helt til høyre er en BLDC. Denne er ikke en del av ESC-en. Utfra bildet ser vi totalt 6 brytere, 3 faser, en mikrokontroller, en sensor krets og en måte å styre pådraget. Videre kan vi med utgangspunkt i PWM konkludere ved raskere Q1-Q6 svitsjing blir pådraget jevnere. Fordi DC motorers øvre hastighet begrenses av volt, som nevnt i teoridelen, er kraftkilde med relativ høy volt nødvendig. Derfor blir det også en nødvendighet å ha komponenter som omformer spenningen, fordi de fleste mikrokontrollere ikke tar inn spenninger over 15-16V direkte.



FIGUR 6. FORENKLET SKISSE AV EN GENERELL ESC. LEGG MERKE TIL AT HVIS BRYTERE RETT OVENFOR HVERANDRE ÅPNER SAMTIDIG KORTSLUTTES SYSTEMET

BILDEKILDE (HOWTOMECHATRONICS, 2021)

### 3.2 VALG AV UNDERKOMPONENTER

I forrige delkapittel ble det etablert *hva* en ESC trenger. I dette delkapittelet ses det på *hvilken* type av underkomponenter og deler som er best egnet til målene satt.

#### 3.2.1 VALG AV EFFEKTBRUYTER

Grunnen til at valget av type effektbryter blir tatt først er fordi de er systemets aktuatorer og for dette tilfellet dermed den viktigste sub-komponenten for hele ESC-en. I figur 6 over står det «FET DRIVE CIRCUITRY». FET står for field effect transistor og bygger på halvlederteknologi. Dette er godt alternativ med PWM-regulering da kan svitsje opptil flere ganger i millisekundet. I tillegg er tanken på mekaniske relèr som effektbrytere absurd, da det vil slå en gnist hver gang disse bryter og får kontakt. Derfor faller valget på en form for kraft

transistor.

Man har 3 typer transistorer. Disse er BJT, IGBT og MOSFET. For det første blir BJT-er fravalgt fordi grad av strømmen inn til gaten, eller basen, styrer om den er åpen eller ikke. Derfor vil det være vanskeligere å måle, teste og feilsøke med disse, enn med IGBT og MOSFET der spenningen til gaten styrer, ikke strømmen. Valget mellom IGBT og MOSFET faller på MOSFET av to grunner. For det første brukes MOSFET i 53% av kraft applikasjoner og IGBT til 27% (Wikipedia, 2021).. For det andre brukes IGBT-er til større effekter enn MOSFET-er. 800W er derfor relativt lavt til å bruke IGBT-er og derfor faller valget på MOSFET som effektbryter.

Typen MOSFET er også viktig. Det viktigste er at de tåler strømmen som skal flyte gjennom. Med 40V må 20A til for å nå 800W. Siden MOSFETene er koblet i bro vil snittstrømmen over tid med maksimaleffekt være ca. 7 Ampere. Dette fordi hver MOSFET leder i 120 av 360 grader. Derfor må MOSFETene være dimensjonert for spenninger godt over 40V og 7 ampere

### 3.2.2 VALG AV MIKROKONTROLLER

En viktig avgjørelse er om en mikrokontroller strengt tatt er nødvendig. I lys av en praktisk tilnærming, og mål 4 og 5 om at ESC-en skal kunne drive alle typer DC motorer vil en mikrokontroller holde dører åpne fremfor å lukke de. Derfor er det besluttet at en mikrokontroller skal benyttes. Typen mikrokontroller blir en Arduino fordi den har alt som trengs til oppgaven og er en av de mest populære mikrokontrollerne. Det betyr god dokumentasjon. Den har PWM pins og nok innganger og utganger til sensorer og MOSFETene. Typen Arduino blir Uno denne er en av de mest populære Arduinoene.

### 3.2.3 VALG AV MOSFET DRIVER

Fordi vi har 3 MOSFET-er på høy side må vi ha en måte å drive disse på. Dette er beskrevet i teori 2.5. Vi har forskjellige integrerte chipper med kapabiliteter til å kun drive høy side, kun lav side og både høy og lav side. Noen chipper kan drive 2 HS MOSFET-er og 2 lav side MOSFET-er. Disse kalles fullbro drivere og hadde vært perfekt om vi utelukkende skulle drevet en børstet DC-motor. Derimot er 3 halvbro drivere et bedre valg for BLDC-applikasjoner, fordi vi har 3 faser.

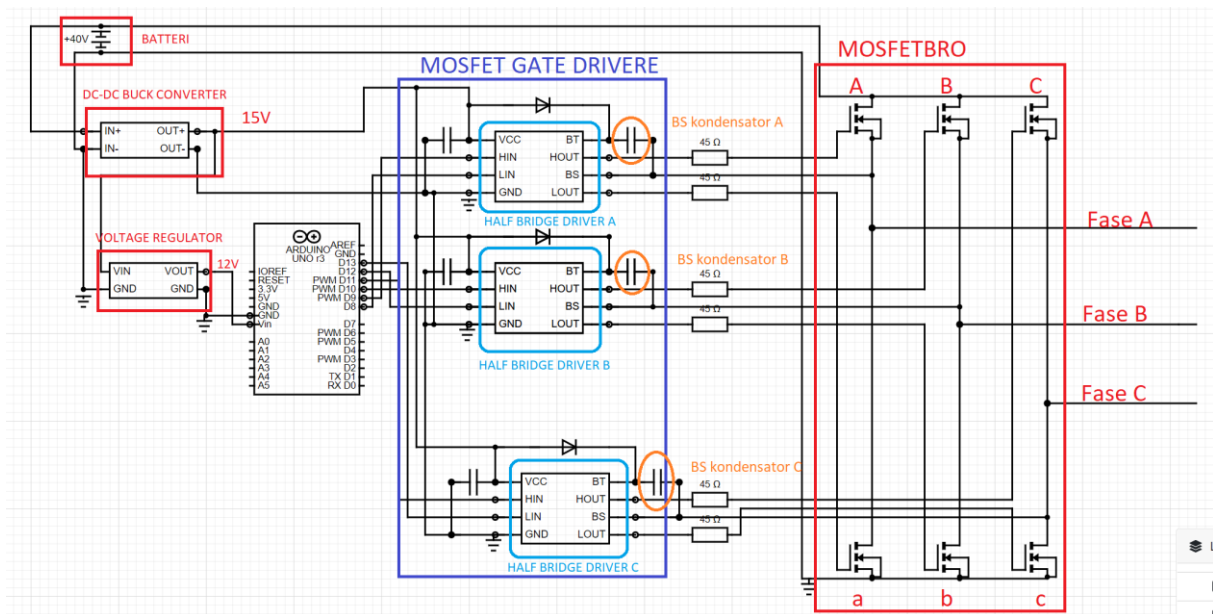
### 3.2.4 DIMENSJONERING AV MOSFET BOOTSTRAP HØY SIDE DRIVER

Under testing nevnt i punkt , ble det konkludert med at noe lakk strøm på høy side av MOSFETdriveren. Dette førte til at kondensatoren ladet ut for fort som igjen førte til at høy side gate-spenning falt alt for kort tid. Derfor ble det besluttet å lage en BS HS driver. BS driving av MOSFETer er forklart i Teori 2.5. Det viktigste punktet under design av BS-krets er høy motstand fra kondensatoren og stor nok kapasitans på kondensatoren. Stor nok motstand fra kondensatoren er viktig slik at BS kondensatoren lades opp og at lekkstrømmen til jord ikke er for stor fordi dette er rent energitap. Stor nok kapasitans er viktig på grunn av MOSFETens parasittiske kapasitans, som forklart i Teori 2.4.. Hvis kapasitansen til kondensatorens gate er like stor som BS kondensatoren vil vi bare oppnå halve BS kondensatorens spenning i  $V_{gs}$ . Er Kondensatoren for stor vil vi ha unødvendig effekttap i ladning og utladning av BS kondensatoren. Derfor må en verdi på ca. 10 ganger MOSFETens kapasitans velges for BS kondensatoren.

### 3.2.5: SPENNINGSTRANSFORMERENDE KOMPONENTER

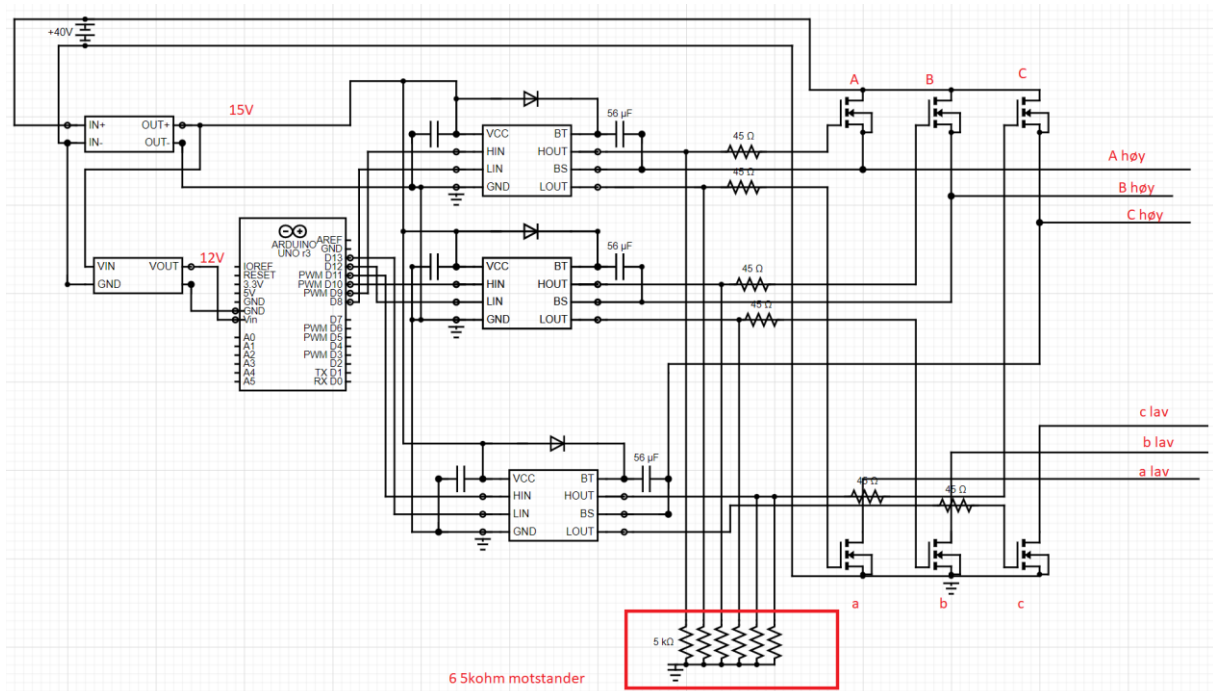
Som nevnt i begynnelsen av dette kapitlet må spenningen fra energikilden transformeres ned for gi riktig spenning til Arduino og eventuelt andre komponenter. En lett løsning på dette ville vært å hente ut 12V ut fra samme batteri ved å koble inn ledninger mellom cellene. Dette forårsaker derimot at cellene lades ut ulikt, som fører til redusert levetid og eventuelle eksplosjoner hvis batteriet ikke har noen form for overvåkning. En spenningsdeler er svært ineffektiv og derfor skal en komponent med høy virkningsgrad velges. Derfor velges en regulerbar Buck DC-DC omformer og en konstant 12V omformer. En regulerbar BUCK omformer gir fleksibilitet ved utskiftning av MOSFETer i MOSFETbroen fordi disse muligens krever forskjellig  $V_{gs}$  og en konstant 12V sørger for at arduinoen får 12V uansett BUCK spenningen.

### 3.3 KONSEPTUELT DESIGN AV SYSTEMET SOM HELHET



FIGUR 7. I DENNE FIGUREN ER DE VIKTIGSTE OG MEST OMTALTE DELENE MARKERT. SAMLESKINNER OG LEDNINGSMOTSTANDER ER IKKE TEGNET INN. DET ER HELLER IKKE TEGNET INN SENSORLEDNINGER FRA BLDC TIL ARDUINOEN. LEGG MERKE TIL AT STOR OG LITEN BOKSTAV I MOSFETBROEN FØRER INN PÅ SAMME FASE

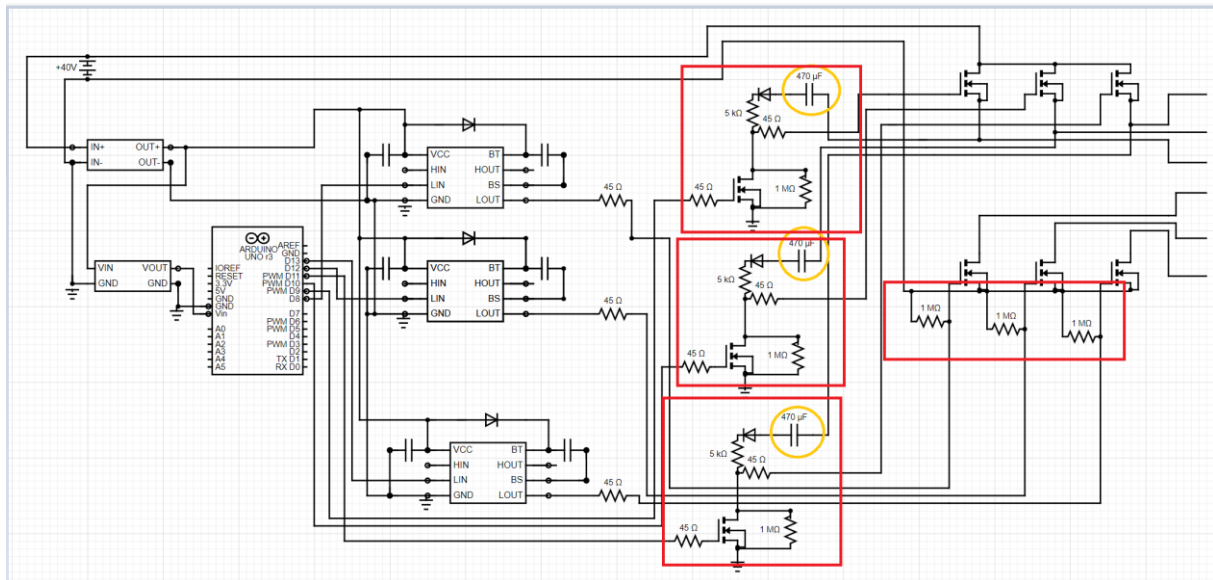
#### 3.3.1 KONSEPTUELT DESIGN AV TREDJE ITERASJON



FIGUR 8. HER MARKERES KUN DET SOM ER FORSKJELLIG FRA DET KONSEPTUELLE OG FØRSTE DESGINET. FORSKJELLEN ER AT DET HER ER LAGT INN PULLDOWN MOTSTANDER TIL JORD OG AT FASENE ER SPLITTET I 2. GRUNNENE TIL DISSE FORANDRINGENE KAN LESES I VEDLEGG A, MEN KORT FORTALT SØRGER PULLDOWN MOTSTANDER FOR AT GATEN KAN TØMME SEG TIL JORD OG FASENE ER SPLITTET FORDI DET HENSIKTSMESSIG Å TESTE OM DISSE FAKTISK SPERRER SPENNING FØR SPENNING SETTES PÅ.

## EKSEMPEL TEKST

### 3.3.2 KONSEPTUELT DESIGN AV ENDELIG ITERASJON



FIGUR 9. HER ER NYE DELER FRA FORRIGE ITERASJON MARKERT. LEGG MERKE TIL AT PULLDOWN RESISTORENE PÅ LAV SIDE ER OHMET MED 1M OHM, DOBBELT SÅ MYE SOM FORRIGE ITERASJON. I TILLEGG ER DET I DE 3 RØDE KVADRATENE OVENFOR HVERANDRE MARKERT HS BS DRIVERENE. HVORFOR DISSE ENDRINGENE KOM KAN FORSTÅS I DISKUSJONSKAPITELLET. ALLE DISSE SKISSENE ER TEGNET I CIRCUIT-DIAGRAM.ORG

## 4 RESULTATER

### 4.1 RESULTATER VERSJON 3

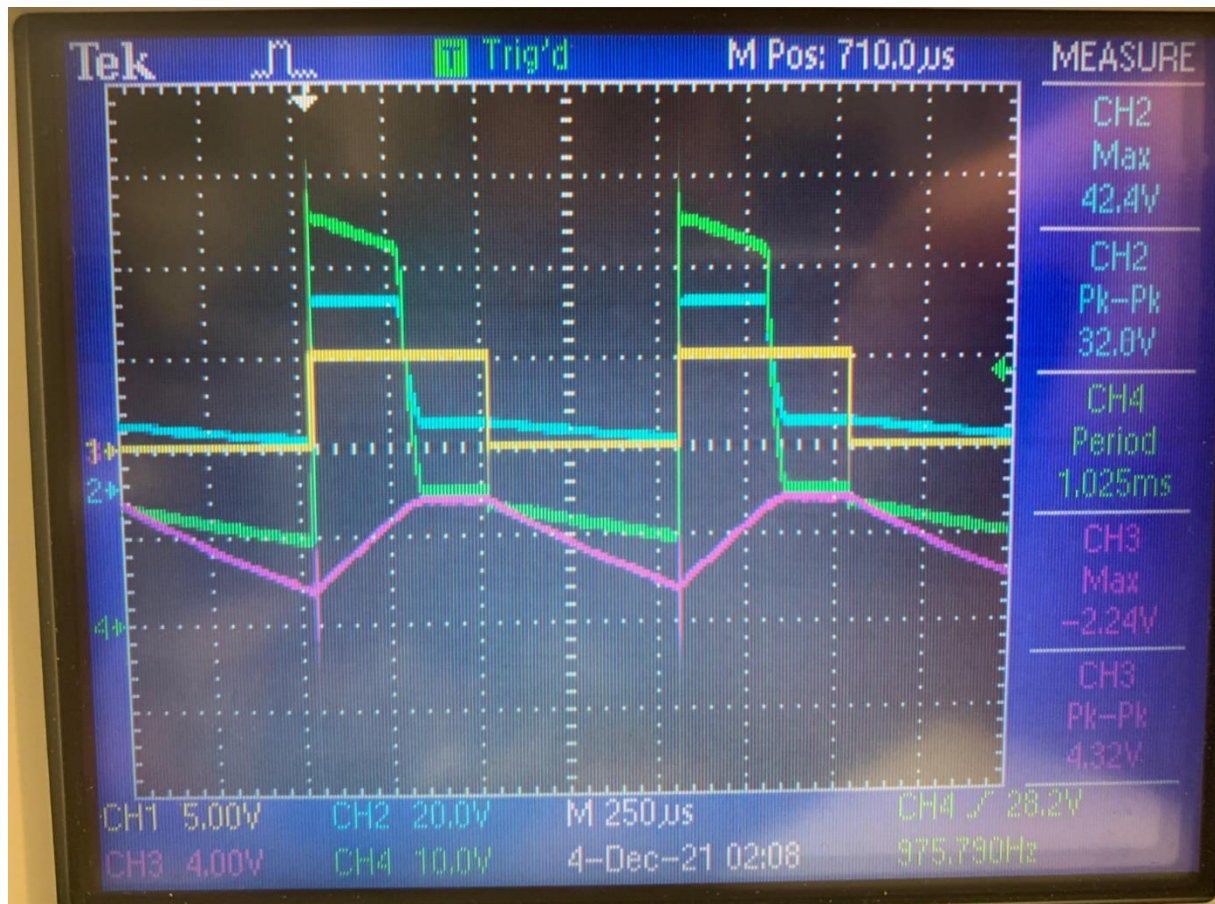
#### 4.1.1 RESULTAT AV DUTY CYCLE MOT BS-KONDENSATORSPENNING

Forsøksoppsettet vises i Figur 10. Fordi høy side MOSFETene drives av bootstrap prinsippet vil de med 100% duty cycle til slutt lukke fordi bootstrap-kondensatoren tømmes ut, selv med logisk høy satt via arduinoen. Derfor er hensikten med dette forsøket å finne ut av hvor nærme 100% duty cyclen kan være før MOSFETene lukkes. Dette ble gjennomført mellom MOSFET a og MOSFET A, forbundet med en 6kOhm motstand. MOSFET a blir skrevet konstant høy og MOSFET A med varierende duty cycle. Spenningen inn til halvbro driverener 15V.

Det som er interessant å måle her er følgende:

1. Spenningsfall over 6kohm mostand. Dette for å se om det går en strøm fra høy til lav side.
2. Spenning mellom MOSFET A gate og jord. Dette for å se med hvilken hastighet spenningen faller.
3. Spenningen over kondensatorterminalene i den hensikt å se hastigheten på spenningsfallet.





FIGUR 12. LILLA: SPENNING OVER KONDENSATOR, GUL: LOGISK SIGNAL UT FRA ARD OG INN I DRIVER, GRØNN: SPENNINGSFALL GATE-JORD, BLÅ: SPENNINGSFALL OVER LAST. HER ER DUTY CYCLEN 50%.

Resultatene er samlet i tabell 11 og figur 12. Observasjonen kan oppsummeres som følgende:

1. Kondensatorspenningen og spenningen mellom gate og jord faller lineær og proporsjonalt med hverandre helt til kondensatorspenningen slutter å falle. Dette leses direkte ut av figur 12. Etter at spenningsfallet til kondensatoren slutter å falle, begynner den ikke å lade opp før PWM pin 6 gir lav.
3. Etter at gate-jord spenningen faller holder den seg konstant på 15V.
4. Spenningen over motstanden faller ikke lavere enn 10V.

## 4.2 RESULTATER VERSJON 5

Alle tester under versjon 5 ble gjennomført på følgende måte: MOSFET a/b/c ble skrevet konstant høy og MOSFET A/B/C varierende D-cycle. Spenningen var 40V og alle målingene er mellom høy MOSFET sin drain og lav MOSFET sin source, der disse var forbundet med 5kOhm motstand. Se figur 10 for illustrasjon.

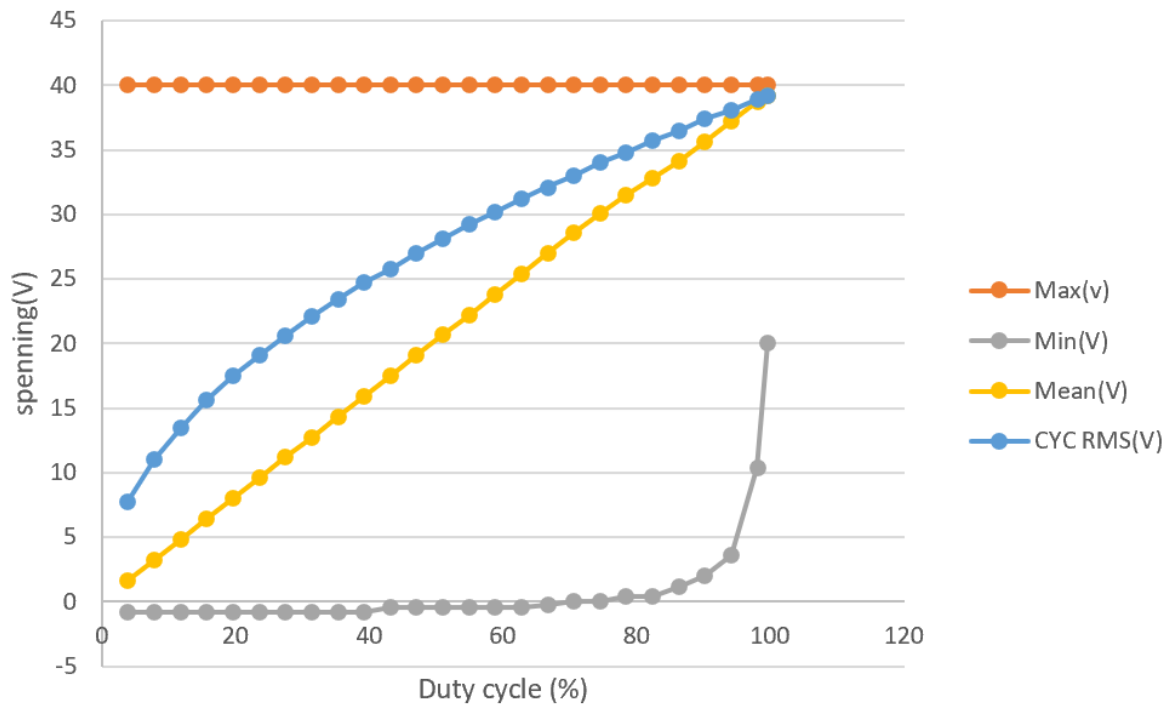
### 4.2.1 RESULTAT AV SPENNINGSFALL OVER LAST MOT DUTY CYCLE

Fest av spenning vs duty cycle						
D ard	D faktisk%	Max(V)	Min(V)	Mean(V)	CYC RMS(V)	
245	3,921568627	40	-0,8	1,6	7,7	
235	7,843137255	40	-0,8	3,2	11	Observasjon. Fra D35 steg Min verdien opp rolig ila 10sek
225	11,76470588	40	-0,8	4,8	13,5	
215	15,68627451	40	-0,8	6,4	15,6	
205	19,60784314	40	-0,8	8	17,5	
195	23,52941176	40	-0,8	9,6	19,1	
185	27,45098039	40	-0,8	11,2	20,6	
175	31,37254902	40	-0,8	12,7	22,1	
165	35,29411765	40	-0,8	14,3	23,4	
155	39,21568627	40	-0,8	15,9	24,7	
145	43,1372549	40	-0,4	17,5	25,8	
135	47,05882353	40	-0,4	19,1	27	
125	50,98039216	40	-0,4	20,7	28,1	
115	54,90196078	40	-0,4	22,2	29,2	
105	58,82352941	40	-0,4	23,8	30,2	
95	62,74509804	40	-0,4	25,4	31,2	
85	66,66666667	40	-0,2	27	32,1	
75	70,58823529	40	0	28,6	33	
65	74,50980392	40	0	30,1	34	
55	78,43137255	40	0,4	31,5	34,8	
45	82,35294118	40	0,4	32,8	35,7	
35	86,2745098	40	1,2	34,1	36,5	
25	90,19607843	40	2	35,6	37,4	
15	94,11764706	40	3,6	37,2	38,1	
5	98,03921569	40	10,4	38,7	38,9	
1	99,60784314	40	20	39,2	39,2	

**TABELL 13. HER ER RESULTATER FRA SPENNINGSFALL OVER LAST NOT DUTY CYCLE LOGGET. DETTE ER FRA VERSJON 5. LEGG MERKE TIL AT MIN VERDIEN ØKER GANSKE JEVNT HELT TIL DUTY CYCLEN NÆRMER SEG 86%.**



## Spenning mot D-cycle

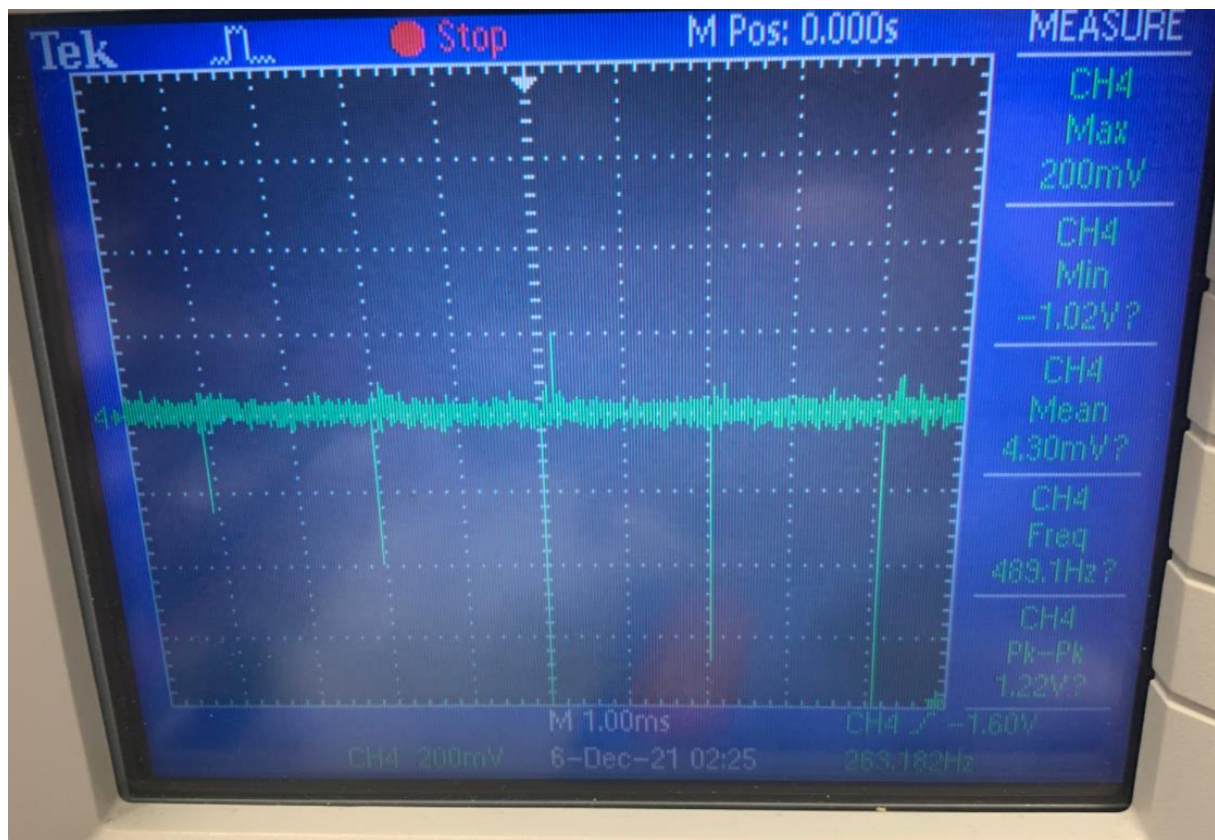


GRAF 14 FRA TABELL 13. HER KAN DET ENDA ENKLERE OBSERVES AT VED DUTY CYCLE OVER 86% SYKER IKKE SPENNINGSFALLET OVER LASTEN NED TIL 0.

### 4.2.2 RESULTAT AV ELEKTRISK TETTHET I HVER FASE

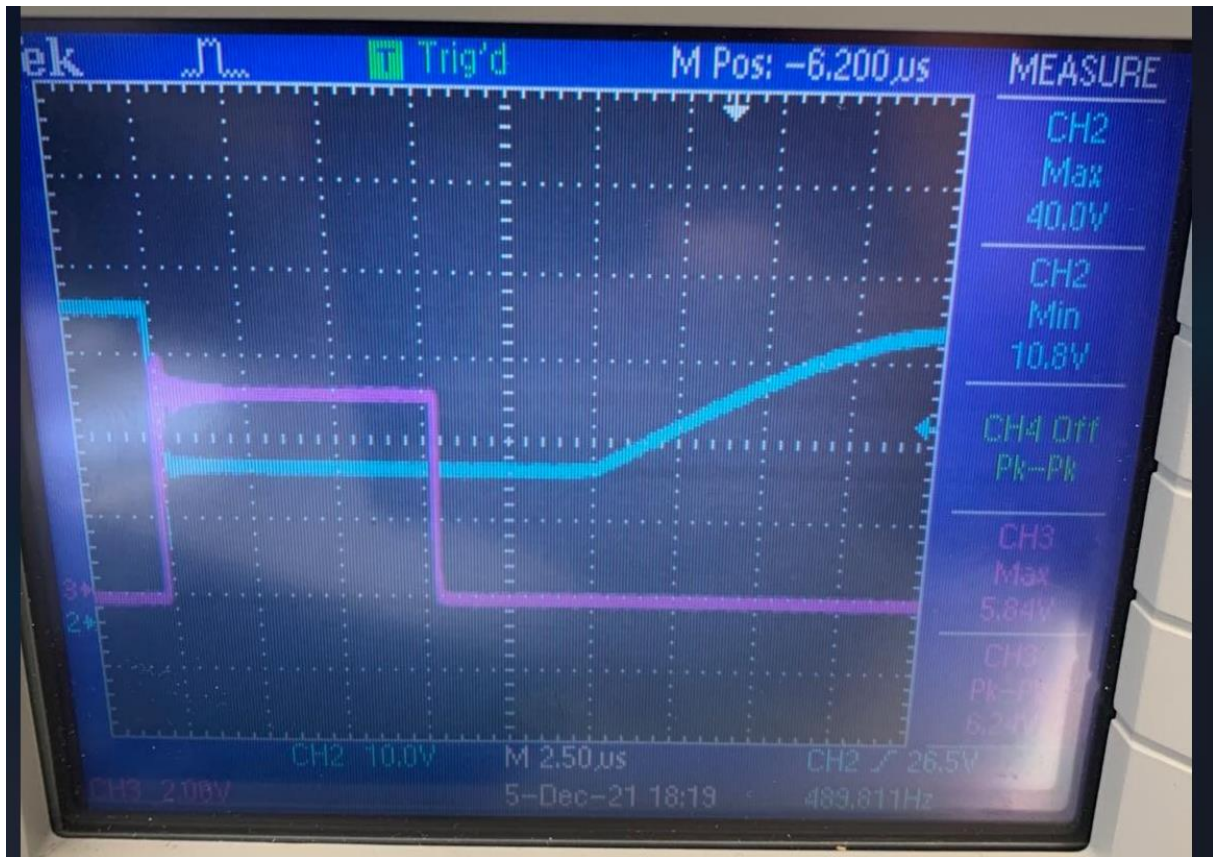
tetthetskontroll	A mot A(pk-pk:mean)	B mot B(pk-pk:mean)	C mot C(pk-pk:mean)	Bare støy (A)	Bare støy (B)	bare støy (C)
Lav er Lav, høy er lav	132mV:10mV	160mV:5mV	184mV:5,71mV	JA	JA	NEI(Ser ut som sinusforstyrrelse)
Lav er høy, høy er lav	130mV:32mV	172mV:20mV	166mV	JA	JA	NEI(oppnedn sagtann periodisk funksjon)
Lav er lav, høy er høy	1V:14mV	23V:15,8mV	1,2V:4mV	NEI(peaks hvert 2ms)	NEI(peaks på stigende og fallende flanke av D-cycle)	NEI(peaks hvet 2. ms)
Lav er høy, høy er høy	30V:37,1V	31,2V:37,2V	28.8V:34,2V	NEI(firkantpuls)	NEI(firkantpuls)	NEI(firkantpuls)
D=(255-20)/255						

TABELL 15. RÅDATAENE FRA TETTHETSTESTEN VERSJON 5. FASEN SOM SKILLER SEG UT ER FASE B, DER SPENNINGSTOPPENE NÅR 23V KONTRA FASE C OG A SIN 1V.  $D=(255-20)/255$  TILSVARER DUTY CYCLE PÅ 235 AV 255. TALLET 255 KOMMER FRA ARDUINOENS ANALOG WRITE OG SIDEN HS BS DRIVERKRETSEN INVERTERER INPUT, BLIR DUTY CYCLEN PÅ 92%. DETTE BLIR FORKLART I TOERIKAPITTEL 2.6.

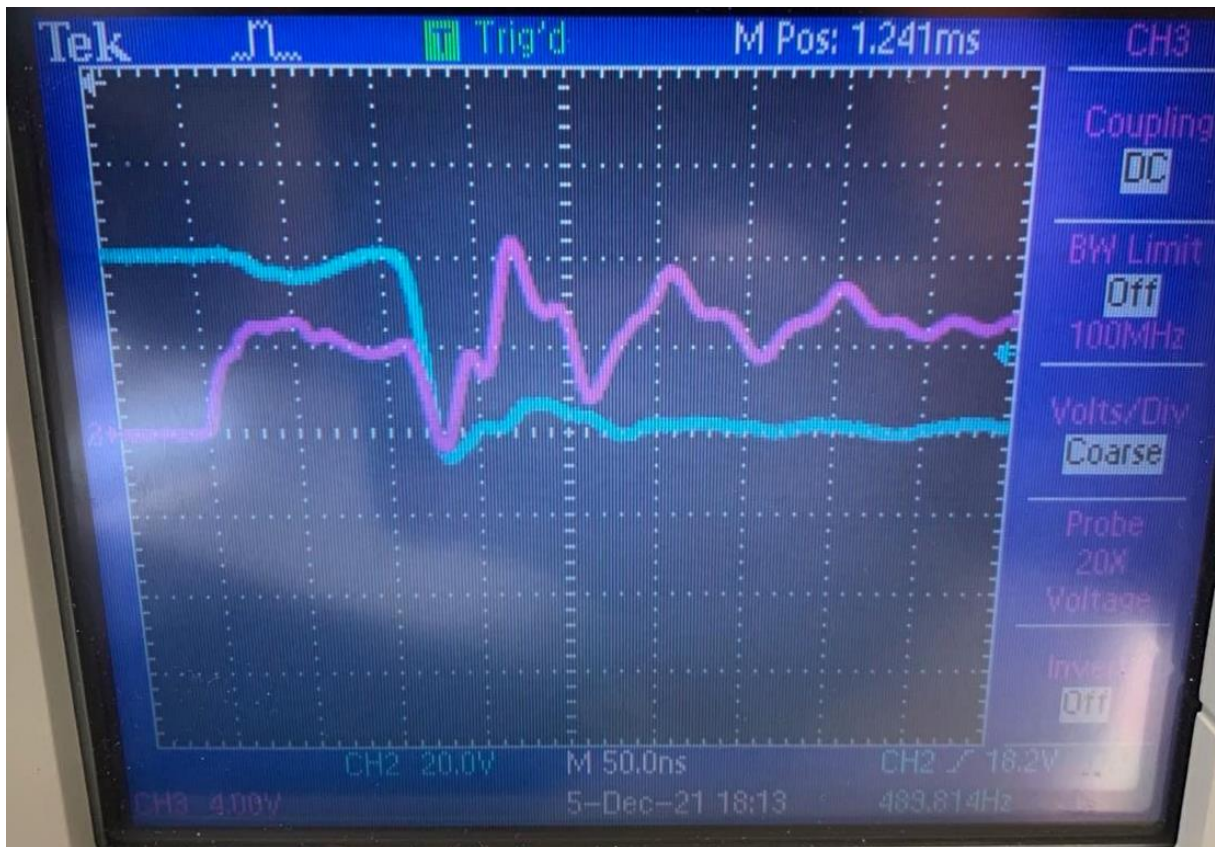


BILDE 16. HER KAN SPENNINGSTOPPENE I FASE B OBSERVERES NÅR LAV SIDE B ER KONSTANT IKKE LEDENDE OG HØY SIDE B ÅPNER OG LUKKER HURTIG. LEGG MERKE TIL AT SPENNINGSTOPPENE KOMMER MED PERIODE PÅ 2MILLI SEKUND, SOM TILSVARER ARDUINOENS PULSBREDDE LENGDE.

#### 4.2.3 RESULTAT AV TIDSFORSINKELSE FRA LOGISK SIGNAL TIL SPENNINGSFALL OVER LAST.



BILDE 17. HER ER DET AVBILDET I LILLA LOGISK SIGNAL FRA ARDUINO OG I BLÅ SPENNINGSFALL OVER LAST. HER DUTY CYCLEN 92%. MOSFETEN PÅ HØY SIDE LUKKER RASKERE ENN DEN ÅPNER.



BILDE 18. HER ER DET ZOOMET INN MED OSCILLOSKOPET PÅ FALLENDE FLANKE AV LAST SOM SETT I BILDE FØR DETTE, 4231. DET SER UT SOM EN HARMONISK FORSTYRRELSE AV FEMTE GRAD FORSTYRRER SIGNALET FRA ARDUINOEN.

## 5 DISKUSJON

### 5.1 DISKUSJON VERSJON 3, TEST AV DUTY CYCLE MOT BS-KONDENSATORSPENNING

I dette forsøket ble det også testet om å gi en duty cycle på 100/255 i 4ms og dermed en D-cycle på 0/255 i 4ms var med å påvirke spenningsfallet over motstandene (altså en nøstet duty cycle, som minner om vanlig BLDC drift). Det påvirket ikke. Dokumentasjon på denne testen eksisterer derimot ikke da det virket uviktig å dokumentere ingen forskjell. Fra bilde 17 ser man at spenningen mellom gate og jord synker når spenningsdifferansen over kondensatoren synker. Videre ser man at når kondensatorspenningen slutter å forandre seg, forsvinner spenningsfallet over lasten, selv om det er logisk høy fra Arduinoen. Kondensatorspenningen faller veldig raskt så det er grunn til å tro at den enten er for liten eller at det lekker strøm et

sted.

## 5.2 DISKUSJON VERSJON 5, TEST AV SPENNINGSFALL OVER LAST MOT DUTY CYCLE

På graf 14 kommer det fram at ved Duty-cycle på over ca. 80-86% synker ikke spenning over lasten ned til -0.4V som før. Videre fra tabell 13 ser man at med Duty cycle på 98% synker spenningen kun ned til 10V og ikke 0. På 99% synker den ned til minimalt 20V. Grunnen til at spenningen ikke synker helt ned til 0V har åpenbart med Duty-cycle å gjøre. En hypotese kan være at HS MOSFET ikke rekker å skru seg helt av før den må gå høy igjen. Ser vi på bilde 18 ser vi at fra PWM-pinen blir skrevet høy, som skrur av MOSFETEN, tar det om lag 120ns før dette skjer. En duty cycle på 99% (dvs. 1% høy fra Arduinoen og 99% høy for lasten) med 2ms periode tilsvarer nedetid på  $0.01 \cdot 2\text{ms}$  som er tilsvarer 20 000ns. Det er derfor lite sannsynlig at for kort tid til å gå lav er grunnen. Det skal nevnes at testen er på  $D=50\%$ , som nå blir sammenlignet med  $D=99\%$ . Det er tilsynelatende ingen grunn til at resultatene ikke skal være overførbare på tvers av D-cycler, men det kan være en faktor.

En annen forklaring kan være en kombinasjon av en motstand mellom fasen på 6kOhm er så høy at de parasittiske kondensatorene inne i MOSFETen klarer å drive lasten selv etter effekten har stoppet å flyte gjennom MOSFETen, fordi motstanden er så høy at kondensatoren bruker for lang tid på å tømme seg. En måte å teste denne hypotesen på er ved å åpenbart gjennomføre samme test med mindre motstand.

## 5.3 DISKUSJON VERSJON 5, TEST AV ELEKTRISK TETTHET I HVER FASE

Fra tabell 17 ser vi at det meste kan argumenteres ned til støy fra omgivelsene. Derimot i celle B mot B der høy side pulsbreddemodulerer mot en stengt lav side, ser vi at spenningstoppene som slipper gjennom er markant høyere enn spenningstoppene i A mot a og C mot c. Disse kommer også hvert 2ms, som vist på bilde nr. 5.4.1.2. 2ms er perioden på PWM-signalet som kommer inn. Duty cyclen over lasten er på 235/255 som tilsvarer 92%. Det hadde vært interessant å se om spenningstoppene hadde kommet hver halve duty cycle periode med Duty cycle på 50%, da 8% av 2ms er så kort at det vil være vanskelig å se når perioden mellom hver firkant på oscilloskopet er på 1ms. Etersom spenningstoppene varer kort, anses derimot ESC-en som tett nok, selv om lekkstrøm gjennom lav side b vil føre til effekttap i 240 av 360 grader i elektrisk vinkel.

Grunnen til at det lekker gjennom fase B er vanskelig å tyde. En mulighet kan være at en

av de 2 MOSFETene ble skadet under byggefasen eller at harmoniske overspenninger ved svitsjing kan ha gått over max- $V_{gs}$  og ødelagt MOSFETen delvis. Dette er derimot vanskelig å finne dokumentasjon på og/eller teste. Hvorfor fase B lekker mer enn fase A og C, er ikke entydig bestemt.

#### 5.4 DISKUSJON VERSJON 5, TEST AV TIDSFORSINKELSE FRA LOGISK SIGNAL TIL SPENNINGSFALL OVER LAST

Fra bilde 4231 kan det se ut som at å skru på gaten ser ut til å gå mye tregere enn å tømme gaten. Dette samsvarer godt med teorien. Under fylling av gaten er spenningsdifferansen mellom gate og source 15V konstant og går gjennom 5030ohm. Under tømning av gaten er spennings-differansen mellom gaten og jord ca. 55V og går gjennom en 30 ohms motstand. Gaten skrur seg av når spenningen mellom gate og source er under terskelspenningen, som her er 5V. Dvs. når gaten har godt fra 55V til 40V referert til jord, vil gaten stenge helt. Deretter tømmer den seg helt ned til 0V, hvis den rekker det før logisk lav fra arduinoen fyller gaten opp igjen.

Videre er det 2 forsinkelser i bildet. Den første er fra logisk høy blir gitt til stigende flanke på lasten begynner. Deretter er det fra stigende flanke begynner til den er på sitt toppunkt. Disse forsinkelsene ser ut til å henholdsvis være 5us og 10us, til en total på 15us. Forsinkelsen på 10us kunne blitt mindre hvis man byttet ut 5kOhm motstanden med en mindre motstand. Når det er sagt er dette lite signifikant. 15us av 2ms tilsvarer 0.75%. Det er neglisjerbart, men med høyere svitsjefrekvens på PWM-moduleringen kan dette bli en faktor.

På bilde 4232 det avbildet synkende flanke på last og stigende flanke fra Arduinoen. På signalet fra Arduinoen ser det ut som om det er harmoniske forstyrrelser med periode på rett under 100ns, eller rett under 10MHz. Interessant nok er Arduinoens klokkefrekvens 16MHz. Forstyrrelsens grunnfrekvens ser ut til å ligge på halvparten av arduinoens egenfrekvens og det ser ut som at det er 5. harmoniske forstyrrelser som dominerer denne sin grunnfrekvens. Dette kan være en tilfeldighet. Det som kan være skadelig eller uheldig her er at spenningstoppene når rett over 8V og Arduinoens pin skal skrive høy på 5V. En måte å dempe disse spenningstoppene på kan være å øke fra 45ohm til 60ohm fra utgangspinen av Arduinoen til BS driver-kretsen. En annen observasjon er at tidsforsinkelsen for å skru av lasten er svært kort. Man kan se at den spenningsfallet over lasten reagerer så fort spenningen ut av Arduinoen går over 4V.

## 6 KONKLUSJON

### 6.1 Grad av måloppnåelse

For å vurdere om ESC-en var vellykket går vi tilbake til de første målene. Vi starter med et mest konkrete, mål 4 og 5. Disse gikk ut på at ESC-en skulle kunne drive alle mulig former

Komponent	pris(kr)
Arduino Uno	200
Velleman DC-DC	100
9 Mosfeter	90
diverse småutstyr	200

for DC motorer. Det kan den i teorien gjøre, unntatt at dette er testet. Standard BLDC mode er åpenbart mulig og ved spoleindusert magnetfelt i DC motor uten permanentmagneter kan polene kobles mellom fase A og fase B, mens spolen induseres av forbindelsen mellom MOSFET C og MOSFET c.

Legg merke til at den eneste modusen ESC-en ikke oppfyller er børstede DC motorer som har magnetfeltviklingen i serie. Derfor er mål 4 og 5 delvis oppfylt.

TABELL 19. VELLEMAN, ARDUINO OG MOSFETER ER FAKTISK PRIS. SMPUTSTYR ER ANTATT PRIS

Mål 6 og 2 som handler om praktisk tilnærming og å bygge fra grunnen av er veldig godt oppnådd. For enda høyere måloppnåelse kunne DC-DC Buck

konverteren vært bygget fra bunn av også, men dette er ikke essensen i ESC. Mål 3 er teoretisk oppnådd fordi MOSFETbroen er dimensjonert for over 40V 20A. Når det kommer til pris koster en Arduino uno, en velleman DC-DC converter og resten av utstyret ca. 600kr. Det er billig for en ESC som teoretisk sett kan drive 1kW. Det er derimot ikke like billig som diverse ESC-er på eBay. Derfor er målet om billigere enn tilsvarende markedspris mislykkes. Dette kunne vært spart inn på en billigere mikrokontroller og en billigere DC-DC konverter.

### 6.2 LÆRDOMMER

Se vedlegg A

#### ANBEFALING TIL VIDERE ARBEID

Videre anbefales det at videreutvikling på denne oppgaven fokuserer på programmering av BLDC og børstet DC motor drifter. Hardwaren til grunne er på plass og derfor gjenstår kun programmering. Arduinoen har også nok innganger til et selvbalanserende kjøretøy

## REFERANSER

*Circuit-diagram.org*. (2021, 12 10). Hentet fra <https://www.circuit-diagram.org/editor/>

*Howtomechatronics*. (2021, 12 10). Hentet fra <https://howtomechatronics.com/how-it-works/how-brushless-motor-and-esc-work/>

José Carlos Gamazo-Real, E. V.-S.-G. (2021, 12 10). *NCBI*. Hentet fra <https://www.ncbi.nlm.nih.gov/pmc/articles/PMC3231115/>

Pagano, R. (2021, 10 12). *Researchgate*. Hentet fra [https://www.researchgate.net/figure/MOSFET-parasitic-capacitances\\_fig11\\_4050727](https://www.researchgate.net/figure/MOSFET-parasitic-capacitances_fig11_4050727)

*Researchgate*. (2021, 12 10). Hentet fra Back emf current position and position hall effect: [https://www.researchgate.net/figure/Back-EMF-current-and-position-Hall-Effect-Sensors-waveforms-of-a-three-phase-BLDC-motor\\_fig1\\_266888659](https://www.researchgate.net/figure/Back-EMF-current-and-position-Hall-Effect-Sensors-waveforms-of-a-three-phase-BLDC-motor_fig1_266888659)

*SNL*. (2021, 12 10). Hentet fra Lenz' Lov: [https://snl.no/Lenz%27\\_lov](https://snl.no/Lenz%27_lov)

*Wikipedia*. (2021, 12 10). Hentet fra Lenz' Law: [https://en.wikipedia.org/wiki/Lenz%27s\\_law](https://en.wikipedia.org/wiki/Lenz%27s_law)

*Wikipedia*. (2021, 12 10). Hentet fra Wikipedia: [https://en.wikipedia.org/wiki/Hall\\_effect](https://en.wikipedia.org/wiki/Hall_effect)

*Wikipedia*. (2021, 12 10). Hentet fra Insulated-gate\_bipolar\_transistor: [https://en.wikipedia.org/wiki/Insulated-gate\\_bipolar\\_transistor](https://en.wikipedia.org/wiki/Insulated-gate_bipolar_transistor)

## KOMPONENTER

### 1.1 MOSFET<sub>ER</sub>

#### 1.1.1 P16NF06L

#### 1.1.2 JY09M

#### 1.1.3 IRFB3607

#### 1.1.4 HY 1607

#### 1.2.1 MOSFET driver JY21L

### 1.3 Arduino Uno

### 1.4 Velleman DC-DC Buck

### 1.5 Voltage regulator MC7812CTG

## VEDLEGGOVERSIKT

### Vedlegg a: Feilsøking