

Universitetet i Bergen

GEOFYSISK INSTITUTT

Masterprogram i Energi

Spesialisering innen elkraftsystemer

Design av Grid-tilkoblet Omformer for Energilagringssystemer

Morten Matias Pedersen

Juni, 2023

Forord

Denne avhandling representerer kulminasjonen av min mastergrad i Energi ved temagruppe elkraftteknikk ved Universitetet i Bergen (UiB). Prosjektet har gått over to semestre, høsten 2022 og våren 2023, og oppgaven er et vitnesbyrd over de utallige timene med arbeid. Prosjektet er fasilitert av Høgskolen på Vestlandet (HVL), som stilte med de nødvendige ressursene og fasilitetene.

Gjennomføringen av denne oppgaven ville ikke vært mulig uten den støtten og oppmuntringen jeg har fått fra mange enkeltpersoner. Jeg vil starte med å takke min hovedveileder ved HVL, Shujun Zhang for mange verdifulle diskusjoner. Mange takk til min biveileder ved UiB, Geir Ersland for gode tilbakemeldinger. En stor takk til senioringeniør Lars Manger Ekroll for å ha gjort nødvendig laboratorieutstyr tilgjengelig og for en veldig god oppfølging på det fysiske arbeidet. Takk til medstudent Markus Njøten for fine minner og mye latter gjennom å fullføre mastergraden. En spesiell takk til min bror Mats Kristian Pedersen for mange sene kvelder og uvurderlig diskusjoner.

Til slutt vil jeg vise min takknemlighet for den urokkelige støtten fra min familie og samboer som har vært en konstant kilde til oppmuntring og inspirasjon. Deres tro på meg og mine evner har gitt den nødvendige motivasjon for å fullføre denne oppgaven.

Sammendrag

I Norge har vi et veldig høyt elektrisitetsforbruk sett i forhold til kraft per innbygger, samt at en av våre konkurransefortrinn med tanke på industri er nettopp tilgangen til billig og grønn strøm.

En utfordring med dette er at behovet for strøm samtidig krever større kapasitet på strømmettet. Dette er en uttalt utfordring fra Statnett og NVE, og det er allerede påbegynt tiltak som er opprettet mot dette i form av AMS måleren og endringer i nettleien. Dette alene er ikke nok for at Norge skal kunne møte det grønne skifte uten å bygge ut nettkapasiteten betraktelig.

En løsning som ikke er utbredt i Norge er batterisparingssystemer. Prinsippet er enkelt, man lader batteriet på tider det vanligvis er lite trafikk i strømmettet. Deretter brukes batteriet til å forsyne strøm når det er mye trafikk på strømmettet. I denne oppgaven er det gjennomgått flere løsninger for bidireksjonale AC/DC omformere tilknyttet et batterilagringssystem.

Resulterende topologi ble en Aktiv front end omformer med spenningsorientert styring. Det er implementert et passivt LCL-filer for å redusere harmonisk forvrengning, SV-PWM for å styre svitsjingen til omformeren og en SRF-PLL for å synkronisere spenningen og strømmen mot nettet.

Systemet er konstruert i MATLAB Simulink hvor det har blitt utført simuleringer for å teste responsen til DC-spenningen når omformeren opererer som likeretter, vekselretter og ved bidireksjonal drift under ulike lastforhold. Det har blitt konstruert en fysisk modell av systemet for å verifisere målingene samt implementert smeltesikringer for å beskytte systemet mot kortslutning og overstrømmer. Komponenter for LCL-fileret er dimensjonert og bestilt i henhold til funnene gjort i oppgaven. Det er benyttet IGBT-moduler og IGBT drivere som Høgskolen på Vestlandet hadde tilgjengelig, samt et kontrollpanel som har blitt designet i en tidligere masteroppgave.

Målinger som er gjort i simuleringsmodellen viser at systemet og tilhørende komponenter har kapasitet og er stabile for bidireksjonal AC/DC drift innenfor definerte referanseverdier. Systemet leverer en effektfaktor på 1:1 begge retninger, samt tilfredsstillende IEEE standard i henhold til harmonisk forvrengning.

Abstract

In Norway, we have a very high electricity consumption per capita, and one of our competitive advantages in terms of industry is precisely access to cheap and green electricity.

One challenge with this is that the demand for electricity also requires greater capacity on the power grid. This is a pronounced challenge from Statnett and NVE (Norwegian Water Resources and Energy Directorate), and measures have already been initiated to address this through the implementation of Automatic meter reading (AMR) and changes in grid tariffs. However, these measures alone are not sufficient for Norway to meet the green transition without significantly expanding the grid capacity.

One solution that is not widely adopted in Norway is battery energy storage systems. The principle is simple: the battery is charged during periods of low traffic on the power grid, and then used to supply electricity during periods of high grid traffic. In this project, several solutions for bidirectional AC/DC converters associated with battery storage system have been examined.

The resulting topology is an Active front end (AFE) converter with voltage-oriented control, a passive LCL filter has been implemented to reduce harmonic distortion, Space Vector Pulse Width Modulation (SV-PWM) is used to control the switching of the converter, and a Synchronous Reference Frame Phase-Locked Loop (SRF-PLL) is used to synchronize the voltage and current with the grid.

The system is designed and simulated in MATLAB Simulink, where simulations have been performed to test the response of the DC voltage when the converter operates as a rectifier, inverter, and in bidirectional mode under different load conditions. A physical model of the system has been constructed to verify the measurements, and fuse protection has been implemented to protect the system against short circuits and overcurrent. Components for the LCL filter have been dimensioned and ordered based on the findings of the study. IGBT modules and IGB drivers available at the Western Norway University of Applied Sciences have been used, along with a control panel that was designed in a previous master's thesis.

Measurements made in the simulation model show that the system and its associated components have the capacity and stability for bidirectional AC/DC operation within defined reference

values. The system provides a unity power factor in both directions and meets IEEE standards regarding harmonic distortion.

Ordliste

Attenuation	Reduksjon av amplituden til et signal.
Carrier waveform	En bærebølge er en bølgeform som er modulert med et informasjonsbærende signal.
Continuous states	Kontinuerlige tilstand betyr at noe reager på kontinuerlig skiftende input.
DC-Link	DC-link er koblingen som kobler batterilagringssystemets to omformere sammen
Decoupling	Koble fra eller skille.
Duty cycle	Arbeidssyklus. Definerer hvor stor del av periodetiden som er aktiv.
FFT	Fast fourier transform - Konverter et signal fra dets opprinnelige domene, om til en representasjon i frekvensområde.
Likeretter	Et apparat som transformerer AC verdier om til DC verdier.
Oscillere	Signalet får uønskede ukontrollerte svingninger.
Overshoot	Forekomsten av et signal som overstrider målet.
Settling time	Settling time er tiden det tar for et utgangssignal å nå en tilstand hvor det ikke endres noe mer (Steady-state).
Steady-state	En tilstand til et system eller en prosess som ikke endres eller har en endring som er på liten at det er ubetydelig.
Transducer	Komponent som konverter energi fra en form til en annen.

Transfer function	En overføringsfunksjon. Forklarer forholdet mellom inngangs- og utgangssignalet i frekvensplanet.
Vekselretter	Et apparat som transformerer DC verdier om til AC verdier.
Zero vector	En vektor som har null i magnitudo og ingen retning.

Akronymer

BDAC	Bidireksjonal AC/DC omformer
BDC	Bidireksjonal DC/DC omformer
BESS	Batterlagringssystem
CSC	Strømkilde omformer
DPC	Direkte effekt kontroll
EPLL	Forbedret PLL
FOC	Feltorientert kontroll
IEEE	Institutt for elektro- og elektronikk ingeniører
IGBT	Isolert gate bipolar transistor
KVL	Kirchhoffs spennings lov
MCU	Mikrokontroller enhet
MMC	Modulær flernivå omformer
PCC	Punkt for felles kobling
PCS	Kraftkonverterings system
PLL	Faselåst sløyfe
PWM	Pulse bredde modulering
QPLL	Kvadratur PLL
RMS	Kvadratisk gjennomsnitt
SOGI-PLL	Andreordens generalisert integrator PLL
SRF-PLL	Synkron referanse ramme PLL

SVPWM	Romvektor pulsebreddemodulering
THD	Total harmonisk forvrengning
VCO	Spenningsstyrt oscillator
VOC	Spenningsorientert styring
VSC	Spenningskilde omformer

Innholdsfortegnelse

Forord	i
Sammendrag	ii
Abstract	iii
Ordlister	v
Akronymer	vii
Kapittel 1: Introduksjon	1
1.1 Bakgrunn og motivasjon	1
1.2 Mål	2
1.3 Rapportens struktur	2
Kapittel 2 Teoretisk bakgrunn	3
2.1 Batterilagringssystem	3
2.2 AC-DC Omformer	4
Strømkildeomformer	4
Spenningskildeomformer	5
Sammenligning av spenningskildeomformer og strømkildeomformer	5
Omformer nivå	6
Aktiv front ende	7
2.3 Kontrollstrategi	7
Clarke og Park transformasjon	8
Pulsebreddemodulering (PWM)	12
Romvektor pulsebreddemodulering (SVPWM)	13
Spenningsorientert kontroll (VOC)	14
Direct power control (DPC)	16
Phase locked loop (PLL)	17
2.4 Harmonisk forvrengning	19
2.5 Filter	21
Passivt filter	21
Aktivt filter	22
Dempingsmetoder	22
Kapittel 3 Metode	24
3.1 Valgt topologi	24
3.2 Matematisk modell	26

3.3 PI-regulator	32
3.4 Phase locked loop (PLL)	35
3.5 Filter design	36
Filterdesign løsning 1	36
Filterdesign løsning 2	40
Filterdesign løsning 3	44
Valgt filterdesign løsning	49
3.6 DC-Link	53
3.7 Simuleringsmodell	54
Clarke & Park transformasjon	57
Space vector pulse width modulation (SVPWM)	59
Phase locked loop (PLL)	61
Kapittel 4 Resultater	62
4.1 Likeretter operasjon	62
4.2 Vekselretter operasjon	67
4.3 Bidireksjonal operasjon	70
Kapittel 5 Den fysiske modellen	76
5.1 Mikrokontroller	77
5.2 Transistor modul	78
5.3 IGBT driver	79
5.4 Kontrollpanel	80
5.5 Filter	82
5.6 Sikringer	83
5.7 Programmering	84
Skalering av fasespenningene (V_a , V_b , V_c)	86
Skalering av fasestrømmene (I_a , I_b , I_c)	89
Skalering av likespenningen (V_{dc})	91
Blått LED-lys	92
Kapittel 6 Diskusjon	94
6.1 Simuleringsmodell	94
6.2 Den fysiske modellen	96
Kapittel 7 Konklusjon	99
Bibliografi	102
Vedlegg	106
A Matlab kode	106

B Kontrollpanelets underlag.....108

Figurer

FIGUR 2-1: ENKEL VISUELL FRAMSTILLING AV ETT-STEGS BESS, BESTÅENDE AV TREFASE NETT, BDAC OG BATTERI.	3
FIGUR 2-2: ENKEL VISUELL FRAMSTILLING AV TO-STEGS BESS, BESTÅENDE AV TREFASE NETT, BDAC, DC-LINK, BDC OG BATTERI	4
FIGUR 2-3: TRE-FASE REFERANSERAMMEN VISER ABC VERDIENE, TO-FASE REFERANSE RAMMEN VISER AB VERDIENE ETTER CLARKE TRANSFORMASJON OG DEN ROTERENDE REFERANSE RAMMER VISER DQ VERDIENE MAN FÅR ETTER PARKS TRANSFORMASJON [12]	8
FIGUR 2-4: ALLE ÅTTE MULIGE SVITSJEKOMBINASJONENE SETT I PRAKSIS [19].....	14
FIGUR 2-5 ET GENERELT BLOKK DIAGRAM AV EN AFE MED SPENNINGSORIENTERT STYRING (VOC). REDIGERT VERSJON HENTET FRA [19].....	15
FIGUR 2-6: ET VANLIG OPPSETT FOR GENERELL PLL [19].....	18
FIGUR 2-7: VISUELL BESKRIVELSE AV DE ULIKE ORDENENE AV HARMONISK FORVRENGNING [25].....	20
FIGUR 3-1: VALGT TOPOLOGI AV SYSTEMET, REDIGERT VERSJON HENTET [19].....	24
FIGUR 3-2: ENFASE EKVIVALENT KRETS AV SYSTEMET, HENTET FRA [36].....	28
FIGUR 3-3: FORENKLET ENFASE EKVIVALENT KRETS AV SYSTEMET[36].....	31
FIGUR 3-4: BODE DIAGRAM AV ORGINALE TRANSFER FUNCTION (G_LCL) OG DEN FORENKLEDE TRANSFER FUNCTION (G_L)	32
FIGUR 3-5: KONTROLLERENS OPPSETT. REDIGERT UTGAVE HENTER FRA [37].	33
FIGUR 3-6: VISUELL FRAMSTILLING AV EN SRF-PLL [23].....	35
FIGUR 3-7: VARIASJONER AV TOTAL INDUKTANS GRENSENE PÅ HENSYN AV RATIO K, HENTET FRA [39]	38
FIGUR 3-8: IMPLEMENTERING AV CAPACTIOR CURRENT FEEDBACK I KONTROLLEREN. HVOR NETTSPENNING FEEDFORWARD OG STRØMMENS UNCOUPLING TERM ER UTELATT FOR EN ENKLERE VISNING [24.]	40
FIGUR 3-9: EN FRAMSTILLING SOM VISER AT RESONANSFREKVENSSOM ER BEREGNET AV FILTER PARAMETEREN FRA TABELL 3-6 HAVNER INNENFOR DET STABILE FREKVENSSOMRÅDE.....	49
FIGUR 3-10: HOVED KRETSEN TIL SIMULERINGSMODELLEN	55
FIGUR 3-11: PLL & KOORDINAT TRANSFORMASJON TIL SIMULERINGSMODELLEN	56
FIGUR 3-12: KONTROLLEREN TIL SIMULERINGSMODELLEN	56
FIGUR 3-13:VISER INNSIDEN AV SUBSYSTEMET ADC2DQ VIST I FIGUR 3.10.....	57
FIGUR 3-14:MÅLINGER AV NETTSPENNING I ABC DOMENE	58
FIGUR 3-15:NETTSPENNINGENE I DEN STASJONÆRE REFERANSERAMMEN.....	58
FIGUR 3-16:DC-VERDIER SETT I DEN ROTERENDE REFERANSERAMMEN	58
FIGUR 3-17: SIMULINK BLOKK DIAGRAM AV SV-PWM. SUBSYSTEM "SPACEVECTOR PWM" I FIGUR 3-11.....	59
FIGUR 3-18: SUBSYSTEMET "ABC→CONTROL SV-PWM" I FIGURE 3-16.	60
FIGUR 3-19: SIMULERINGSMODELLENS PLL.....	61
FIGUR 3-20: MÅLINGER FRA UTGANGEN WT. SAGTANNFORMEDE SIGNALET REPRESENTERE NETTETS FASEVINKEL SOM ER BEGRENSET MELLOM 0 - 2π.....	61
FIGUR 4-1: DEN RESISTIVE LASTEN SOM BRUKES I LIKERETTER OPERASJON TEST	62
FIGUR 4-2: MÅLERESULTAT AV DC-SPENNINGEN OVER LASTEN	63
FIGUR 4-3: MÅLERESULTATER AV LIKESTRØMMEN SOM GÅR GJENNOM LASTEN.	64
FIGUR 4-4: MÅLERESULTAT FRA NETTSTRØMMEN OG NETTSPENNINGEN I FASE A, HVOR SPENNINGEN ER BLÅ OG STRØMMEN ER RØD.	64
FIGUR 4-5: DEN REGENERATIVE LASTEN SOM BRUKES I LIKERETTER OPERASJON TEST.....	67
FIGUR 4-6: MÅLERESULTATENE FRA LIKESPENNINGEN VDC OG REFERANSE VERDIEN VDC-REF	68
FIGUR 4-7: MÅLERESULTATER AV LIKESTRØMMEN SOM GÅR GJENNOM LASTEN.	69
FIGUR 4-8: MÅLERESULTAT AV NETTSTRØMMEN OG NETTSPENNINGEN I FASE A, HVOR SPENNINGEN ER BLÅ OG STRØMMEN RØD.	69

FIGUR 4-9: EN BLANDING AV DE TO TIDLIGERE LASTENE, SOM ER ANVENDT FOR Å SIMULERE ENDRINGEN MELLOM LIKERETTER OG VEKSELRETTER OPERASJON	71
FIGUR 4-10: MÅLERESULTATER AV LIKESPENNINGEN V_{DC} OG REFERANSE SPENNINGEN V_{DC-REF}	72
FIGUR 4-11: MÅLERESULTAT AV LIKESTRØMMEN SOM GÅR GJENNOM LASTEN	73
FIGUR 4-12: MÅLINGSRESULTATER FOR NETTSPENNING OG NETTSTRØM I FASE A	73
FIGUR 5-1: VISUELL FRAMSTILLING AV DEN FYSISKE MODELLEN I SIN HELHET	76
FIGUR 5-2: LAUNCHXLF28379D. MIKROKONTROLLEREN ER DEN SVARTE BRIKKEN SENTRALT PÅ KORTET	78
FIGUR 5-3: SEMIKRON SKM100GB12T4, OG KOBLINGSSKJEMA FOR KOMPONENTEN [45]	79
FIGUR 5-4: ANVENDT IGBT-DRIVER SKHI 23/12 (R)	80
FIGUR 5-5: KONTROLLPANELET SOM HAR BLITT DESIGNET I EN TIDLIGERE OPPGAVE.....	81
FIGUR 5-6: DET FYSISKE FILTERET SOM HAR BLITT DESIGNET.....	82
FIGUR 5-7: SMELTESIKRINGENE SOM HAR BLITT FESTET I SIKRINGSKLEMMEHOLDERE OG KOBLES TIL BANANPLUGGER	83
FIGUR 5-8: PROGRAMMERINGSMODELLENS KONTROLLER.....	84
FIGUR 5-9: PROGRAMMERINGSMODELLENS PLL & KOORDINAT TRANSFORMASJON.....	84
FIGUR 5-10: PROGRAMMERINGSMODELLENS BLOKK PROGRAMMERING AV INNGANG OG UTGANG	85
FIGUR 5-11: VISER HVORDAN MÅLINGENE GÅR GJENNOM EN OPÅMP KRETS I DEN FYSISKE MODELLEN, OG SKALERT TILBAKE I PROGRAMMERINGSMODELLEN.....	86
FIGUR 5-12: OPÅMP KRETSEN TIL FASESPENNINGENE (V_A , V_B OG V_C), REDIGERT UTGAVE HENTET FRA [36]	87
FIGUR 5-13: OPÅMP KRETSEN TIL FASESTRØMMENE (I_A , I_B OG I_C), REDIGERT UTGAVE HENTET FRA [36].	89
FIGUR 5-14: OPÅMP KRETSEN FOR LIKESPENNINGEN (V_{DC}), REDIGERT UTGAVE HENTER FRA [36]	91
FIGUR 5-15: KRETSEN FOR BLÅTT OG RØDT LED-LYS SOM ER INTEGRERT PÅ LAUNCHPAD. HENTET FRA [47]....	93
FIGUR 5-16: BLOKKDIAGRAMMET TIL BLÅTT LED-LYS	93

Tabeller

TABELL 2-1: TABELL FOR ALLE DE MULIGE SVITSJEKOMBINASJONER FOR TO-NIVÅ OMFORMER[18]	13
TABELL 3-1 VALGT TOPOLOGIS PARAMETER.....	26
TABELL 3-2: FILTER PARAMETER MED NOMINELL EFFEKT PÅ 5kW	39
TABELL 3-3: FILTER PARAMETER MED NOMINELL EFFEKT PÅ 2kW	39
TABELL 3-4: FILTER PARAMETER MED TRE ULIKE VARIANTER AV RF. FOR GENERELL LØSNING, INGEN DEMPING OG AKTIV DEMPING.....	44
TABELL 3-5: FILTER PARAMETER FOR METODE 3.	48
TABELL 3-6: PASSENDE FILTER PARAMETER MED HENSYN PÅ SPENNINGSFALL OG EFFEKTTAP	49
TABELL 3-7: FILTER PARAMETER FRA DEN GENERELLE LØSNINGEN FRA METODE 2.....	50
TABELL 3-8: SPESIFIKKE FILTER PARAMETER OG RESULTERENDE THD I NETTSTRØMMEN VED 50% AV NOMINELL EFFEKT 1kW OG 100% AV NOMINELL DRIFT 2kW	51
TABELL 3-9: VISER THD I % AV NETTSTRØMMEN FOR FILTERPARA.....	51
TABELL 3-10: TRE TABELLER MED FILTER PARAMETER FOR ULIKE FORHOLD MELLOM DE TO FILTER SPOLENE	52
TABELL 3-11:TO TABELLER SOM VISER DE BESTE FILTER PARAMETERNE I FORM AV BESTE RESULTATER AV THD	52
TABELL 3-12: VALGTE FILTER PARAMETER.....	53
TABELL 3-13:SIMULERINGSMODELLENS PARAMETER	57
TABELL 4-1: DE ULIKE LASTNIVÅENE FOR LIKERETTER OPERASJON TESTEN	63
TABELL 4-2: TRANSIENT OG STEADY-STATE RESPONSEN TIL SYSTEMET UNDER LIKERETTER OPERASJON	65
TABELL 4-3: TRANSIENT OG STEADY-STATE RESPONSEN UNDER VEKSELRETTER OPERASJON.....	70
TABELL 4-4: DE ULIKE LASTNIVÅENE FOR BIDIREKSJONALE TESTEN	72
TABELL 4-5: TRANSIENT OG STEADY-STATE RESPONSEN TIL SYSTEMET UNDER BIDIREKSJONAL DRIFT.....	74
TABELL 5-1: DEN FYSISKE MODELLENS PARAMETER	77
TABELL 5-2: DET FYSISKE FILTERETS PARAMETER, SAMMENLIGNET MED DET TEORETISKE FILTERETS PARAMETER	82

Kapittel 1: Introduksjon

1.1 Bakgrunn og motivasjon

Norge er i verdenstoppen når det kommer til elektrisitetsforbruk per innbygger, og skiller seg blant annet ut ved å bruke elektrisitet til oppvarming og matlaging [1]. Samtidig er Norge det landet med flest elektriske kjøretøy per innbygger [2]. I en rapport utredet av NVE legges det til grunn at kraftforbruket skal økes med 36 TWh innen 2040 [3]. Dette skyldes i hovedsak elektrifisering av norsk sokkel, transport og ny industri.

Et fundamentalt problem som oppstår når elektrisiteten er så integrert i det norske samfunn er at flere husholdninger og bedrifter vil trekke mer strøm samtidig, noe som fører til høyt effektuttak eller såkalte effekttopper. Effektuttaket bestemmer hvor stor kapasitet man må ha i strømmettet og dersom effektuttaket overgår kapasiteten vil man få problemer med forsyningsikkerhet og spenningskvalitet. Det norske strømmettet har allerede utfordringer med dagens forbruk, og det er satt i gang tiltak i form av en ny nettleie. Her øker kostnaden for forbrukeren alt etter hvor mye strøm som blir brukt samtidig. I følge NVE skal kraftbransjen investere 135 milliarder kroner i kraftnettet mellom 2018-2027 [4]. Dette er allikevel ikke nok for å dekke den forventede veksten i forbruket. Ulempene ved å bygge nye kraftlinjer og utbedre det norske strømmettet er høye investeringskostnader, det tar lang tid og det skaper en interessekonflikt med naturhensyn og friluft. Hvis man ikke bygger ut kraftlinjene eller hvis kraftlinjene ikke blir oppgradert tilstrekkelig i forhold til veksten, vil nettselskapene i verste fall måtte rasjonere strøm for å unngå høye effekttopper. De siste årene har prisen på strøm fått en betydelig økning. Dette skyldes hovedsakelig kraftkablene til Europa og kraftig reduksjon av import av russisk gass til Europa etter krigen i Ukraina. Denne betydelige økningen i kostnad for forbrukerne gir en større motivasjon for løsninger som innebærer batterilading tilknyttet nettet eller solceller.

En løsning for å unngå høye effekttopper er at man installerer batteriløsninger på strømmettet. Dette lades opp ved lav belastning og lades ut ved høy belastning, og er et Batterilagringssystem (BESS). Denne teknologien vil redusere de høyeste toppene som fører til at effektforbruket ikke overstrider nettets kapasitet. Denne teknologien kan utnyttes av både nettselskap og husholdninger. For nettselskapene kan batteriene utnyttes for å unngå situasjoner hvor det må rasjoneres fordi etterspørselen overstrider kapasiteten. Batteriløsningen vil kunne bedre både

forsyningssikkerheten og spenningskvaliteten til nettselskapet. For husholdninger kan teknologien brukes for å redusere strømregningen. Et eksempel sett fra husholdningers side, er at batteriet lades opp om natten da spotprisen er lav, og utlades rundt klokken fire, hvor spotprisen normalt er høy.

1.2 Mål

Målet med denne oppgaven er å designe og implementere et tre-fase bidireksjonal AC/DC omformer system som en del av et større batterilagringssystem. Prosjektet er avgrenset mellom kraftnettet og DC-buss. Mer spesifikt er målene følgende:

- Foreslå en topologi og beskrive hvordan den opererer
- Konstruere en simuleringsmodell i Simulink. Det er ønskelig at simuleringsmodellen blir designet med en dynamisk last for å simulere variabel belastning.
- Få simuleringsresultater som verifiserer bidireksjonal drift, effektfaktor lik 1 og en totalharmonisk forvrengning som tilfredsstiller standarden til Institute of Electrical and Electronics Engineers på <5% [5].
- Konstruere en fysisk prototype og måle utgangen for å verifisere simuleringsresultatene

1.3 Rapportens struktur

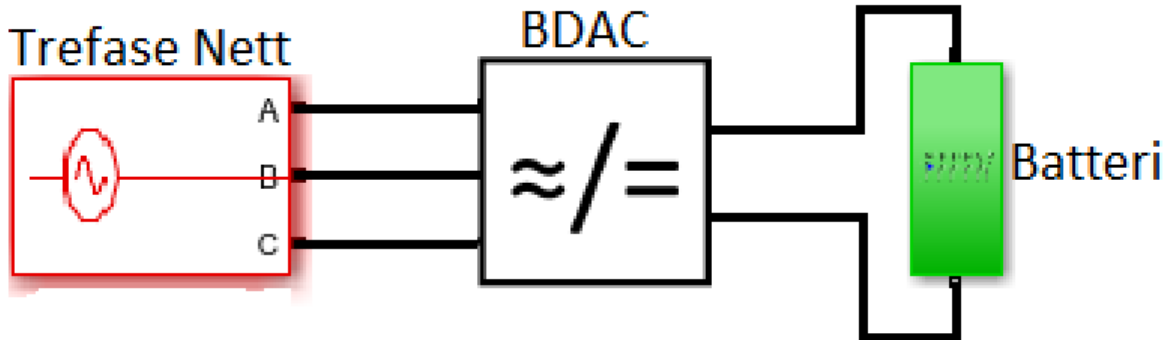
Rapporten er strukturert etter en naturlig rekkefølge i en typisk arbeidsprosess. Neste kapittel, er en gjennomgang av relevant teori for å designe en tre-fase bidireksjonal AC/DC omformer-system. I kapittel 3 blir den valgte topologien forklart og begrunnet, og simuleringsmodellen blir presentert. Resultater fra ulike tester utført i simuleringsmodellen blir presentert og dokumentert i kapittel 4. Kapittel 5 er en gjennomgang av den fysiske modellen, og blir en ekvivalent til resultater av det fysiske arbeidet. Prosjektet blir diskutert i kapittel 6, hvor funnene til prosjektet blir tolket og diskutert. Avhandlingen avsluttes med konklusjon i kapittel 7.

Kapittel 2 Teoretisk bakgrunn

2.1 Batterilagringsystem

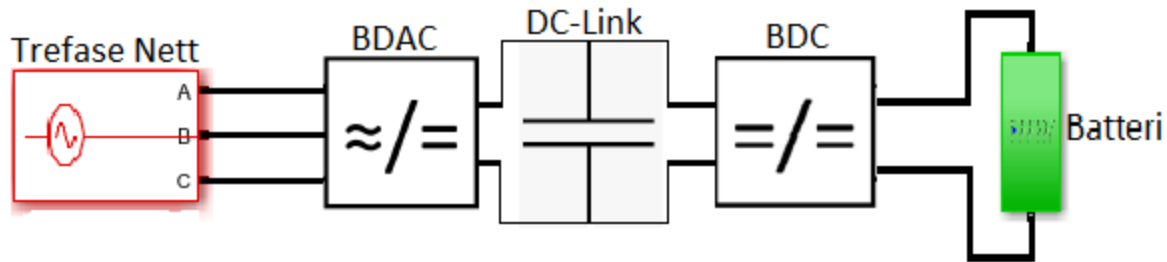
Batterilagringsystem (BESS) er systemer hvor man anvender oppladbare batterier som kan lagre energi fra forskjellige kilder og lades ut ved behov. BESS kan bestå av ett eller flere batterier og kan brukes for å balansere kraftnettet eller for å gjøre dets stabilitet bedre. Kraftnettet kobles til PCS (Power conversion system) som videre kobles til batteriet.

PCS er ansvarlig for kraftflyten mellom kraftnett og batteri. Det er vanlig å designe systemet som ett-steps BESS eller to-steps BESS. Ett-steps BESS består PCS av en bidireksjonal AC/DC konverter (BDAC) som bindeledd mellom kraftnettet og batteriet. Denne konfigurasjonen er billigere fordi PCS krever mindre komponenter enn for to-steps BESS. Ett-steps BESS har derimot noen ulemper, blant annet må BDAC inneholde transformator for å justere spenningsnivået. Et annet problem er at batteriet ikke utlades konstant. Litium-ion batteriet sitt spenningsnivå kan under utladning variere mellom 70% og 100% [6].



Figur 2-1: Enkel visuell framstilling av ett-steps BESS, bestående av trefase nett, BDAC og batteri.

To-steps BESS har PCS som består av en BDAC og en bidireksjonal DC/DC omformer (BDC), hvor en kondensator fungerer som bindeledd og DC-link. I denne konfigurasjonen blir PCS mer kompleks, men ved bruk av BDC vil BDAC slippe å ha transformator. En annen viktig fordel er at BDC kan gi en stabil DC-link spenning som gjør at BDAC kan ha konstant input spenning når den opererer som inverter ved batteriutladning.



Figur 2-2: Enkel visuell framstilling av to-steps BESS, bestående av trefase nett, BDAC, DC-link, BDC og batteri

2.2 AC-DC Omformer

En egenskap som er helt grunnleggende for BDAC er at den skal kunne driftes i to forskjellige moduser, avhengig av om batteriet lades eller utlades. Når batteriet lades skal BDAC fungere som en likeretter, hvor den konverterer nettspenning som er AC-verdier om til DC-spenning for batteriet. Ved utladning av batteriet skal omformeren fungere som inverter, hvor den konverterer DC-link spenningen til AC spenning med rene sinusformede kurver som er synkronisert mot nettet.

Ved valg av omformer er det viktig å definere hvilken type topologi som skal benyttes. Dette gjøres ved å evaluere egenskapene til de forskjellige topologiene og hva slags krav som stilles til systemet. Et vanlig skille på omformeren er om omformeren klassifiseres som en spenningskilde omformer (VSC) eller en strømkilde omformer (CSC).

Strømkildeomformer

En strømkildeomformer (CSC) er en omformer som bruker en strømkilde som hovedelementet i konverteringen. I en CSC trekker omformeren en konstant strøm fra kilden og leverer den i en annen form. Den kontrollerer strømmen som en kilde og tilpasser spenningen for å opprettholde den konstante strømmen gjennom belastningen. For en CSC-omformer vil DC-linkens strøm opprettholde samme polaritet. Effektflytens retning justeres ved polariteten til DC-link spenningen [7].

CSC-omformere bruker ofte brytere som Insulated Gate bipolar Transistors (IGBT), tyristor eller Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effekt Transistors (MOSFET) for å kontrollere strømmen i

omformerer. Bryterne slås av og på for å regulere strømmen og opprettholde den ønskede strømverdien ved utgangen. CSC-omformere er veldig utbredt innenfor høyspennings likestrømsoverføringssystemer og andre applikasjoner som krever høy strømstyring og effektivitet [8].

Spenningskildeomformer

Spenningskildeomformer (VSC) er en omformer som bruker en spenningskilde som hovedelementet i konverteringen. I en VSC leverer omformerer en konstant spenning og regulerer strømmen som respons på belastningens krav. VSC-omformere kan kontrollere både aktiv og reaktiv effekt, og de gir fleksibilitet og nøyaktig regulering av spenning og strøm. Spenningskildeomformer (VSC) holder DC-link spenningen ved en fast polaritet. Retningen til effektflyten bestemmes av polariteten til DC-link strømmen [7].

VSC er den mest populære topologien for Distributed generation (DG) systemer med AC/DC kraftomforming med bidireksjonal flyt. DG systemer kan betegnes som desentraliserte kraftproduksjons systemer som generer elektrisitet nær eller ved punkt for forbruk. VSC har en viktig rolle for nett-koblede spenningsapplikasjoner som sol- og vindkraftsystemer, el-bil ladere og batterilagringssystemer [9].

En spenningsreguleringskrets overvåker og regulerer spenningen i omformerer. Denne kretsen sammenligner den faktiske spenningen med den ønskede spenningen og justerer bryterne for å opprettholde den ønskede spenningen. Dette sikrer at spenningen forblir konstant, selv med endringer i lasten.

Sammenligning av spenningskildeomformer og strømkildeomformer

Strømkildeomformerer blir forsynt med en konstant strøm, mens spenningskildeomformerer forsynes med en konstant spenning. For et to-steps batterilagringssystem som inneholder DC-link vist i figur 2-2, vil man med implementering av CSC få en induktiv lagring som DC-link, mens ved implementering av VSC vil man få en kapasitiv lagring. En detaljert sammenligning av CSC og VSC utført av A.VanderMeulen og J. Maurin ble publisert av Eaton i 2014 [10]. I denne

undersøkelsen ble det konkludert at VSC er mer effektiv og pålitelig, på bakgrunn av at VSC skårer høyest på dynamisk respons, effektfaktor og harmonisk forvrenging [10].

Omformer nivå

Uavhengig av om omformeren har spennings- eller strømkilde kan man videre dele omformeren inn i ulike nivåer, hvor antall nivå på omformer relateres til hvor mange ulike nivå spenning og strøm man kan få på utgangen. Den vanligste omformeren er en to-nivå omformer som kan produsere en utgangsspenning eller utgangsstrøm med nivåer enten 0 eller (+/-) Vdc. Omformere med høyere nivå enn to-nivå blir ofte samlet under fellesbetegnelsen multi-nivå omformere. En tre-nivå omformer, som også kan betegnes som en multi-nivå omformer vil produsere utgangsspenning eller en strøm med tre nivåer [11].

En omformer som produserer en utgangsspenning eller utgangsstrøm med et nivå på 0 eller (+/-) Vdc er kjent som en to-nivå omformer. Denne konverteren har en enkel struktur, som også gjør den billigere. Den har derimot betydelig mengde utgangsharmonier, som kan føre til at det kreves et stort filter for å kunne levere rene sinusformete utgangsspenninger [12].

Utgangsspenningens bølgeform er produsert ved bruk av pulsebreddemodulering (PWM) med to spenningsnivåer. Dette fører til at utgangsspenningen og strømmen blir forvrengt og skaper utgangsharmonier [11].

En omformer som produserer utgangsspenning eller utgangsstrøm med flere enn to nivåer blir ofte samlet i fellesbetegnelsen multi-level omformer (MLC). Antallet spenningsnivåer i en MLC kan variere, avhengig av designet og bruksområdet, men det er vanlig å ha tre eller flere spenningsnivåer. Disse spenningsnivåene oppnås ved å kombinere flere mindre spenningsnivåer, for eksempel fra kondensatorer eller separate kretser. Det finnes mange ulike typer multi-level omformere, blant annet Diode clamped konverter, som bruker kondensatorer i serie for å skille DC-link spenningen til et sett med spenningsnivåer.

De viktigste fordelene ved multi-level omformer er økningen av effekt, reduksjon av spenningsbelastningen på bryterenheter og forbedrer spenningsbølgene som igjen tillater et billigere og mindre filter [11] [13].

Aktiv front ende

Det som definerer om omformeren, kan kalles en aktiv front ende er at istedenfor å bruke dioder i likeretteren for å konvertere strømmen fra veksel til likestrøm bruker AFE isolerte-gate bipolare transistor (IGBT). IGBT er enheter som kontrollerer svitsjingen elektronisk, derav uttrykket "aktiv" front end. AFE er i dag veldig populær og blir ofte anvendt i blant annet batteriladere, DC-stasjoner og kontrollkretser for ulike kraftelektroniske omformere [14].

Aktiv front ende (AFE) er en kontrollerbar likeretter med fordelen at den gir bidireksjonal kraftutveksling mellom AC og DC. AFE bruker PWM-modulasjon som blir beskrevet i et senere kapitlet til å kraftig redusere karakteristiske topper av strøm og danne en perfekt sinusbølge. AFE gir også veldig lave harmoniske strømmer $THD < 5\%$ [15], samtidig som den forbedrer effekt faktoren som fører til at man kan spare penger ved at man slipper å kjøpe ekstra utstyr for å bedre strømkvaliteten.

I denne typen PWM-likeretter er det vanlig å bruke PI-kontrollere som kaskadekontroll. I den ytre sløyfen styres DC-spenning gjennom en PI-regulator som genererer strømreferansen. I den indre sløyfen styres nettstrømmen ved hjelp av to PI-regulatorer som kontrollerer direct axis og quadrature axis (dq) strømmene, som blir forklart i kapittel 2.3 Clarke and Park transformasjon.

2.3 Kontrollstrategi

Dette kapitlet består av ulike løsninger for å manipulere konverteringsprosessen i en trefase konverter. Begrepet kontroll strategi for omformere brukes til å beskrive evnen til å påvirke kraftomformingen.

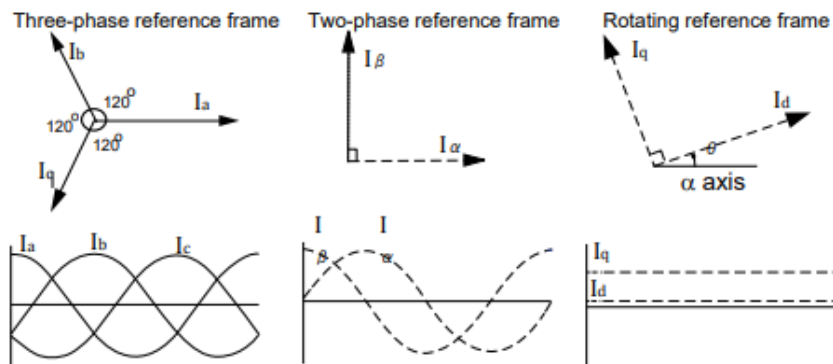
Voltage oriented control (VOC) og direct power control (DPC) er to sentrale måter for spenningsbasert kontroll. Begge opererer likt med DC referansespenning og linjemålinger som input, men de fungerer på helt ulike reguleringsmetoder. For metoden VOC blir vekselstrøm målinger transformert til en roterende referanseramme ved hjelp av koordinasjon transformasjon. Dette gjør at vekselstrømmen kan behandles som tilnærmet likestrøm og lett kan reguleres av en indre strømsløyfe for å generere referansesignal til PWM.

Målet til DPC er å kontrollere den aktive og reaktive effekten uten noe underliggende strømsløyfe. Den består hovedsakelig av en momentan aktiv og reaktiv effektberegning og en svitsjetabell. DPC skiller seg fra VOC ved at den ikke har strømsløyfe, og ved at den ikke behøver å transformere til den roterende referanserammen. Svitsjetabellen baserer seg på momentane feil mellom den målte verdien og estimerte verdier av aktiv og reaktiv effekt. Prinsippet bak metoden er å effektivt kalkulere effekt for å bestemme svitsje tilstand.

I en rapport [16] hvor de sammenlignet DPC og VOC kom de fram til at begge viste god dynamisk respons, der DPC skåret høyest. Til gjengjeld produserte DPC en høyere harmonisk forvrenging som forverret steady-state ytelsen. Det er viktig å nevne at rapporten la til grunn at kretsen inneholdt et L-filter og nevner at LCL filter burde undersøkes. Filter forklares nærmere i kapittel 2.5 Filter.

Clarke og Park transformasjon

Som nevnt tidligere, bruker VOC koordinat transformasjon til å endre AC målinger til tilnærmet DC verdier for å bedre arbeidsvilkårene for reguleringsløyfe. Etter reguleringen blir verdiene som oftest transformert tilbake til AC verdier. Verdiene som blir målt og mates inn i kontrollsystemet er trefase sinusformede verdier. Disse er i konstant endring som gjør de mer komplekse og mer utfordrende å kontrollere. Ved å forenkle verdiene til tilnærmet DC-verdier, vil kontrolleringen av disse verdiene bli mer håndterbare og man vil kunne bruke enklere metoder for kontrollprogramvaren. Denne forenklingen skjer i to steg ved hjelp av Parks og Clarkes transformasjon.



Figur 2-3: Tre-fase referanserammen viser abc verdiene, to-fase referanse rammen viser $\alpha\beta$ verdiene etter Clarke transformasjon og den roterende referanse rammer viser dq verdiene man får etter Parks transformasjon [12]

Clark transformasjon blir brukt for å transformere trefase verdiene fra trefase referanserammen til to komponenter på den ortogonale stasjonære referanserammen, som også kalles $\alpha\beta$ referanseramme. Ved å anta at vekselstrømmene er balansert og symmetriske, og dermed har 120° faseforskyvning kan de to komponentene på den ortogonale stasjonære referanserammen uttrykkes:

Clarke transformasjon:

$$I_{\alpha\beta\gamma} = \frac{2}{3} \begin{vmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{vmatrix} \begin{pmatrix} I_a(t) \\ I_b(t) \\ I_c(t) \end{pmatrix}$$

Ligning 2-1

Effekt variant av Clarke transformasjon:

$$I_{\alpha\beta\gamma} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{vmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{vmatrix} \begin{pmatrix} I_a(t) \\ I_b(t) \\ I_c(t) \end{pmatrix}$$

Ligning 2-2

Invers Clarke transformasjon:

$$I_{abc} = \frac{2}{3} \begin{vmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{vmatrix} \begin{pmatrix} I_{\alpha}(t) \\ I_{\beta}(t) \\ I_{\gamma}(t) \end{pmatrix}$$

Ligning 2-3

Hvis man skal kalkulere aktiv eller reaktiv effekt i $\alpha\beta$ domene, må man benytte en litt annerledes versjon av Clarke transformasjonen som vist i effekt varianten av Clarke transformasjon. På grunn av at vekselstrømmene er balansert og symmetrisk vil strømmen definert som gamma (γ) være lik 0 og blir omtalt som zero komponent.

Verdiene i $\alpha\beta$ domene er fortsatt sinusformet og vil skape vanskelig arbeidsforhold for PI regulator eller reguleringsløyfer. Siden verdiene konstant er i endring vil regulatorene slite med å kontrollere disse, grunnet at regulatorene trenger steady-state input for å arbeide. Ved hjelp av Park transformasjon vil disse AC-signalene bli forenklet til DC verdier. Terminologien av dette er å transformere fra den stasjonære $\alpha\beta$ rammen til den roterende referanserammen, også kalt dq koordinat system. Det kan sammenlignes ved at man prøver å se på en spesifikk hest på en roterende hestekarusell når man står ved siden av karusellen. Det ville vært en enklere oppgave om man hoppet opp på den roterende karusellen. Siden man har samme rotasjonsbevegelse som hesten, vil hesten stå i ro [17].

Park transformasjonen omgjør de to sinusformete verdier α og β om til to steady-state DC verdier kalt d og q, noe som gjør det mye enklere for kontrolleren. Verdiene blir transformert fra den ortogonale stasjonære referanserammen ($\alpha\beta$) til den roterende referanserammen (dq). Parks transformasjon kan uttrykkes ved følgende formel:

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \\ I_0 \end{bmatrix}$$

Ligning 2-4

Posisjon til d og q komponentene bestemmes av vinkel (θ), denne vinkelen blir hentet ut ved PLL, som forklares i kapittel 2.3 Faselåst sløyfe. Parks transformasjon har i likhet med Clarke transformasjon en zero komponent, forutsatt at det er balansert AC-verdier. Dersom man kombinerer matrisen for Clarke transformasjon med matrisen til Park transformasjon kan man gjøre hele transformasjonen i et steg. Matrisen for å forvandle trefase verdiene abc til verdiene dq på den roterende referansesammen uttrykkes ved følgende matrise:

Parks transformasjon

$$\begin{bmatrix} d \\ q \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin \theta & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix}$$

Ligning 2-5

Parks: Effekt variant:

$$\begin{bmatrix} d \\ q \\ 0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sin \theta & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix}$$

Ligning 2-6

Parks Invers variant:

$$\begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin \theta & \cos \theta & 1 \\ \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & 1 \\ \sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d \\ q \\ 0 \end{bmatrix}$$

Ligning 2-7

Pulsebreddemodulering (PWM)

Pulse width modulation (PWM) som oversettes til pulsbreddemodulasjon på norsk er en metode for å styre og endre varigheten på en puls over tid. Dette blir ofte brukt til å kontrollere den leverte effekten til en last. Metoden brukes også for å sikre likeretterdrift, ved at strømmen som blir trukket fra nettet blir modulert slik at den holder seg i fase med spenningen som trekkes. Teknikken modulerer duty cycle til svitsjekomponentene for å kontrollere utgangsspenning og utgangsstrøm. Prinsippet bak teknikken er å sammenligne en referanse bølgeform, som ofte er en sinusformet bølgeform for AC-applikasjoner, med en carrier bølgeform med høy frekvens. En carrier bølgeform er ofte en sagtann eller trekantet bølgeform. Når referanse bølgeformen er større enn carrier bølgeformen, vil svitsjekomponenten slås på. Når referansen er mindre enn carrier vil svitsjekomponenten være av. Den resulterende bølgeformen vil ha en varierende duty cycle, som kan justeres for å kontrollere amplitude og frekvensen til utgangsspenning og utgangsstrømmen.

I en VOC skjer dette inni en lukket strømsløyfe. Kontrollsløyfene består av en ytre spenningsløyfe og en indre strømsløyfe, som bruker Clarke og Park transformasjon for å produsere nødvendig AC referansesignaler for PWM modulen. Videre sammenlignes disse referansesignalene med et repeterende trekantsignal for å fastslå svitsje tilstand.

Romvektor pulsebreddemodulering (SVPWM)

SVPWM er en avansert PWM-teknikk som er mye brukt i inverter -og likeretterkontroller. Metoden forbedrer utnyttelsen av DC-bus spenningen og reduserer harmonisk forvrengning i utgangsbølgeformen. SVPWM er basert på det faktum at et tre-fase-spenningssystem bare inneholder to uavhengige variabler. Man kan representere tre-fase AC spenningen som en romvektor i det ortogonale koordinatsystemet $\alpha\beta$ [18]. Romvektoren er dannet av å kombinere spenningsvektorene til svitsjekomponenten i en spesifikk sekvens og variere duty cycle for å oppnå ønsket utgangsspenning og utgangsstrøm. En tre-fase spenningsvektor uttrykkes under:

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{AO} \\ v_{BO} \\ v_{CO} \end{bmatrix}$$

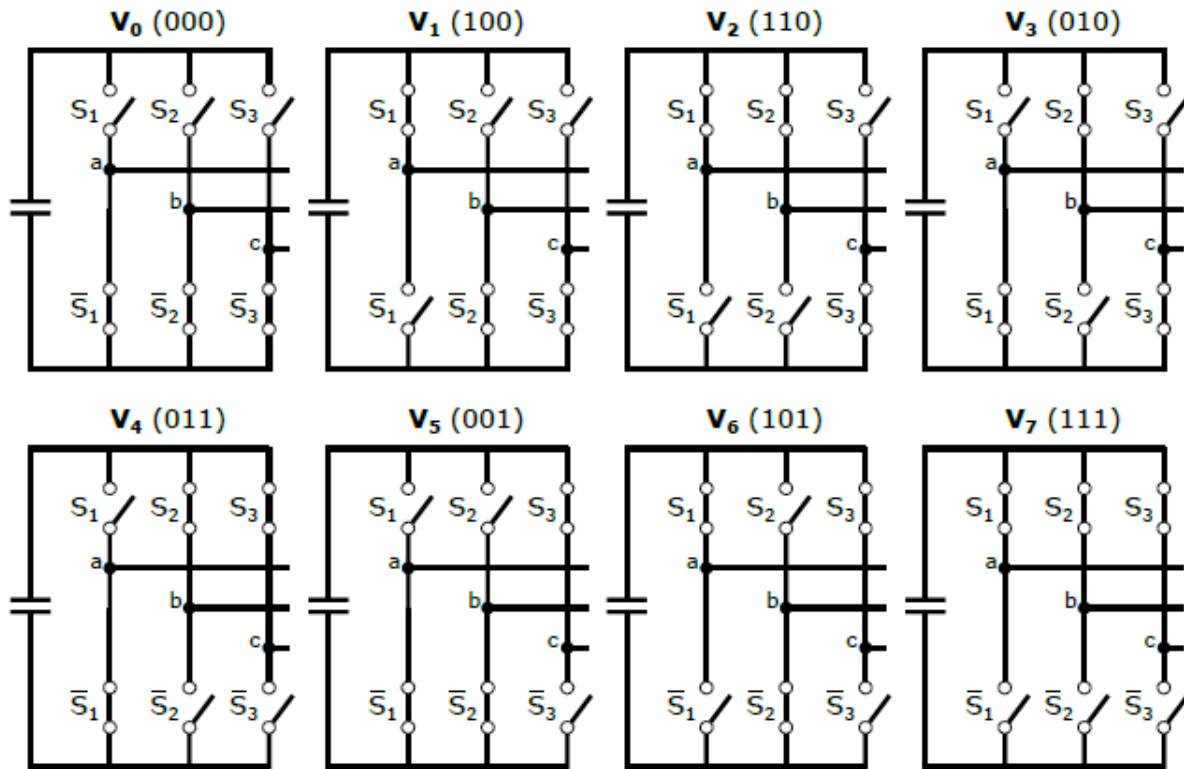
Ligning 2-8

For en tre-fase, two-level omformer vil det være begrenset hvor mange ulike svitsjekombinasjoner som er mulig å oppnå. Siden hver halvbro har komplementære brytere, kan man lett regne ut antall svitsje-kombinasjoner ved $2^3 = 8$

Space vector	Switching state
Zero vector	V_7 [111]
	V_0 [000]
Active vector	V_1 [001]
	V_2 [010]
	V_3 [011]
	V_4 [100]
	V_5 [101]
	V_6 [110]

Tabell 2-1: Tabell for alle de mulige svitsjekombinasjoner for to-nivå omformer[18]

Tabell 2-1 ovenfor viser svitsje-tilstandene i binære sifre, hvor hvert siffer refererer til en halvbro der verdien 1 indikerer at den øverste bryteren er lukket, mens verdien 0 indikerer at den nederste bryteren er lukket. Det er to kombinasjoner som vises i tabell 2-1 som zero vector, i disse kombinasjonene vil ikke broen lede strøm.



Figur 2-4: Alle åtte mulige svitsjekombinasjonene sett i praksis [19]

Hvis man vet vinkelposisjonen til hver svitsjetilstand, kan spenningene $v_a(t)$, $v_b(t)$ og $v_c(t)$ representeres som stasjonære vektorer ved bruk av Clarkes transformasjon som ble forklart i ett tidligere kapittel.

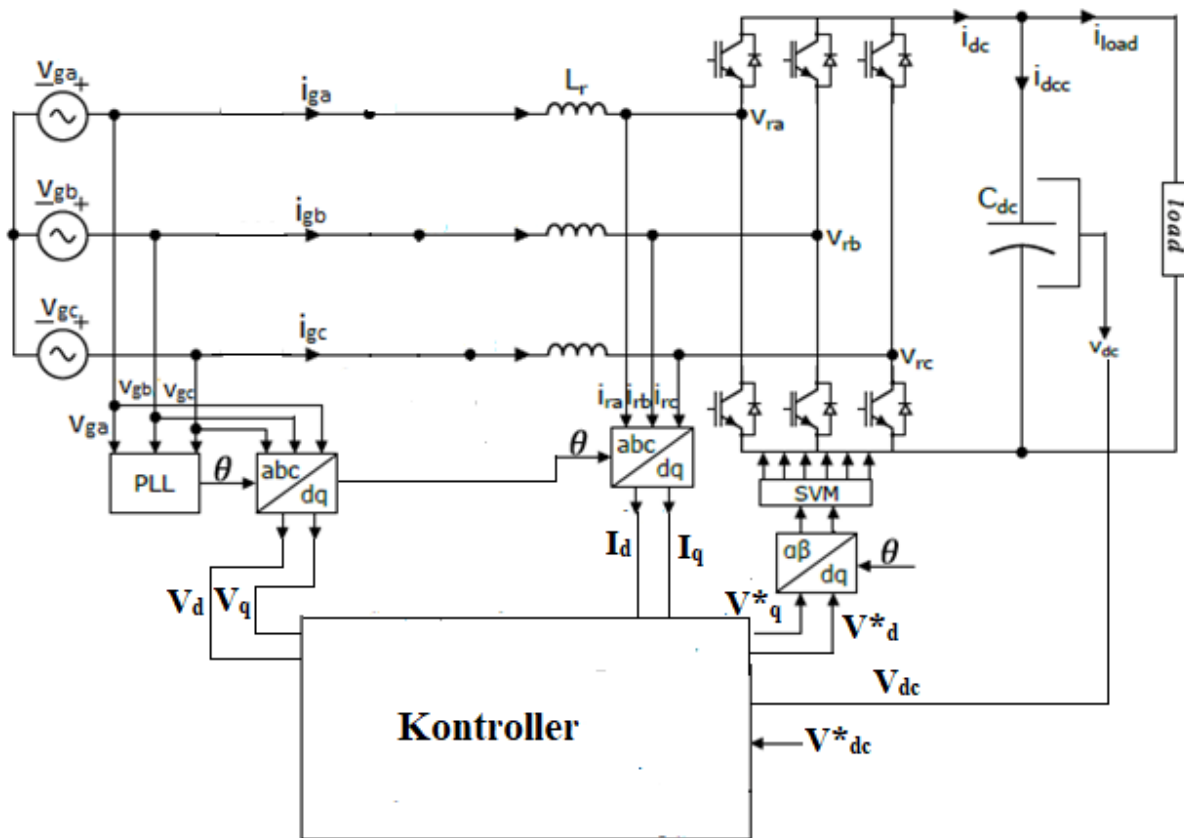
$$\mathbf{v} = \frac{2}{3} \left(v_a(t) + v_b(t) e^{j\frac{2\pi}{3}} + v_c(t) e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right)$$

Ligning 2-9

Spenningsorientert kontroll (VOC)

VOC har sitt opphav fra Field oriented control (FOC) for induksjonsmotorer og er en kontrollstrategi som brukes for å regulere DC-spenningen og kontrollere effektflyten i kraftomformere. Strategien bruker kontroll sløyfer for å oppnå disse målene, hvorav den ytre kontrollsløyfen regulerer DC-link spenningen, mens den indre regulerer aktiv- og reaktiveffekt.

VOC baserer seg på å transformere linjespenning og linjestrøm til den synkrone referanserammen dq ved hjelp av Clarke og Parks transformasjon. I den synkrone referanserammen dq, kan disse signalene nå styres individuelt ved hjelp av PI-kontrollere og feedback sløyfer. Signalene reguleres med hensyn av likespenningsmålene v_{dc} og referansesignalet v_{dc}^* , og ved hjelp av PI-kontrollerer og feedbacksløyfer produserer kontrolleren signalene v_d^* og v_q^* . Videre transformeres disse to signalene enten om til $\alpha\beta$ eller abc domene avhengig av hvilken PWM metode som er valgt. Når signalene går gjennom PWM modulen vil det nå genereres seks gate signaler, en for hver enkel IGBT, gitt at strømmålingene tas kontinuerlig. Et generelt blokk diagram av en AFE som har spenningsorientert styring og prosessen som blir beskrevet i dette avsnittet vises under i figur 2-5



Figur 2-5 Et generelt blokk diagram av en AFE med spenningsorientert styring (VOC). Redigert versjon hentet fra [19]

Direct power control (DPC)

Direct power control er basert på direct torque control (DTC) for motorer. DPC bestemmer konverterens svitsjemønster direkte ut ifra en optimal svitsjetabell. Denne svitsjetabellen er basert på momentane feil av den aktive effekten, reaktive effekten og vinkelposisjonen til terminal spenningsvektoren til konverteren. Denne typen DPC-metode resulterer i en varierende svitsjefrekvens, som varierer betydelig med variasjonene av aktiv og reaktiv effekt og hysteresebåndbredden til strøm kontrolleren.

Ideen bak DPC er å velge den beste svitsjetilstanden av åtte mulige svitsjetilstander for å opprettholde en konstant DC-link spenning og bevare effektfaktor lik en. Valget av vektor gjøres i svitsjetabellen der inngangsverdiene er vinkelposisjonene til nettet og momentane aktive og reaktive effekt errors.

Prosessen delt opp i steg blir som følgende:

- På hver kontroll steg, måler systemet inngangs/utgangs spenningene og strømmene, for å så beregne den momentane aktive effekten (P) og reaktive effekten (Q).
- De beregnede verdiene for aktiv og reaktiv effekt sammenlignes med deres respektive referanse verdier (P_{ref} og Q_{ref}) for å få tak i effekt errors (ΔP og ΔQ)
- Basert på effekt errors og nåværende systemtilstand, vil det ved hjelp av svitsjetabell velges en optimal svitsjetilstand for omformereren. Svitsjetabellen er designet for å minimalisere effekt errors og for å vedlikeholde en stabil kraftflyt.

Dersom systemet ikke inneholder spenningsmåler, kan man bruke en estimasjonsteknikk for å beregne momentan effekt og videre få tak i linjespenningen. Formlene for denne estimasjonsteknikken uttrykkes under:

$$v = v_{\alpha} + jv_{\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(v_a + v_b e^{\frac{j2\pi}{3}} + v_c e^{\frac{j4\pi}{3}} \right)$$
$$i = i_{\alpha} + ji_{\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(i_a + i_b e^{\frac{j2\pi}{3}} + i_c e^{\frac{j4\pi}{3}} \right)$$

Ligning 2-10

Ligning 2-10 uttrykker ligningene for å finne spenningene og strømmene i den stasjonære referanse rammen $\alpha\beta$. Linjespenningen kan også uttrykkes ved følgende ligning 2-11. Både ligning 2-10 og ligning 2-11 er funnet i [20]

$$\begin{bmatrix} \hat{v}_\alpha \\ \hat{v}_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{i_\alpha^2 + i_\beta^2} = \begin{bmatrix} i_\alpha & -i_\beta \\ i_\beta & i_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{p} \\ \hat{q} \end{bmatrix}$$

Ligning 2-11

Videre kan man finne momentan aktiv og reaktiv effekt ved ligningene 2-12 [21]

$$p = L \left(\frac{di_a}{dt} i_a + \frac{di_b}{dt} i_b + \frac{di_c}{dt} i_c \right) + V_{dc} (S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c)$$

$$q = \frac{1}{\sqrt{3}} \left(3L \left(\frac{di_a}{dt} i_c - \frac{di_c}{dt} i_a \right) - V_{dc} (S_a (i_b - i_c) + S_b (i_c - i_a) + S_c (i_a - i_b)) \right)$$

Ligning 2-12

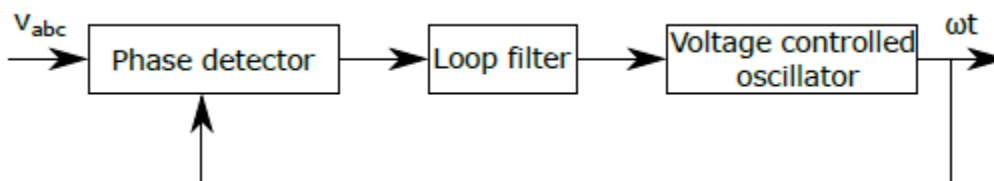
Referanseverdien til aktiv effekt (P_{ref}) kommer fra likespenningssløyfen, mens referanseverdien til den reaktive effekten (Q_{ref}) er gitt ved et eksternt signal. For å oppnå en effektfaktor lik 1, settes $Q_{ref} = 0$. Effekt errors ΔP og ΔQ som produseres av sammenligningen mellom de beregnede verdiene og referanseverdiene blir kvantifisert av hystereskontrolleren til binære utganger. Kontrolleren prøver å justere de beregnede verdiene, slik at de blir likest mulig referanseverdiene.

Phase locked loop (PLL)

Phase-locked loop (PLL) er et kontrollsystem som genererer et utgangssignal hvor fasen er direkte relatert til inngangssignalet. Formålet ved PLL er at den sporer fasen og frekvensen til inngangssignalet, som gjør den nyttig for synkron kommunikasjon [22]. Ved å sammenligne fasen til inngangssignalet med fasen til utgangssignalet kan PLL sikre synkronisering mellom de to signalene. Dette gjøres ved å justere utgangssignalets fase og frekvens til inngangssignalets fase og frekvens.

Nettside målingene skal styres i den synkrone referanserammen dq. For at denne transformasjonen skal være mulig å gjennomføre, trenger man vinkel θ for å posisjonere dq referanserammen. Utfordringen er at dette koordinatsystemet roterer med en fast frekvens, som

vil si at vinkel θ også er i konstant forandring. PLL løser utfordringen ved å trekke ut vinkel θ fra nettet og synkronisere dq verdiene med grid verdiene. Det finnes mange ulike konfigurasjoner av PLL, men alle inneholder hovedkomponentene fasedetektor, sløyfefilter og spenningsstyrt oscillator. Hovedforskjellen mellom de ulike PLL teknikkene er fasedetektor implementeringen.



Figur 2-6: Et vanlig oppsett for generell PLL [19]

En generisk PLL fungerer ved at fasedetektoren sammenligner utgangen til Voltage controlled oscillator (VCO) med et referansesignal. Ved bruk av sammenligningen genereres et signal som endrer seg i forhold til faseforskjellen. Videre går dette signalet inn i sløyfefilteret, hvor kontrollsignalet til VCO genereres.

I artikkel [23] er det utført en sammenlignende analyse av fire ulike PLL metoder, som er Synchronous reference frame (SRF-PLL), SOGI-PLL, Enhanced PLL (EPLL) og Quadrature PLL (QPLL). EPLL er den minst komplekse av de fire metodene, men også den som kom dårligst ut på testene. Metoden har gode filtreringsegenskaper som gir en lav steady-state error, men den gir også høye oscillasjoner og stor settling time. For systemer med begrensninger for prosessor eller minne vil EPLL være et naturlig valg, fordi det er den metoden med minst operasjoner og lavest grad av kompleksitet. På den andre siden av skalaen har man QPLL, som gjør det best på testene, samtidig er det også den mest komplekse metoden. QPLL har en signifikant lavere settling time og lock time enn de fire andre, samtidig har den gode filtreringsegenskaper og ingen overshoot. Ulempen ved denne metoden bortsett fra den høye graden av kompleksitet, er en begrenset lock range. Lock range kan forklares som frekvensområdet hvor PLL vil være i stand til å spore og følge nettfrekvensen. I likhet med EPLL som også har et begrenset frekvensområdet, trenger disse to metodene en frekvensestimator i VCO. SOGI-PLL har korte transienter og små oscillasjoner, det er derimot også den eneste metoden som ikke kan oppnå zero steady-state error. Problemet kan derimot enkelt neglisjeres med passende filtrering. Den siste metoden SRF-PLL har den største lock rangen, den er enkel å implementere og har lave verdier av overshoot og oscillasjoner.

Utfordringen med denne løsningen er derimot dårlig filtreringskapabilitet. I analysen er det to metoder som stikker seg ut, SRF-PLL for sin lave kompleksitetsgrad og enkle implementering, og QPLL for dens høye filtreringskapabilitet og ytelse.

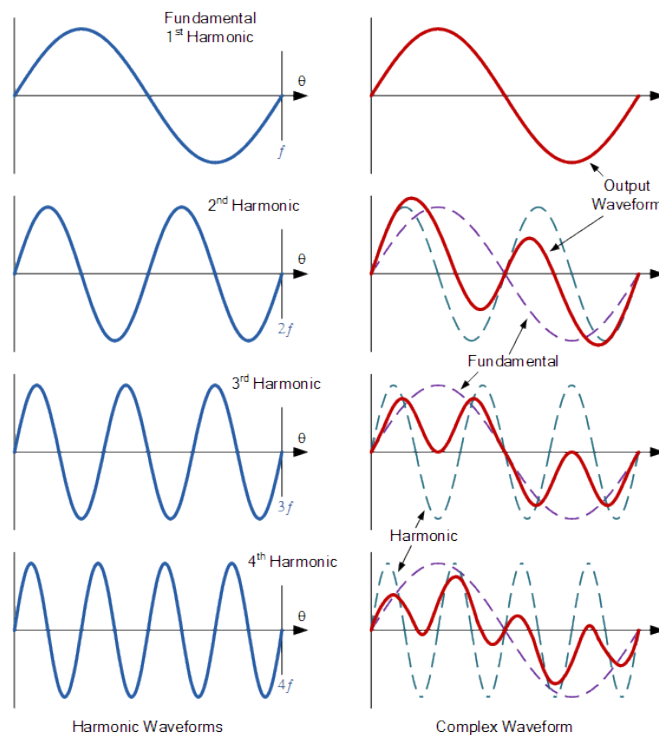
2.4 Harmonisk forvrengning

Harmoniske forvrenginger er spennings- og strømvariasjoner som oppstår på grunn av endringer i frekvenser i de elektriske distribusjonssystemene. Hovedsakelig forårsakes harmonisk forvrengning av ulineære laster, hvorav et stort flertall er laster med kraftelektronikk komponenter. Dette skjer fordi lastene trekker ikke-sinusformet strøm [24]. Denne strømmen er i bunn og grunn en sammensetning av harmoniske bølgeformer, som opererer med et heltall multiplum av grunnfrekvensen f_1 . Dersom man har en 50Hz fundamental bølgeform, vil 2. order harmonisk frekvens være 100Hz ($2 \cdot 50\text{Hz}$). Med andre ord kan man si at "harmonisk" er multipler av grunnfrekvens og kan uttrykkes som:

$$f_h = f_1 \cdot h, \quad h \in \mathbb{R}^+$$

Ligning 2-13

Hvor h beskriver den harmoniske orden. Bildet under viser bølgeformene fra 1-4 harmonisk orden.



Figur 2-7: Visuell beskrivelse av de ulike ordenene av harmonisk forvrengning [25]

Man vil unngå harmonisk forvrengning da det kan forårsake ulike forstyrrelser og skader i varierende grad som avhenger av den harmoniske orden. Eksempler på problemer forårsaket av harmonisk forvrengning kan være økt krafttap, potensiell resonans, redusert levetid og overoppheting i elektriske maskiner og kabler [26]. Det finnes ulike typer av harmonics, blant annet inter-harmonics og sub-harmonics. Inter-harmonics er harmonisk forvrengning som ikke er heltallsmultipler av systemets grunnleggende frekvens. Foruten de typiske problemene nevnt ovenfor, skaper inter-harmonics også noen nye problemer, blant annet spenningsvingninger og lysflimrer [27]. Sub-harmonics er harmonisk forvrengning med lavere frekvens enn grunnfrekvensen. Direkte konsekvenser av sub-harmonics er spenningsmodulasjon og visuelle flimrer [28]. En strøm- eller spenningsbølgeform kan til noen grad inneholde alle disse typene pluss flere harmoniske forvrengninger.

Siden en ulineær sinusbølge kan inneholde et helt spekter av ulike harmoniske forvrengninger er det praktisk å samle disse under et felles begrep som kalles THD (Total harmonic distortion).

THD brukes for å kvantifisere nivået av harmonisk forvrengning i strøm- eller spenningsbølgeformer. I litteraturen kan man finne to ulike definisjoner for THD. Ifølge den første definisjonen er THD et prosentmål for forholdet mellom den harmoniske frekvensen i en bølgeform med dens fundamentale frekvens. Mens i den andre definisjonen er THD et prosentmål for forskjellen mellom RMS amplituden av harmonisk frekvens i en bølgeform sammenlignet med RMS-amplituden til den fundamentale frekvensen [29].

2.5 Filter

Fordi harmonisk forvrengning kan ha skadelige effekter, er det vanlig å installere et filter mellom nettet og den ulineære lasten for å redusere harmonisk forvrengning. Man kan dele filter i to hovedkategorier, aktivt og passivt filter. Et aktivt filter er avhengig av en strømkilde for å operere, mens et passivt filter ikke er det. Ytelsen av et passivt filter endrer seg etter lasten som er tilkoblet, mens et aktivt filter vil opprettholde ytelsen uavhengig av lasten.

Passivt filter

Passive filter er den billigste konfigurasjonen og består av passive komponenter som kondensatorer, spoler og motstander. For å redusere størrelse og kostnad er ofte passivt filter det foretrukne valget i kraftomformere [30]. Det er hovedsakelig tre topologier for passive filter: L, LC, LCL.

For et L-filter trenger man en stor induktans, dette er nødvendig for å begrense høy frekvens svitsjerippel. Denne store induktansen resulterer i et klumpete og dyrt passivt filter. Lav rippel tilstand fører imidlertid til en svært høy effektivitet. Ulempene er derimot høye kostnader og unødvendige høye spenningsfall over spolen, noe som fører til et begrenset bruk av løsningen på applikasjoner over flere kilowatt[30].

Topologien bestemmer størrelsen og kostnaden til filteret. Et LCL filter behøver mindre induktans og kapasitans i forhold til de andre topologiene, noe som gjør LCL filteret det beste valget med tanke på størrelse og kostnad. Ulempen med LCL filter er resonans topper, eksplisitt filterresonans som øker risikoen for harmonisk forsterkning på punkt for felles kobling (PCC).

Derfor kan det kreves bruk av demping i form av motstander [30].

Aktivt filter

Aktivt filter bruker aktive komponenter som transistorer og op-amp og trenger, som nevnt tidligere, en ekstern kraftkilde. Når det gjelder egenskaper som filtreringsytelse, fysisk størrelse og fleksibilitet er moderne aktive filter overlegne sammenlignet med tradisjonelle passive filter [31]. Aktive filter er imidlertid dyrere og har høyere driftstap.

Dempingsmetoder

Det kan fort oppstå stabilitetsproblemer i strømsløyfen for en tre-fase spenningskildeomformer hvis resonansfrekvensen som er til stede ikke blir tilstrekkelig dempet av LCL-filteet. Passiv demping innebærer å legge inn en passiv komponent i form av motstand i serie med filterkondensatoren. Dette er et enkelt design og krever ingen endringer i kontrollsystemet. Derimot vil motstanden skape andre utfordringer, for eksempel kan det økte tapet i verste fall resultere i en varmegang som krever kjøling. I tillegg vil LCL-filteets effektivitet reduseres ved å øke demping, altså ved å gjøre motstanden større [32].

En annen løsning er å implementere aktiv demping, hvor man unngår dissipative komponenter som motstandere, men heller modifiserer kontrollalgoritmen for å oppnå systemstabilitet. Man får økt kontroll og mindre dempingstap, på bekostning av økt kontroll kompleksitet og mulig ekstra sensorer. Mange aktive dempingsmetoder krever en ekstra sensor for å måle LCL-filteets kondensatorstrøm [32].

Blant de mange ulike aktive dempingsmetodene har Capacitor Current Feedback blitt mye brukt på grunn av sin enkle implementering. Metoden fungerer ved å koble en liten følemotstand i serie med filterkondensatoren som gjør det mulig å måle strømmen som går gjennom filterkondensatoren. Deretter sendes den målte kondensator strømmen tilbake gjennom kontrolleren, hvor kontrollalgoritmen kontinuerlig følger med på strømmens bølgeform og kalkulerer nødvendig demping.

Den proporsjonale feedbacken av kondensatorstrømmen tilsvarer en virtuell motstand i parallell med kondensatoren [33]. Dette er ikke gyldig for digitale systemer, fordi det ikke tas hensyn til forsinkelseeffekten og er dermed ikke nøyaktig når den implementeres i lag med digital kontroll. Gjennomgått faglitteratur peker ut et problem ved denne metoden. Dette problemet er at den ikke alltid er stabil i det diskrete tidsdomenet. Stabiliteten avhenger av resonsansfrekvens og sampling periode, hvor en sjettedel av sampling frekvensen anses som kritisk punkt for resonansfrekvensen. Dette tilsier at denne metoden for aktiv demping i det diskrete tidsdomenet, burde kontrollparameterne og dempingskoeffisienten designes med en resonansfrekvensen som ligger mellom $[0, F_s/6]$ [34].

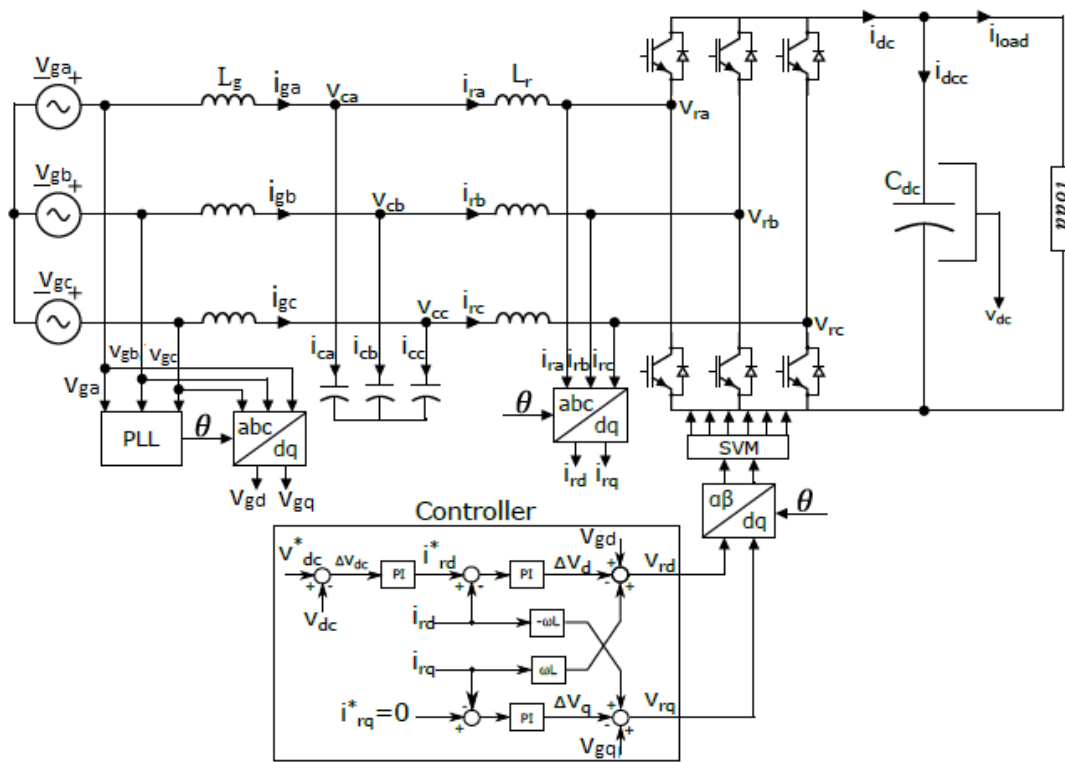
Man må være forsiktig da man velger verdien til feedback koeffisienten. Blir koeffisienten for liten vil den ikke dempe resonansen tilstrekkelig, og hvis den blir for stor kan det resultere i at systemet blir ustabil [33].

Kapittel 3 Metode

Metodedelen baserer seg på teorien beskrevet i forrige kapittel, og er gjennomgang av design metodikken for det foreslåtte systemet. Det skal identifisere hvilke komponenter og verdier som er valgt, og på hvilken bakgrunn disse beslutningene er tatt.

3.1 Valgt topologi

Omformereren som er valgt i dette prosjektet er en tre-fase, to-nivås VSC med IGBT-moduler som gjør det til en aktiv front ende (AFE). Dette valget tas på grunnlag av at bidireksjonal drift er helt nødvendig i et batterilagringssystem. Systemet har ikke bruk for ytterligere utgangsspenningsnivå enn 0 og (+/-) V_{dc} , dermed blir det naturlig å velge en to-nivås omformer for dens enkle struktur. Det kom fram i en undersøkelse dokumentert i kapittel 2.2, at VSC skårer høyere enn CSC på dynamisk respons, effektfaktor og harmonisk forvrengning, men den viktigste grunnen bak valget om VSC er at likespenningens polaritet holdes konstant, selv ved endring i driftsretning. Figuren under er en visuell framstilling av den valgte topologien.



Figur 3-1: Valgt Topologi av systemet, redigert versjon hentet [19]

Valget av AFE medfører et behov for kontrollerbare brytere i kombinasjon med en kontrollordning for PWM som er hensiktsmessig for å drifte gate portene deres. Som kontrollordning for PWM har metoden SVPWM blitt valgt. SVPWM blir evaluert som den beste løsning ettersom den gir en god utnyttelse av DC-bus spenningen, lav strømrivning og god bølgeform kvalitet [35].

For kontrollstrategi var det to mulige løsninger, DPC og VOC som ble vurdert. Det kom fram i kapittel 2.3 Kontrollstrategi, at begge løsningene har god dynamisk respons, men at DPC er hakket bedre. Derimot produserer DPC enn høyere harmonisk forvrengning som forverrer steady-state responsen. På grunnlag av systemet skal driftest på nominell effekt 2kW og at strømmen fra nettet vil bli relativt liten som gjør at den lettere overstiger standarden på 5% THD, blir dermed attenuation av harmoniske forvrengning vektlagt i dette valget. Valgt kontrollstrategi er VOC, som er den mest komplekse løsning i form av koordinattransformasjon og strømsløyfe, men også den mest pålitelige løsningen.

Beslutningen angående størrelsen til DC-bus kondensatoren er hovedsakelig tatt på bakgrunn av en minstegrense for egenskapene til å dempe rippelstrøm og stabilisere DC-spenningen. Jeg har hatt tilgang til fysiske kondensatorer fra et tidligere prosjekt, hvor tre kondensatorer er parallelkoplet til en verdi på 1650uF. Fordi disse fysiske kondensatorene er tilgjengelige, men samtidig gir en for høy kapasitans enn det jeg ønsker, har jeg valgt å bruke en av disse som gir en verdi av 550uF (+- 10%). Det er kjørt simuleringer for både 495uF og 605uF som viser en akseptabel spenningsripping og en stabil DC-spenning.

Når batteriet skal levere til nettet, er man avhengig av PLL for å synkronisere den leverte strømmen mot nettet. PLL er like gjeldende når systemet driftest som likeretter, da koordinattransformasjonen til kontrollalgoritmene er avhengig av fasevinkelen. For å hente ut fasevinkel θ , ble det undersøkt fire ulike typer PLL. To av typene virket som en fin mellomting mellom kompleksitet og egenskaper, hvorav SRF-PLL ble valgt på grunn av dens gode steady-state ytelse. SRF-PLL

For dette prosjektet er det valgt et passivt filter, i form av LCL for å redusere uønsket harmonisk forvrengning. Aktiv filter var en mulighet, men virker unødvendig dyrt og komplekst for dette systemet. Ettersom passivt filter ble det foretrukne valget gjenstod det to muligheter for topologi, LCL-filter og L-filter. Det ble naturlig å gå for LCL-filter fordi det gir mindre spoler og en lavere

harmonisk forvrengning. En utfordring med LCL-filter er systemet kan bli ustabil på grunn av filterresonans. For å sikre systemets stabilitet ble det undersøkt tre ulike måter for å dempe filterresonansen, aktiv demping i form av Capacitor Current Feedback, passiv demping i form av ren resistiv motstand og ingen demping i form av et stabilt frekvensområde. Passiv demping gir økt effekttap eller redusert harmonisk attenuation avhengig om motstanden er parallell- eller seriekoplet med filterkondensatoren. Aktiv demping i form av Capacitor Current Feedback har gode egenskaper i form av attenuation og demping av resonans, men har derimot en kompleksitet som er mye høyere enn de to andre løsningene, grunnet flere komponenter og implementering i kontrolleren. På grunn av effekttapet til passiv demping, og kompleksiteten til aktiv demping ble det besluttet å ikke bruke demping, men å sikre systemets stabilitet ved å få en resonansfrekvens innenfor det stabile frekvensområde. Nedenfor viser tabell 3-1 den valgte topologiens parameter.

Parameter	Symbol	Verdi	Enhet
Nominell effekt	P	2	kW
Nettspenning	V_{LL}	400	V
DC-referanse	V_{dc}	600	V
Nettffrekvens	f_g	50	Hz
Svitsjefrekvens	f_{sw}	10	kHz
Nettside spole	L_g	2.2	mH
Omformerside spole	L_r	4.4	mH
Filter kondensator	C_f	3	uF
DC kondensator	C_{dc}	550	uF

Tabell 3-1 Valgt topologis parameter

3.2 Matematisk modell

Ved forutsetningen at systemet er et ideelt og balansert trefase system hvor strømmene $i_{ga} + i_{gb} + i_{gc} = 0$ så kan nettspenning og nettstrømmen defineres ved ligningene:

$$v_{ga} = V_{gm} \cdot \cos(\omega t)$$

Ligning 3-1

$$v_{gb} = V_{gm} \cdot \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)$$

Ligning 3-2

$$v_{gc} = V_{gm} \cdot \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right)$$

Ligning 3-3

$$i_{ga} = I_{gm} \cdot \cos(\omega t + \phi)$$

Ligning 3-4

$$i_{gb} = I_{gm} \cdot \cos\left(\omega t + \phi - \frac{2\pi}{3}\right)$$

Ligning 3-5

$$i_{gc} = I_{gm} \cdot \cos\left(\omega t + \phi - \frac{4\pi}{3}\right)$$

Ligning 3-6

V_{gm} og I_{gm} er amplitude verdier, og ω er vinkelfrekvens til nettet og defineres $\omega = 2\pi fg$.

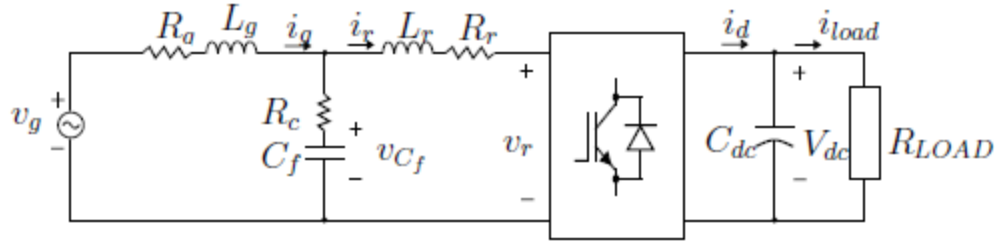
Frekvensen til nettet blir definert som fg .

Figur 3-2 under viser en enfase ekvivalent krets for systemet. Her er nettspenning definert som

$\mathbf{v}_g = [v_{ga}, v_{gb}, v_{gc}]$ og nettstrømmen som $\mathbf{i}_g = [i_{ga}, i_{gb}, i_{gc}]$. Spenningen over

filterkondensator defineres som $\mathbf{v}_{cf} = [v_{cfa}, v_{cfb}, v_{cfc}]$. Spolene er definert som $[L_g, L_r]$,

hvorav nettside spolen er beskrevet som L_g , mens spolen på omformersiden er beskrevet som L_r .



Figur 3-2: Enfase ekvivalent krets av systemet, hentet fra [36]

Spenningen og strømmen som går på omformersiden defineres som, $\mathbf{v}_r = [v_{ra}, v_{rb}, v_{rc}]$ og $\mathbf{i}_r = [i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}]$. Spenningen over omformeren kan beregnes ved hjelp av Kirchhoffs voltage law (KVL), ved å ta nettside spenningen minus spenningsfallene over både nettside spole L_g og omformerside spolen L_r . Dette blir vist med ligningene under:

$$\begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{ga} \\ v_{gb} \\ v_{gc} \end{bmatrix} - L_g \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ga} \\ i_{gb} \\ i_{gc} \end{bmatrix} - L_r \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix}$$

Ligning 3-7

$$\mathbf{v}_r = \mathbf{v}_s - L_g \frac{di_g}{dt} - L_r \frac{di_r}{dt}$$

Ligning 3-8

Videre kan strømmen kalkuleres ved følgende ligning:

$$\mathbf{i}_r = \mathbf{i}_g - C_f \frac{dv_{cf}}{dt}$$

Ligning 3-9

Ved forutsetningen at LCL-filteeret består av ideelle komponenter og at strømmen som går gjennom kondensatoren [Ic] er neglisjerbar, kan man finne spenningsfallet over filteeret i $\alpha\beta$ referanserammen ved hjelp av ligning 3-10 og ligning 3-11

$$v_{f\alpha} = L \frac{di_{\alpha}}{dt} = v_{r\alpha} - v_{g\alpha}$$

Ligning 3-10

$$v_{f\beta} = L \frac{di_{\beta}}{dt} = v_{r\beta} - v_{g\beta}$$

Ligning 3-11

V_g representerer nettside spenning og V_r representerer spenningen på omformerens side. L_T er den totale induktansen til filteeret ($L_T = L_g + L_r$). Videre når det transformeres til den synkrone referanserammen dq, blir de samme ligningene gitt som ligning 3-12 og ligning 3-13

$$v_{gd} = L_t \frac{di_{rd}}{dt} - \underbrace{\omega L_t i_{rq}}_{\text{cross coupling}} + v_{rd}$$

Ligning 3-12

$$v_{gq} = L_t \frac{di_{rq}}{dt} + \underbrace{\omega L_t i_{rd}}_{\text{cross coupling}} + v_{rq}$$

Ligning 3-13

På grunn av PLL vil referanserammen dq rotere synkront med nettets fasevinkel ω , hvor d-aksen sammenfaller med linjespenningsvektoren slik at $v_g = v_{gd}$. Dermed kan forenklete ligninger for injisert eller absorbert effekt utledes som:

$$P = \frac{3}{2} v_{gd} \cdot i_{rd}$$

Ligning 3-14

$$Q = \frac{3}{2} v_{gd} \cdot i_{rq}$$

Ligning 3-15

Ligningene over viser at man kontrollerer aktiv og reaktiv effekt med å kontrollere i_{rd} og i_{rq} . På grunn av de to filter spolene (L_g/L_r) oppstår det krysskobling mellom nett- og omformersiden i den synkrone referanserammen. Denne krysskoblingen må håndteres siden den kan påvirke den dynamiske responsen til regulatoren negativt. Dette håndteres man ved å legge til frakoblingsselementer (decoupling) i kontroll sløyfen. Deretter kan man finne dq-signalene til omformer siden med ligningene under:

$$v_{rd} = v_{gd} - \Delta v_d + \underbrace{\omega L_t i_{rq}}_{\text{decoupling}}$$

Ligning 3-16

$$v_{rq} = v_{gq} - \Delta v_q - \underbrace{\omega L_t i_{rd}}_{\text{decoupling}}$$

Ligning 3-17

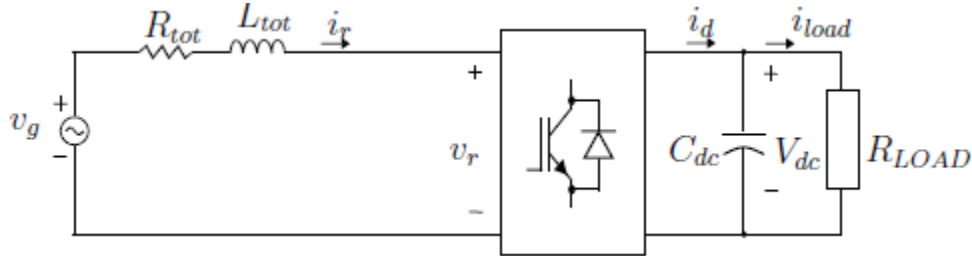
En tidligere oppgave [36] har ved hjelp av spenningene og strømmene i den synkrone referanserammen dq utledet transfer function for systemet. Dette er gjort ved å skille de imaginære og de reelle komponentene til V_{gd} , V_{gq} i to ligninger for hver. Videre blir ligningene for de to strømmene og spenningene i den synkrone referanserammen Laplace transformert og tilpasset et blokkdiagram. Etter flere steg med blokkreduksjon kan transfer function til kontrollsystemet uttrykkes som [36]:

$$\frac{I_{rd}}{V_{gd}} = \frac{s C_f R_c + 1}{s^3 C_f L_g L_r + s^2 C_f [L_g (R_r + R_c) + L_r (R_g + R_c)] + s [C_f (R_g R_r + R_g R_c + R_r R_c) + L_g + L_r] + R_g + R_r}$$

Ligning 3-18

Denne transfer function er kompleks og veldig utfordrende å jobbe med, derfor er det en stor fordel om man kunne forenklet den. En forenkling av enfase ekvivalent kretsen vises i figur 3-3,

hvor verdiene er definert likt som i ekvivalent kretsen som er forklart i forrige kapittel. Forskjellen mellom disse to er at man nå har $R_{tot} = R_g + R_r$, $L_{tot} = L_g + L_r$ og at filterkondensatoren er neglisjert.



Figur 3-3: Forenklet enfase ekvivalent krets av systemet[36]

Den forenklete enfase ekvivalent kretsen forutsetter at den parallelle filterkondensatoren utgjør en enorm impedans ved arbeidsfrekvensen, at den for høyfrekvenser gir kortslutning til jord, og videre kan neglisjeres av kontrollformål. Ved hjelp av denne forenklingen får man to nye ligninger for spenningene i den synkrone referanserammen dq, disse uttrykkes under:

$$v_{gd} = (R_{tot} + sL_{tot}) i_{rd} - \omega L_{tot} i_{rq} + v_{rd}$$

Ligning 3-19

$$v_{gq} = (R_{tot} + sL_{tot}) i_{rq} - \omega L_{tot} i_{rd} + v_{rq}$$

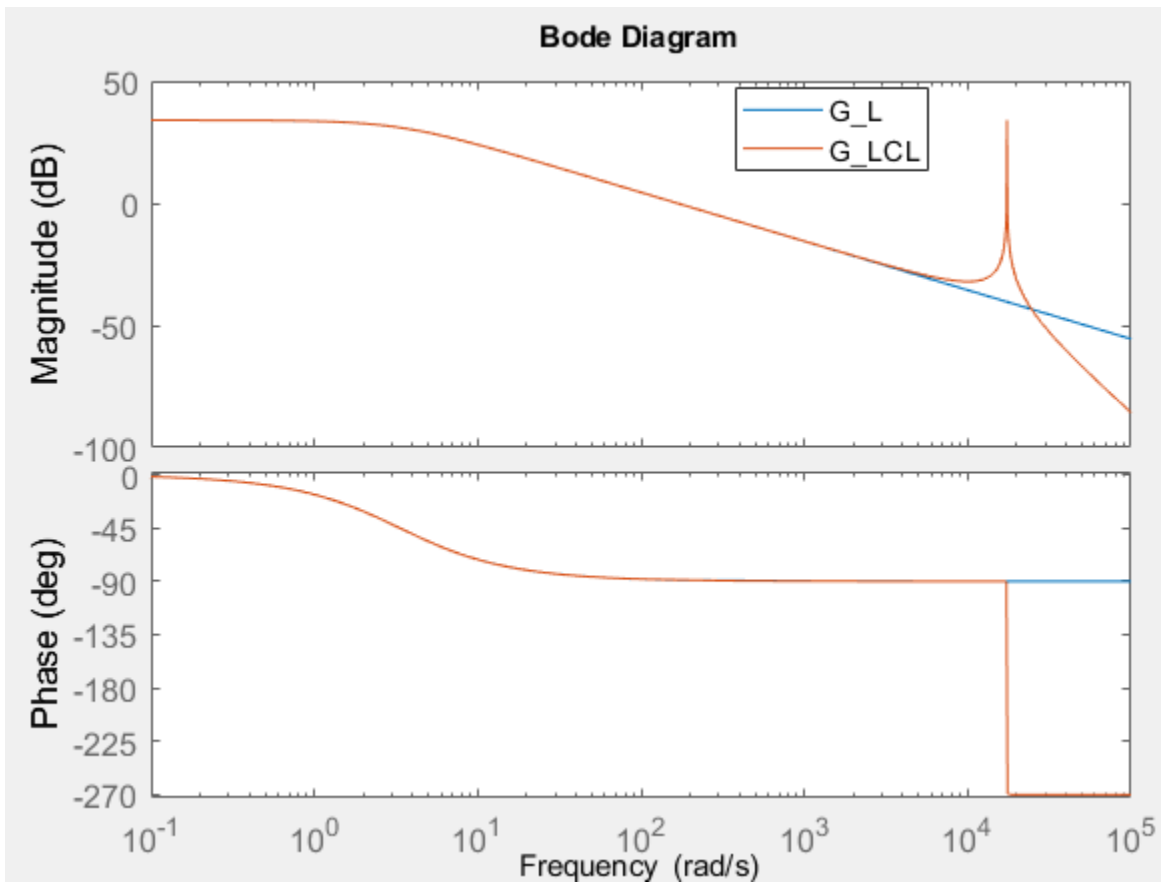
Ligning 3-20

Der første ledd etter lik tegnet $(R_{tot} + sL_{tot}) i_{rd}$ beskriver spenningsfallet og andre ledd etter lik tegnet $-\omega L_{tot} i_{rq}$ beskriver frakoblings-elementer (decoupling). Når man bruker disse to ligningene til å utlede en forenklet transfer function for systemet får man:

$$\frac{i_{rd}}{v_{gd}} = \frac{1}{R_{tot} + sL_{tot}}$$

Ligning 3-21

For å bevise at forenklingen som er utført er gyldig er både den originale og den forenklete transfer function framstilt i et bode diagram som vises i figuren under.

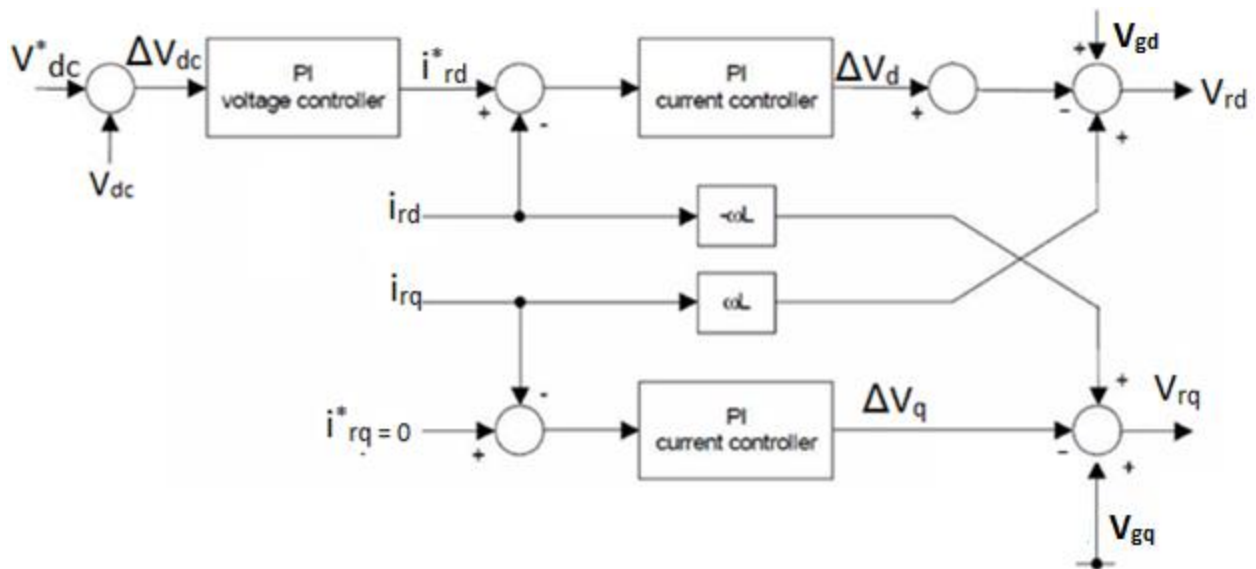


Figur 3-4: Bode diagram av originale transfer function (G_{LCL}) og den forenklete transfer function (G_L)

Figur 3-4 viser bode-plottet av de to transfer function hvor G_L er den forenklete transfer function, mens G_{LCL} er den originale. Bode-plottet viser at for 50Hz er det fullstendig overlapp, som betyr at den forenklete transfer function kan brukes på lik linje som den originale for grunnfrekvensen til systemet.

3.3 PI-regulator

I systemet er det totalt fire PI-regulatorer, en av disse er tilknyttet PLL, og de tre andre til kontrolleren. Kontrollsystemet vises i figur 3.5 og inneholder tre PI-kontrollere. En for å styre dc spenningen og to for å styre strømmen.



Figur 3-5: Kontrollerens oppsett. Redigert utgave henter fra [37].

I figur 3-5 over, er PI-regulatorene som styrer Likespenningen betegnet som spenningskontroller, og de to PI-regulatorene som styrer strøm er merket strømkontroller. I en PI-regulator har man to koeffisienter, den proporsjonale forsterkningen (K_p) og den integrerte forsterkningen (K_i).

Hensikten med den proporsjonale forsterkningen er å introdusere en kontrollhandling som er proporsjonal med feilsignalet. K_p bestemmer størrelsen til responsen etter størrelsen på den umiddelbare feilen som er differansen mellom en ønsket referanseverdi og den målte verdien. En høyere verdi på K_p , resulterer i en større, raskere og mer pålitelig kontrollhandling. Blir derimot K_p for høy, vil det resultere i oversving og oscillasjoner.

Den integrerte forsterkningen introduserer en kontrollhandling som er proporsjonal med den akkumulerte feilen over tid. Kontrollhandling hjelper å eliminere steady-state feil ved å kontinuerlig justere kontroll utgangen basert på integralet av feilsignalet. K_i spiller en viktig rolle for å korrigere langtidsavvik den målte verdien har, sammenlignet med referanse verdien. En høyere verdi for K_i vil forbedre egenskapen til å eliminere steady-state feil, men det kan også gjøre responsen langsommere og potensielt føre til ustabilitet.

Sammen vil disse to koeffisientene gi en balanse mellom de umiddelbare og langsiktige kontrollhandlingene. Dette er også prinsippet når man skal finne de beste verdiene for koeffisientene. Justeringen av verdiene innebærer å finne riktig balanse mellom proporsjonale og integrale kontrollhandlinger for at systemet skal oppnå ønsket kontrollytelse.

Det finnes mange ulike metoder for å finne de optimale verdiene for to koeffisientene, blant annet Ziegler-Nichols metoden og Model predictive Control (MPC). Disse metodene er ikke gjennomgått eller betydelig undersøkt grunnet andre fokusområder. Tidligere masterprosjekter har fastslått forsterknings koeffisienter som gir et funksjonelt system, og grunnet prosjektets kompleksitet har jeg valgt å benytte meg av disse.

For PLL-ens PI-regulator har jeg valgt å benytte meg av forsterknings koeffisienter hentet fra den tidligere masteroppgaven [19]. I senere tid har undersøkelser av disse skapt usikkerhet. Det blir framlagt i rapporten at koeffisientene er funnet ved hjelp av formler som er utledet ved å sammenligne transfer function til PLL-en med en standardform uttrykk for andreordens systemet. Under undersøkelsen av disse, kommer det derimot frem at formlene som er utledet ikke har blitt benyttet til å finne koeffisientene som blir framlagt. Jeg kan derfor ikke bekrefte at PI-regulatorens forsterkning er optimalt innstilt.

Likespenningens PI-forsterkning er også hentet fra [19], og er funnet ved prøving og feiling. Undersøkelsen av disse forsterkninger har ikke gitt noen usikkerheter, da man ved egen prøving og feiling ikke har fått noen bedre verdier. Det er også vanlig praksis i kaskadekontroll at strømsløyfen er stilt inn for en raskere respons enn den ytre likespenningssløyfen.

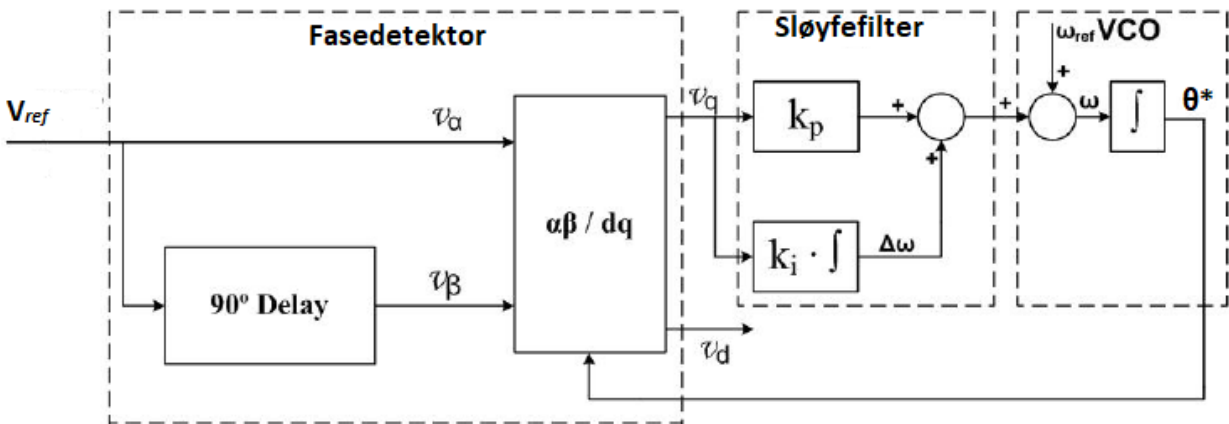
For de to strømkontrollene har jeg sett på to tidligere masterprosjekt. Den ene har satt integral forsterkningen til 0. Dette syntes jeg virker rart, da hele poenget med en PI-regulator blir borte, og man like gjerne kunne brukt en P-regulator.

I den andre tidligere masteroppgaven [36] er det utledet formler for både k_p og k_i . Formlene er utledet med hensyn på den forenklete transfer function i ligning 3-21 multiplisert med transfer function til PI-regulatoren ved spesifikke stabilitetskriterier. Forenklingen av systemet har jeg fått verifisert gjennom Bode-diagrammet i figur 3-4, men ved undersøkelse av forsterkningskoeffisienten har jeg ikke fått bekreftet at dette er gode verdier. Mine undersøkelser av utledningen kan tyde på at det ikke er brukt en spesifikk metode for å finne formlene. Jeg mistenker at det har blitt blandet ulike reguleringsteknikk metoder for å utlede formlene, i tillegg til at jeg har funnet noen grunnleggende feil, blant annet en påstand for stabilitetskriterie. Det blir framlagt at vinkelen til transfer function for open loop systemet er lik $(-180^\circ + \Phi)$, noe jeg tror burde være $(-160^\circ + \Phi)$. Disse uregelmessighetene som har blitt funnet under et forsøk på å

bekreftede at koeffisientene er optimale, har ledet meg fram til en mistanke om at koeffisientene ikke er optimalt stilt inn.

3.4 Phase locked loop (PLL)

I kapittel 2.3 Phase-locked loop.. ble det gjennomgått fire ulike typer PLL. QPLL skåret høyest på testene, men var også den mest komplekse løsningen. EPLL var den minst komplekse løsningen, men skåret dårligst på testene, denne løsningen er anbefalt i systemer uten minne eller prosessor. Begge løsningene nevnt ovenfor har utfordringer ved lock-range som krever implementering av frekvensestimator i VCO. Fordi SRF-PLL og SOGI-PLL gir en god mellomting mellom ytelse og kompleksitet, i tillegg til å unngå frekvensestimator, virker disse to mer relevant for mitt prosjekt. Ved å vurdere SOGI-PLL og SRF-PLL opp mot hverandre, ser man at SOGI-PLL er bedre i transient perioden, mens SRF-PLL har en bedre ytelse i steady-state. Forutsatt at nettspenningen forblir relativt stabil og unngår svingninger og at systemet skal inneholde en BDC som forklart i kapittel 2.1. Dette gjør at spenningen batteriet leverer til DC-link holder seg stabilt. Dermed vil det naturlige valget falle på SRF-PLL fordi den har en bedre steady-state ytelse.



Figur 3-6: Visuell framstilling av en SRF-PLL [23]

3.5 Filter design

Topologien som jeg har valgt til dette prosjektet er et passivt LCL-filter. En fordel med LCL-filter kontra et L-filter er redusert krav for total induksjon. Denne reduksjon bidrar til å forbedre utgangsdynamikken til omformerer, bedre det økonomiske aspektet og redusere tap i filteret. LCL-filter gir også høyere attenuation av harmonisk forvrengning etter resonansfrekvensen med en hastighet på 60 dB/decade sammenlignet med 20 dB/decade med et L-filter. En ulempe med LCL-filter er at det besitter resonansfrekvens, som forvrenger strømmene som injiseres av nettet. Resonanstopper må reduseres ved bruk av enten aktive eller passive demping metoder.

Dersom en elektrisk svingekrets også kalt LC-krets påføres en vekselstrøm med samme frekvens som kretsens egenfrekvens, vil det oppstå elektrisk resonans. En elektrisk svingekrets kan bestå av en spole, en kondensator og en resistans koplet i serie. Hvis resistansen er så liten at den kan neglisjeres, samtidig som spolen har en selvinduktans og kondensatoren har kapasitans, vil det oppstå en vekselstrøm som svinger med vinkelfrekvensen $\omega_{res} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$. Denne frekvensen omtales som resonansfrekvens [38].

For å designe LCL-filteret har det blitt undersøkt tre ulike metoder som blir beskrevet videre i kapittelet. De tre metodene har alle forskjellige dempingsmetoder som inkluderer passiv demping, aktiv demping og uten demping.

Filterdesign løsning 1

Den første metodikken som er gått igjennom for å designe filteret er basert på [39]. Denne metoden handler om å beregne det optimale kapasitanskravet til LCL-filteret. Dette gjøres basert på reaktiv effektkompensasjon av filteret istedenfor å beregne kapasitansen som en prosentandel av basiskapasitansen til filteret.

Det første steget er å velge ulike parameter. Dette innebærer å velge om filteret skal ha passiv eller aktiv demping, størrelsesforholdet mellom spolen på nettsiden og spolen på omformersiden av filteret. Videre bestemmes minimum reaktiv effekt kompensert og grenser som opprettholder tilfredstillelsen av IEEE-519 standarden for en THD på under 5%. Forholdet mellom spolene blir beskrevet av $\mu = L_g/L_i$.

For å unngå at effektfaktoren reduseres, bør den reaktive komponenten til filteret være teoretisk null. Dette er derimot praktisk umulig og vil føre til høyere verdier av induktanser, som igjen vil fjerne den primære fordelene ved LCL-filter som er en lavere induktans sammenlignet med L-filter. Denne utfordringen løses ved å velge per unit kapasitans ("c") så liten som mulig og per unit induktans (l) så høy som mulig, for å bevare begrensningen på hvor mye reaktiv effekt som blir kompensert.

$$q_{min} \approx \left| l_{Tmax1} - c_{min} \right|$$

Ligning 3-22

Denne designmetodikken bestemmer første begrensningskriteriet for totalinduktans, basert på reaktiv effekt kompensert og den optimale kapasitansen. Grensen uttrykkes ved:

$$l_{Tmax1}^2 - q_{min} l_{Tmax1} - k^2 \left(\frac{f_b}{f_{sw}} \right)^2 \frac{(1 + \mu)^2}{\mu} = 0$$

Ligning 3-23

Løsningen av denne andregradslikningen vil føre til to verdier for totalt maksimum induktans, hvor man ser bort fra den negative verdien, da induktans er positivt og verdien er veldig liten. Den positive verdien l_{Tmax1} definerer første begrensning på kravet til total filterinduktans. Denne verdien tilfredsstiller ikke nødvendigvis det harmoniske attenuasjons kravet i standarden IEEE-519. For å tilfredsstille det harmoniske attenuasjons kravet, baseres det andre begrensningskriteriet for total induktans på IEEE-519 standarden for harmonisk begrensning.

$$\frac{i_g(h)}{v_i(h)} = \frac{1}{L_t(j2\pi f_{sw}) \left(1 - \left(\frac{f_{sw}}{f_{res}} \right)^2 \right)}$$

Ligning 3-24

Ligning (3-24) modifiseres for å kunne kalkulere minimum per unit total induktans og uttrykkes ved:

$$l_{min} = \frac{|v_{i(pu)}(h)|}{p|i_{g(pu)}(h)||1-k^2|}$$

Ligning 3-25

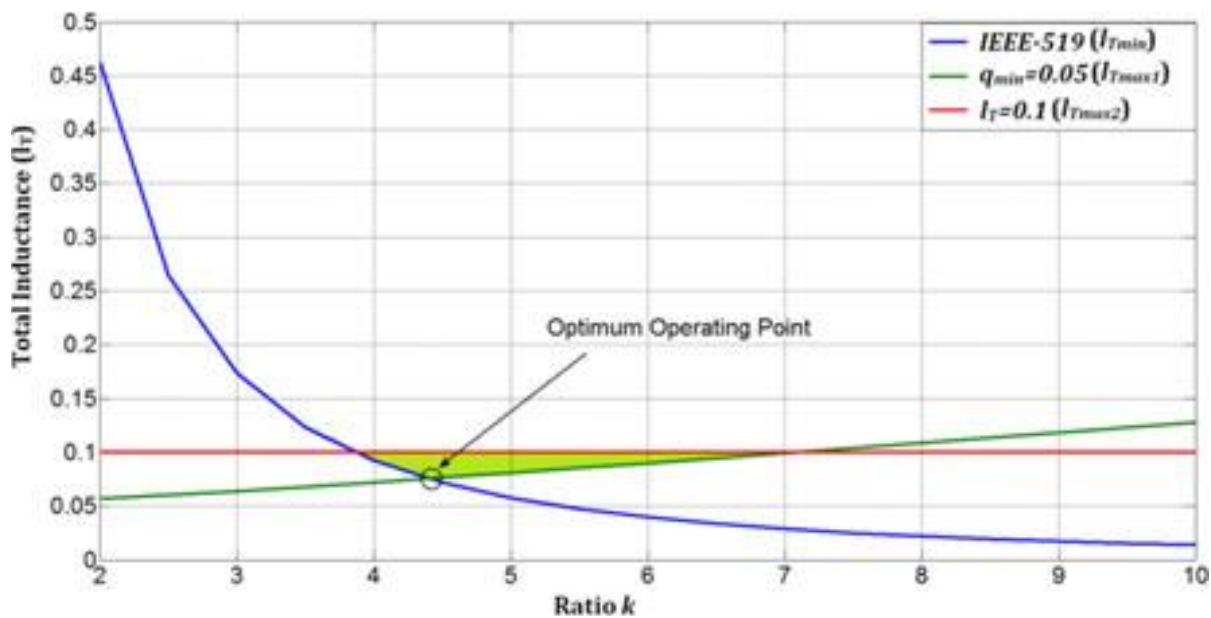
Den tredje begrensningen av total induktans (l_{max2}) blir basert på AC spenningsfall over den totale induktansen ved inverter drift og forventet svitsjetap. Ved å redusere den totale induktansen vil man begrense spenningsfallet. Den totale induktansen bør derimot være stor nok for å kunne kompensere for spenningsfallet, for å sikre strømstyringsevne og for å forbedre robusthet. For å begrense høyere svitsjetap påført av høyere DC-buss spenning, blir l_{max2} begrenset til 0,1 p.u.

Etter alle begrensningskriteriene er funnet skal disse representeres som tre grafer på hensyn av ratioen k .

$$k = \frac{f_{sw}}{f_{res}}$$

Ligning 3-26

Et eksempel på begrensningskriteriene representert som grafer på hensyn av ratioen k , vises under i figur 3-7.



Figur 3-7: Variasjoner av total induktans grensene på hensyn av ratio k , hentet fra [39]

Grafene som nå er tegnet brukes videre til å velge total induktans (p.u verdi) Grafens x-akse består av ratio k som utledes av svitsjefrekvens delt på resonansfrekvensen og y-aksen som består av total induktans i p.u verdi. På grafen er det tegnet tre forskjellige linjer, disse linjene er begrensningene av total induktans som varierer på grunnlag av ratio k. Den grønne linjen beskriver første begrensning av total induktans (l_{tmax1}), den blå beskriver andre begrensningen (l_{tmin}) for å tilfredsstill harmonisk forvrengnings kravet til IEEE-519 og den røde linjen beskriver tredje begrensning (l_{tmax2}). Eksempelet i figur 3-7 viser et grønt arbeidsområde når ratio k ligger mellom [4 – 6.5], arbeidsområdet er hvor både blå- l_{tmin} og grønn- l_{tmax1} ligger under rød- l_{tmax2} . Samtidig viser grafen at det optimale arbeidspunktet er hvor blå- l_{tmin} og grønn l_{tmax1} krysser hverandre under rød- l_{tmax2} . Dermed burde man velge l_t og ratio k verdiene som gjenspeiler krysningspunktet mellom første og andre begrensning, samtidig som det er mindre enn tredje begrensning.

Utfordring ved denne metodikken er at baseimpedansen blir høy med en lav effekt sammenlignet med grid-spenningen. Dette fører til at omgjøring fra total induktans fra per unit verdi til henry gjør den totale induktansen uakseptabel høy. Dette vises i tabellene under, hvor tabell 3-2 viser filter parameter utledet ved en effekt på 5kW, mens tabell 3-3 viser filterparameterne utledet ved denne metoden hadde ført til om effekten til systemet hadde vært 5kW.

Ved en P_r på 5kW ville denne metoden ført til verdiene:

l_t	6,71 mH
l_g	3,36 mH
l_r	3,36 mH
C	1,58 uF
F_{res}	3089,23 Hz

Tabell 3-2: Filter parameter med nominell effekt på 5kW

For et system med $P_r = 2kW$ blir verdiene:

l_t	16,78 mH
l_g	8,39 mH
l_r	8,39 mH
C	0,63 uF
F_{res}	3089,23 Hz

Tabell 3-3: Filter parameter med nominell effekt på 2kW

Kapasitansen blir veldig lav, noe som gjør at induktansen blir veldig stor. Denne induktansen hadde ført til et uakseptabelt spenningsfall, da det kan aksepteres på rundt 5% mens dette gir nærmere 10%. Den høye induktansen ødelegger også primær fordelene av LCL-filer kontra et L-filer, da LCL-filer gir muligheten for en lavere induktans og et mindre og billigere filter. Metodikken forutsetter at filteret skal inneholde passiv demping i form av en motstand.

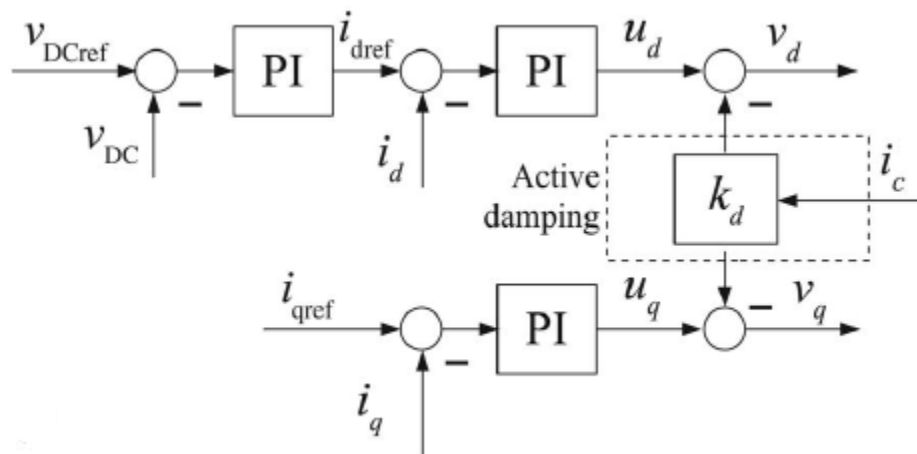
$$R_d = \frac{1}{3\omega_{res}C}$$

Ligning 3-27

Ved å parallellkoble en motstand med filter kondensatoren vil man ikke påvirke lav- eller høyfrekvente egenskaper til filteret, men få et effekttap som er vanskelig å akseptere. Det er mer vanlig å koble motstanden i serie med filterets kondensator. Dette fører til et relativt lavt effekttap, men vil føre til en dårligere dempingsevne av harmonisk forvrengning [33].

Filterdesign løsning 2

Den andre designmetoden er basert på [40], og har likheter med den første metoden som er presentert. Denne metoden vektlegger også fordelene med at spolene skal være like store, og viktiggjør forholdet mellom svitsjefrekvens og resonsansfrekvens. Metoden inkluderer derimot aktiv demping gjennom lead-lag network eller capacitor current feedback, hvorav sistnevnte var løsningen som ble gjennomgått.



Figur 3-8: Implementering av capacitor current feedback i kontrolleren. Hvor nettspenning feedforward og strømmens uncoupling term er utelatt for en enklere visning [24.]

Figur 3-8 viser hvordan Capacitor Current Feedback ville blitt implementert i strømsløyfen, hvor k_d er feedback gain til kondensator strømmen. I figuren er nettspenning feedforward og dq strømmens uncoupling term utelatt for å enklere vise implementering. Capacitor Current Feedback er nærmere forklart i et underkapittel av 2.5 Dempingsmetoder.

Designet bunner ut i å velge tre koeffisienter r_f , r_l og r_q . Hvorav r_f beskriver forholdet mellom svitsjefrekvens og resonansfrekvens, r_l beskriver størrelsesforholdet mellom de to spolene og r_q beskriver forholdet mellom filterets kapasitans og induktans. I likhet med forrige metode hvor man beskrev forholdet mellom svitsjefrekvens og resonansfrekvens med k , blir dette forholdet beskrevet med r_f :

$$r_f = \frac{f_{sw}}{f_{res}}$$

Ligning 3-28

Det første steget i metoden er å velge dempingsmetode og koeffisienten r_f . Det blir presentert en fast verdi for r_f til ulike dempingsmetoder. For dempingsmetoden capacitor current feedback burde r_f være rundt 3, mens for filter uten demping burde $r_f < 6$.

$$f_{res} = \frac{f_{sw}}{r_f} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{C_f} \left(\frac{1}{L_r} + \frac{1}{L_g} \right)}$$

Ligning 3-29

Andre steget er å velge r_l koeffisienten som refererer til forholdet mellom nettside spolen L_g og omformerside spolen L_r .

$$r_l = \frac{L_g}{L_r}$$

Ligning 3-30

For å beregne filterets totale induktans og kapasitans kan man bruke ligningen:

$$L_t C_f = \frac{1}{4\pi^2} \cdot \frac{r_f^2}{f_{sw}^2} \cdot \frac{(1 + r_l)^2}{r_l}$$

Ligning 3-31

For en konstant svitsjefrekvens f_{sw} vil man få den minste verdien av total induktans og kapasitans ved en $r_l = 1$. Dette betyr at spolene og kondensatoren vil være minst mulig når de to spolene har lik størrelse. En lav induktans gir mindre spenningsfall og høyere dynamisk respons. For å undersøke attenuation kan man bruke transfer funksjonen relatert til nettstrøm og omformerspenning:

$$\frac{i_g(f_{sw})}{v_r(f_{sw})} = 2\pi \frac{C_f \cdot f_{sw}}{r_f^2 (r_f^2 - 1)} \frac{r_l}{(1 + r_l)^2}$$

Ligning 3-32

Like spoler kan gi en økonomisk fordel som vist i ligning 3-31, derimot viser ligning 3-32 over at for $r_l = 1$ vil man også få den laveste verdien for attenuation.

Den siste koeffisienten med betegnelsen r_q beskriver forholdet mellom induktansen og kapasitansen til filteret. Denne koeffisienten er relatert til den reaktive effekten som filterkondensatoren produserer. En måte å definere r_q på er vist under:

$$r_q = \frac{Z_b^2 C_f}{L_t}$$

Ligning 3-33

Denne ligningen blir det samme som å sette $r_q = 1$, dette kan derimot føre til en veldig lav kapasitans som igjen fører til en veldig høy induktans. En høy induktans indikerer dyre og klumpete spoler som neglisjerer fordelene LCL-filter har sammenlignet mot et L-filter. Derfor burde r_q økes, men med en økning i r_q økes også kapasitans som igjen fører til en lavere effektfaktor. For å velge filterets parameter skal man i likhet med forrige metode tegne opp tre grafer som alle avhenger av r_q , dermed blir r_q valgt på grunnlag av at verdier som effektfaktor PF, total harmonisk forvrengning THD_i og total induktans L_t er på akseptable nivåer.

Den første grafen omhandler total induktans L_t og beskrives av ligningen:

$$l_t = r_f \frac{f_n}{f_{sw}} \frac{1 + r_l}{\sqrt{r_l \cdot r_q}}$$

Ligning 3-34

Hvor l_t er per unit verdien til total induktans, f_n er grunnfrekvensen og f_{sw} er svitsjefrekvens. Neste graf beskriver en tilnærming av total harmonisk forvrengning og beregnes ved:

$$i_g^{up} = \frac{\pi v_{dc}}{12Z_b} \frac{\sqrt{r_q}}{r_f^3} \frac{\sqrt{r_l}}{(1+r_l)} \frac{1}{\left(1 - \frac{6}{m_f}\right)^2 - \frac{1}{r_f^2}}$$

Ligning 3-35

Hvor den øvre grensen til nettstrømmen betegnes ved i_g^{up} , baseimpedansen som Z_b og frekvensmodulasjonsforholdet m_f som er lik $m_f = \frac{f_{sw}}{f_n}$. Videre for å finne en tilnærming for total harmonisk forvrengning til nettstrømmen brukes ligning:

$$THD_i(\%) = \frac{i_g^{up}}{i_g}$$

Ligning 3-36

Ved å dele den øvre grensen til nettstrømmen med selve nettstrømmen vil man få en tilnærming for harmonisk forvrengning i prosent. Den siste grafen definerer effekt faktoren og beregnes ved ligningene:

$$q = \frac{(r_q - 1)}{\sqrt{r_q}} \frac{(1 + r_l)}{\sqrt{r_l}} \frac{r_f \cdot f_n}{f_{sw}}$$

Ligning 3-37

$$PF = \frac{1}{\sqrt{1 + q^2}}$$

Ligning 3-38

Hvor q er per unit verdien av reaktiv effekt og PF er effekt faktoren.

I denne metoden er det beregnet parameter til LCL-filter med tre forskjellige verdier av r_f . De tre forskjellige verdiene av r_f er på bakgrunn av et system uten demping, med aktiv demping i form av capacitor current feedback og den generelle regelen at resonansfrekvensen skal ligge rundt midt i mellom svitsjefrekvens og båndbreddefrekvens.

Generell		Ingen demping		Aktiv demping	
rf	4,5	rf	6	rf	3,2
Lt	6,62 mH	Lt	6,83 mH	Lt	4,7 mH
Lg/Lr	3,31 mH	Lg/Lr	3,415 mH	Lg/Lr	2,35 mH
Cf	3,1 uF	Cf	5,3 uF	Cf	2,2 uF

Tabell 3-4: Filter parameter med tre ulike varianter av rf. For generell løsning, ingen demping og aktiv demping.

Ved å øke rf vil man redusere nettstrømmens THD_i ettersom svitsjefrekvensen er lengre i 60dB/decade regionen. Man kan derimot se at ved en økt rf vil man også få en høyere induktans. Man får de laveste verdiene for induktans og kapasitans ved bruk av aktiv demping, det er derimot også den mest komplekse løsningen, da man må implementere dempingen i kontrolleren. For de to andre løsningene, spesielt uten demping må man justere r_q for å unngå uakseptable høye verdier av total induktans, utfordringen er at kapasitansen blir høyere ved en høyere r_q . Ved å redusere induktans på bekostning av økt kapasitans vil dette føre til en liten reduksjon i filterets effektivitet og en dårligere effektfaktor, i tillegg må man passe på at den reaktive effekten ikke blir for stor til at omformeren ikke greier å kompensere. Den generelle løsningen for rf har gode verdier og man slipper den aktive dempingen, men kan derimot gi utfordringer med resonanstopper. Ved at man ikke får dempet toppene tilstrekkelig.

Filterdesign løsning 3

Den tredje metoden for å designe LCL-filteret baserer seg i all hovedsak på [41]. Metoden er utviklet som en robust og enkel måte å designe et LCL-filter og setter søkelys på å sikre stabilitet uten demping for omformere som kontrolleres av PI-basert strømkontroll. Ulikt tidligere gjennomgåtte metoder unngår denne metoden resonans problemer med å justere filter parameter til et stabilt frekvensområde istedenfor passiv eller aktiv demping. Med å ta hensyn til variasjon i nett induktans får man derimot en rekke muligheter for resonansfrekvens, som avhenger av nett induktans og filter kapasitans. Disse mulighetene blir begrenset av grunnfrekvensen f_g og svitsjefrekvensen f_{sw} . Resonansfrekvensen kan uttrykkes ved ligning 3-39:

$$f_{res} = \frac{\omega_{res}}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_g + L_r}{L_g L_r C_f}}$$

Ligning 3-39

Videre er det stabile frekvensområde utledet i [41] og gis som:

$$10f_g < \frac{f_{sw}}{6} < f_{resmin} \leq f_{res} \leq f_{resmax} < \frac{f_{sw}}{2}$$

Ligning 3-40

$$f_{resmin} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_g + L_r + L_{nmax}}{L_r C_{fmax} (L_g + L_{nmax})}}$$

Ligning 3-41

$$f_{resmax} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_g + L_r + L_{nmin}}{L_r C_{fmin} (L_g + L_{nmin})}}$$

Ligning 3-42

Filterspolene er definert som L_g og L_r , mens nettets induktans er betegnet med L_n . Det første steget i å finne filter parameterne er å utlede maksimal størrelse på filterets induktans. Fordi man vil unngå spenningsfall og effekttap i filteret burde induktansen til filteret være minst mulig. For av denne grunnen burde den totale induktansen til filteret være lavere en 0.1 pu. av baseimpedansen, dermed kan den totale induktansen beskrives ved:

$$L_{tmax} = 10\% \frac{V_{LL}^2}{2\pi f_g P}$$

Ligning 3-43

Her er V_{LL} RMS linjespenning til nettet, og P er nominell aktiv effekt til systemet. Normalt burde ikke mer enn 5% av den nominelle aktive effekten konsumeres av filterkondensatoren som reaktiv effekt. Med denne begrensningen kan den maksimale filter kapasitansen uttrykkes som følgende:

$$C_{fmax} = 5\% \frac{P}{2\pi f_g V_{LL}^2}$$

Ligning 3-44

Som beskrevet i forrige metode, burde ikke kondensatoren være for liten, da dette fører til for store spoler. Derfor er det vanlig å starte med en kapasitans som er halvparten av den maksimale verdien $0,5C_{fmax}$, for så å gradvis justere oppover i tilfeller der noen av begrensningene ikke er tilfredsstillt. Spolen på omformersiden L_r designes for å redusere ripplestrømmen til omformerens. Dette betyr at spolen må være stor nok til å kunne dempe de verste tilfellene av ripplestrøm. Forholdet mellom størrelsen på spolen og maksimal ripplestrøm kan beskrives ved:

$$L_{rmin} = \frac{V_{dc}}{6f_{sw} \Delta i_{max}}$$

Ligning 3-45

Strømmen på omformersiden må ikke overgå spolens angitte metningsstrøm, dette er for å unngå metningsproblemer og uttrykkes ved:

$$\left| i_{rmax} + \frac{\Delta i_{max}}{2} \right| < I_{sat}$$

Ligning 3-46

For høye frekvenser den maksimale strømmen på omformersiden av filteret beskrives ved:

$$I_{rmax} = I_{gmax} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{P}{V_{LL}}$$

Ligning 3-47

Ifølge ligning 3-45 og ligning 3-47 kan den minimale omformerside spolens verdi utledes basert på ligning:

$$L_{rmin} > \frac{V_{dc}}{12f_{sw} (I_{sat} - I_{rmax})}$$

Ligning 3-48

Nettside spolen til filteret L_g designes for å begrense total harmonisk forvrengning og tilfredsstillere kravet til IEEE 519-1992 standard om at nett strømmens THD_i verdi skal være under 5%. For å bestemme verdien til L_g må man først bestemme en harmonisk attenuation konstant δ , som representerer forholdet mellom nett strømmen og omformer strømmen ved svitsjefrekvens.

$$\delta = \left| \frac{i_g}{i_r} \right|_{sw} = \frac{1}{\left| 1 + a \left(1 - L_r C_f \omega_{sw}^2 \right) \right|}$$

Ligning 3-49

$$a = \frac{1 + \delta}{\delta a_1} \quad a_1 = L_r C_f \omega_{sw}^2 - 1$$

Ligning 3-50

Den harmoniske attenuation konstanten δ er proporsjonal med THD som betyr at man kan betydelig redusere strøm harmonics ved en lav δ . Man må derimot være forsiktig med å velge for lav δ , da det kan oppstå resonansproblemer. For å være sikker på at det ikke oppstår resonansproblemer og at filter får redusert strøm harmonics tilstrekkelig har artikkelen [41] utledet tre betingelser:

$$\delta < \frac{36L_r - \left(2\pi f_{sw} L_r \right)^2 C_{fmax}}{a_3 \left(2\pi f_{sw} \right)^2 - 36a_2} \rightarrow 1st$$

Ligning 3-51

$$\delta < \frac{4L_r - \left(2\pi f_{sw} L_r \right)^2 C_{fmin}}{b_3 \left(2\pi f_{sw} \right)^2 - 4b_2} \rightarrow 2nd$$

Ligning 3-52

$$\delta > \delta_{min} = \frac{1}{\left| 1 + a_{max} a_1 \right|} \rightarrow 3rd$$

Ligning 3-53

Hvor:

$$a_2 = L_r + a_1 L_{nmax} + a_1 L_r$$

$$a_3 = L_r C_{fmax} (L_r + a_1 L_{nmax})$$

$$b_2 = L_r + a_1 L_{nmin} + a_1 L_r$$

$$b_3 = L_r C_{fmin} (L_r + a_1 L_{nmin})$$

$$a_{max} = \frac{L_{Tmax}}{L_r} - 1$$

Ligning 3-54

Når alle betingelsene er oppfylt kan man finne nettside spolens verdi ved en ligning som beskriver forholdet mellom de to filterspolene:

$$L_g = aL_r = \frac{L_r (1 + \delta)}{\delta a_1}$$

Ligning 3-55

I denne metoden brukes den maksimale induktansen for å utrede størrelsen på begge spolene. Eksempelet i artikkelen finner L_r ved å ta 40% av den totale induktansen, og videre L_g ved ligning (over). I likhet med metode 1, gir forholdet mellom den relative lave effekten og linjespenningen utfordringer ved at induktansen blir for høy. Ved å følge eksempelet ville man fått følgende verdier på spolene:

L_t	16,9 mH
L_g	6,9 mH
L_r	10 mH

Tabell 3-5: Filter parameter for metode 3.

I likhet med metode 1 blir disse spolestørrelsene uakseptabelt høye, en induktans på nærmere 17mH vil føre til et uakseptabelt spenningsfall og effekttap over filteret, i tillegg til at filteret blir stort og lite økonomisk. Det som er spennende med denne metoden, er det stabile frekvensområde. Selv ved å ikke følge metoden til punkt og prikke og med verdier som er mer passende med hensyn på spenningsfall og effekttap, kommer man fortsatt godt innenfor det stabile frekvensområde.

Et eksempel på dette vises under:

Lt	6 mH
Lg	3 mH
Lr	3 mH
Cf	3 uF

Tabell 3-6: Passende filter parameter med hensyn på spenningsfall og effekttap

10fg	<	Fc_min	<	Fres_min	≤	Fres	≤	Fres_max	<	Fc_max
500Hz		1667Hz		2256Hz		2981Hz		4581Hz		5000Hz

Figur 3-9: En framstilling som viser at resonansfrekvens som er beregnet av filter parameteren fra tabell 3-6 havner innenfor det stabile frekvensområde.

Valgt filterdesign løsning

Jeg har gjennomgått og undersøkt tre ulike metoder for å designe filter. For disse tre metodene er også tre forskjellige måter for demping undersøkt. Passiv demping har en enkel implementering, men gir problemer som høyere effekttap eller dårligere demping av harmonisk forvrengning avhengig om man kobler motstanden i serie eller parallell. Aktiv demping har på den andre siden en kompleks implementering, og siden systemet ikke er digitalt styrt vil det fungere som en virtuell motstand i parallell. Det har ikke blitt undersøkt om den virtuelle motstanden fører til effekttap, men det kan virke som effekttapet er neglisjerbart. For den tredje metoden er det ingen demping, men handler om å nøye plassere resonansfrekvensen i det stabile frekvensområde.

Det stabile frekvensområde er en enkel løsning og uten særlige uønskede egenskaper ved godt forarbeid. Passiv demping i form av både seriekobling og parallellkobling av en motstand virker som dårlige løsninger for dette systemet. For en parallellkoblet motstand vil man ikke påvirke lav- eller høyfrekvente egenskaper, men man vil få et uønsket effekttap. For en motstand i serie vil man unngå det uønskede effekttapet, men man vil få redusert harmonisk demping. Siden systemet har en relativt lav nettstrøm, vil total harmonisk forvrengning gi en høyere prosentandel. Dermed konkluderes det med at en løsning hvor dempingen av harmonisk forvrengning reduseres ikke er en god løsning. Aktiv demping kunne vært en god løsning å undersøke nærmere, men på grunn av kompleksiteten sammenlignet med det stabile

frekvensområde, blir det naturlig å undersøke løsningen uten demping. I tillegg har man ikke har funnet litteratur som beviser at den virtuelle motstanden ikke fører til et større effekttap noe som gjør løsningen litt mer usikker.

Bortsett fra metoden som inneholdt aktiv demping og den generelle løsningen i metode to, var ingen av filter parameterne direkte gode. Dette skyldes at man fikk for høye verdier av induktans som ville ført til et uakseptabelt spenningsfall og effekttap. I metode to fikk man en induktans som på hensyn av effekttap og spenningsfall var akseptable, problemet her var at man kunne få utfordringer med resonans.

For å designe LCL-filteeret tok jeg utgangspunkt i verdiene fra den generelle løsningen i metode 2:

Generell	
rf	4,5
Lt	6,62 mH
Lg/Lr	3,31 mH
Cf	3,1 uF

Tabell 3-7: Filter parameter fra den generelle løsningen fra metode 2

Videre har jeg sett på fire parameter for å komme frem til det beste filteret for mitt system. Disse fire parameterne er spenningsfall/effekttap over filteret, at resonansen havner innenfor det stabile frekvensområde og THD verdien til nettstrømmen.

For å bestemme passende størrelser på filterets spoler og kondensator er det først sett på grensen for spenningsfall og effekttap. Den totale induktansen burde ikke overskride rundt 8mH, siden en høyere induktans vil føre til et spenningsfall på over 5%. Videre burde kondensatoren og spolen være minst mulig for å bedre utgangsdynamikken til omformer, og for et bedre økonomisk aspekt. Før simulering beregnes det også at verdiene av kapasitans og induktans gir en resonansfrekvens som ligger innenfor det stabile frekvensområdet.

Det har blitt utført omfattende testing av ulike verdier for spolene og kondensatoren, for å se hvilke størrelser som gir de beste verdiene for THD og rippelstrøm. Verdiene til total induktans har variert mellom 1mH til 8mH, der også påstanden gitt i to av metodene om at like store spoler skal være gunstig har blitt testet. Kondensatorstørrelsene som har blitt testet har variert mellom 1uF og 6uF.

$$L_t = L_g + L_r = [1 \leq L_t \leq 8]_{mH}$$

$$C_f = [1 \leq C_f \leq 6]_{\mu F}$$

Ligning 3-56

Den harmoniske forvrengningen har blitt målt ved hjelp av FFT-analyse for 2kW som er nominell verdi til systemet, men også for 1kW som tilsvarer at systemet kjører med 50% av nominell verdi. Verdier av Cf har blitt metodisk testet for ulike verdier for spolene, men det er vanskelig å se et spesifikt mønster hvor endringen i harmonisk forvrengning er proporsjonal med endringen i Cf. Tabellene under er et eksempel for spesifikke spoleverdier og viser hvordan total harmonisk forvrengning endrer seg ved en endring i Cf når systemet kjører på 50% effekt.

Lg	1,5 mH
Lr	4,5 mH
Cf	3 uF
THD 50%	5,17 %
THD 100%	2,87 %

Tabell 3-8: Spesifikke filter parameter og resulterende THD i nettstrømmen ved 50% av nominell effekt 1kW og 100% av nominell drift 2kW

Cf(μF)	2	2,1	2,2	2,3	2,4	2,5	2,6	2,7	2,8	2,9
THD(%)	6,02	5,69	5,83	5,78	6	5,61	5,62	6,42	5,67	6,21
Cf(μF)	3,1	3,2	3,3	3,4	3,5	3,6	3,7	3,8	3,9	4
THD(%)	6,33	5,87	5,73	5,76	5,33	6,11	5,92	6,01	5,44	5,73

Tabell 3-9: Viser THD i % av nettstrømmen for filterpara

Det forekommer selvfølgelig ulike verdier for THD ved andre spolestørrelser, men det er vanskelig å finne korrelasjon mellom THD verdier for ulik spolestørrelse og endring i kondensatorstørrelse. Det kommer derimot frem at den beste verdien for THD oftest gis ved en kapasitans på rundt 3uF.

Spolestørrelser har også metodisk blitt testet. En ting som har blitt undersøkt er forholdet mellom de to spolestørrelsene. I metode en og to ble det anbefalt at spolene skulle være like store, men det kom også fram i metode to at dette ville føre til den dårligste attenuation. Dette har kommet

fram under simuleringene ved at verdiene av THD blir bedre når nettside spolen L_g er mindre enn omformerside spolen L_r.

$$u = \frac{L_g}{L_r} [u < 1]$$

Ligning 3-57

Endringen av u er ikke proporsjonal med bedring av THD, og det er ulikt for hver verdi av total induktans. Man ser derimot et klart mønster ved å gjøre nettside spolen mindre enn omformer spolen vil man i ulik grad få en bedre THD. De beste målingene er gitt ved en u-verdi på enten 0,5 eller 0,25.

Et eksempel på dette er vist i tabellene under, hvor alle tre scenarioene har total induktans på 6mH, hvor den ene har lik størrelsesforhold mellom spolene og den andre har et størrelsesforhold koeffisient u på 0,5 og den tredje en koeffisient u på 0,25.

u=1		u=0.5		u=0.25	
L _g	3 mH	L _g	2 mH	L _g	1,5 mH
L _r	3 mH	L _r	4 mH	L _r	4,5 mH
C _f	3 uF	C _f	3 uF	C _f	3 uF
THD 50%	6,08 %	THD 50%	5,43 %	THD 50%	5,17 %
THD 100%	3,00 %	THD 100%	2,85 %	THD 100%	2,87 %

Tabell 3-10: Tre tabeller med filter parameter for ulike forhold mellom de to filter spolene

Eksempelet viser et mønster som har kommet fram under simuleringen. For både 2kW (100%) og 1kW (50%) går den totale harmoniske forvrengningen ned ved en u under 1. Hvis u blir for lav, vil derimot THD for 2kW starte å øke. De to beste målingene vises under og er betegnet som måling 1 og måling 2:

Måling 1		Måling 2	
L _g	1,5 mH	L _g	2,2 mH
L _r	4,5 mH	L _r	4,4 mH
C _f	3 uF	C _f	3 uF
THD 50%	5,17 %	THD 50%	4,92 %
THD 100%	2,87 %	THD 100%	3,07 %

Tabell 3-11: To tabeller som viser de beste filter parameterne i form av beste resultater av THD

Valget stod til slutt mellom måling 1 og måling 2. Måling 2 har en bedre THD verdi for når systemet kjører på 1kW, men en dårligere THD verdi ved nominell verdi 2kW. Den totale induktansen er også 0.6mH høyere ved måling 2. I henhold til IEEE standardene er det anbefalt at THD verdien burde ligge under 5% [5]. Ved nominell drift på 2kW tilfredsstiller begge løsningene kravet. For 1kW drift derimot, er det bare måling 2 som tilfredsstiller kravet. Måling 2 gir i tillegg en liten reduisering i rippelstrøm.

Måling 2 virker som det beste valget. Fordi en økning på 0.6mH ikke vil føre til en signifikant øking i effekttap eller kostnad, samtidig som det gir en økt robusthet ved at den tilfredsstiller kravet på 5% også ved 50% av nominell verdi. Forskjellen i THD ved nominell drift er heller ikke signifikant da begge verdiene er godt under 5%.

Lt	6,6 mH
Lg	2,2 mH
Lr	4,4 mH
Cf	3 uF

Tabell 3-12: Valgte filter parameter

Disse verdiene gir en resonansfrekvens som havner innenfor det stabile frekvensområde, et akseptabelt spenningsfall over filteret på under 10%, total harmonisk forvrengning som tilfredsstiller IEEE kravet på 5%.

3.6 DC-Link

DC-link kondensatoren fungerer som bindeledd mellom de to omformerene i et to-steps batterilagringssystem, vises på figur 2-2 og hjelper med å stabilisere DC-spenningen og redusere rippel strøm. Kondensatoren plasseres mellom BDAC og BDC som forklart i kapittel 2. For å velge kondensatorstørrelse må man først velge nominell DC-kondensatorspenning. Den nominelle DC-kondensatorspenningen V_{dc} må være stor nok til å kunne utnyttes av SVPWM-metoden og til å lagre den likerettede spenningen. Fordi LCL-filteret er utformet slik at filterkondensatoren har stor impedansverdi for fundamentale signaler, kan LCL-filteret for fundamentale signaler tilnærmes til en induktor L_t som er summen av de to spolene L_g og L_r .

Dermed kan man ved å neglisjere filterkondensatoren og bruke summen av spolene finne maksimal omformerside spenning ved [41]

$$V_{rm} = \sqrt{V_{gm}^2 + (L_t \omega I_{gm})^2}$$

Ligning 3-58

Minimum nominell DC-kondensatorspenning som kreves for å kunne utnyttes av SWPWM kan bli kalkulert ved:

$$V_{dcmin} = \sqrt{3} V_{rm}$$

Ligning 3-59

For å beregne størrelsen på kondensatoren trenger man akseptabel rippelspenning ΔV_{dc} .

Rippelspenningen burde ikke overstige 10% av den nominelle DC-kondensatorspenningen, i dette tilfelle

$$\Delta V_{dc} = V_{dc} \cdot 10\%$$

Ligning 3-60

I tillegg til rippelspenningen trenger man system parameter som linjespenning V_{LL} , nominell effekt P og ønsket svitsjefrekvens F_{sw} . Dersom disse verdiene er kjent, kan man beregne minimum kapasitans til DC-bus kondensatoren med [42]

$$C_{dcmin} = \frac{P(\sqrt{2}V_{dc} + \sqrt{3}V_{LL})}{2\sqrt{3}V_{LL}V_{dc}\Delta V_{dc}f_{sw}}$$

Ligning 3-61

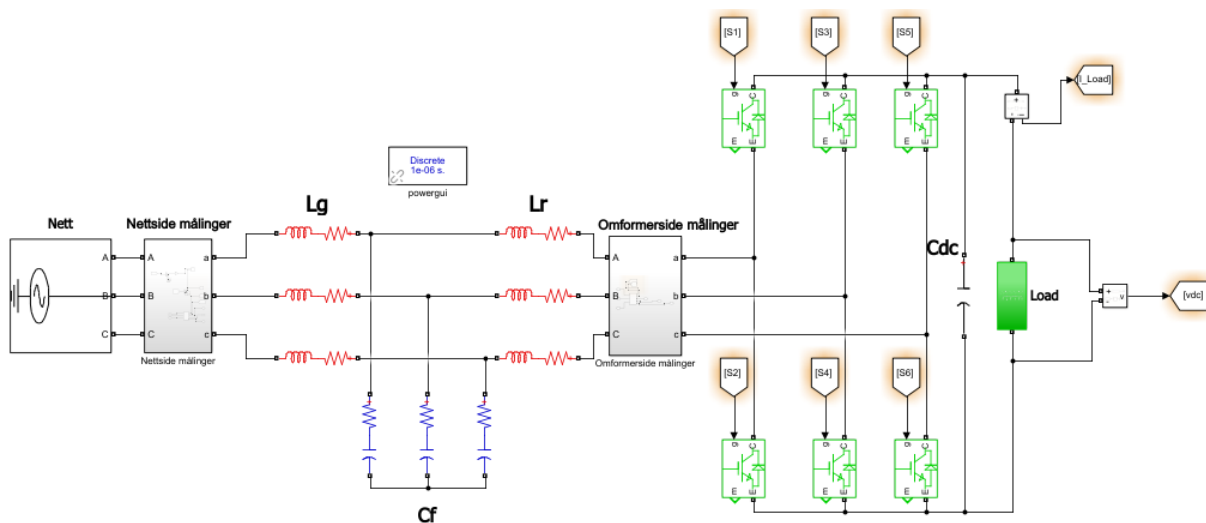
3.7 Simuleringsmodell

Simuleringsmodellen av det komplette omformersystemet er bygget i blokkdiagrammiljøet Simulink[®], som er en MATLAB[®] basert applikasjon. Dette kapitlet skal presentere hvordan simuleringsmodellen til systemet fungerer, hvor simuleringsresultater kommer i kapittel 4.

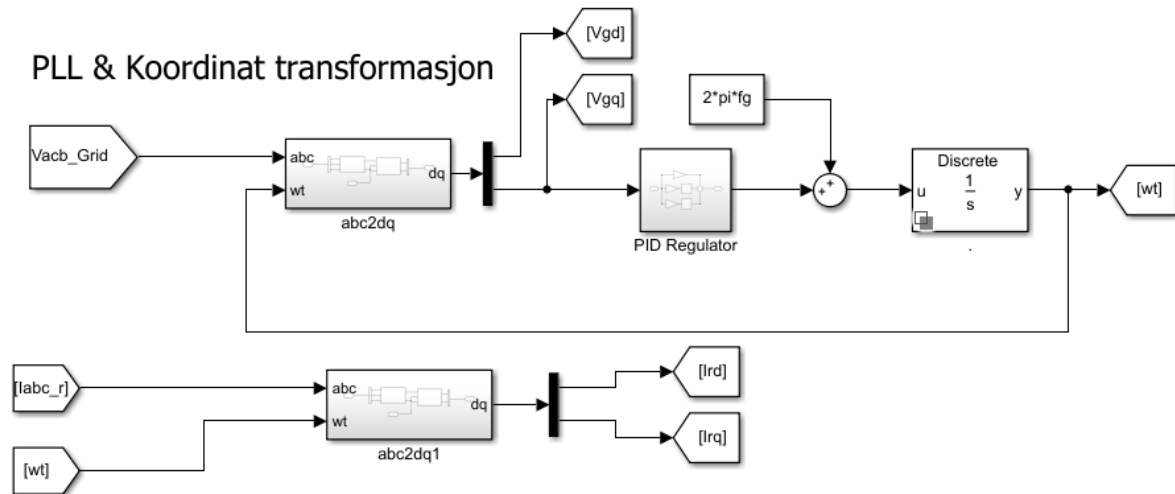
Modellen kan kjøre simuleringer både i det kontinuerlige eller diskrete domene, fordi Simulink[®] modeller kan prosessere både kontinuerlige og diskrete tidssignaler. Det er valgt en sample time på 1µs, denne verdien skrives inn i powergui blokken forutsatt at powergui blokken er

konfigurert til det diskrete domene. Sample time er tiden systemet bruker på å diskretisere den elektriske kretsen i sekunder. Simuleringens solver er satt til type: fixed-step og solver: discrete. Denne typen solver tillater ikke continuous states, som gjør den kompatibel med mikrokontroller enhet (MCU), blant annet TI-Launchpad som anvendes i denne oppgaven. Man finner simuleringens solver ved å gå inn på model settings og videre inn på siden kalt solver. For alle de diskrete blokkene er sample time satt til -1. Dette gjør at Simulink bestemmer den beste sample time for hver enkelt blokk, noe som reduserer risikoen for ustabilitet. Algoritmene er alle implementert med ferdigblokker fra Simulinks bibliotek eller skrevne MATLAB-funksjoner. Med et formål om å verifisere kontrollalgoritmene er denne metoden med å analysere systemet under ideelle forhold akseptabelt.

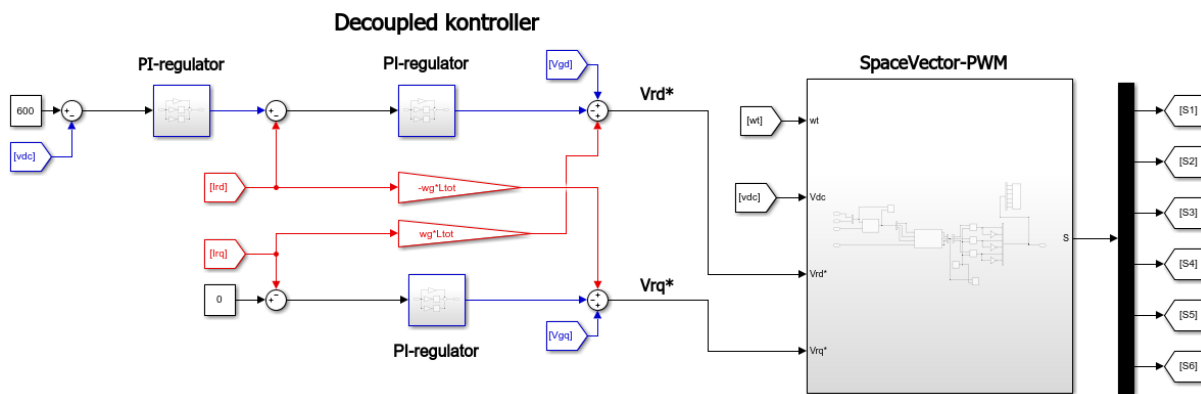
Figurene under viser oppsettet til hele simuleringsmodellen, hvor figur 3-10 viser hoved kretsen, figur 3-11 viser PLL og koordinat transformasjonene og figur 3-12 viser kontrolleren og SVPWM. Fargene på figurene har ingen mer betydning enn å synliggjøre ulike komponenter.



Figur 3-10: Hoved kretsen til simuleringsmodellen



Figur 3-11: PLL & Koordinat transformasjon til simuleringsmodellen



Figur 3-12: Kontrolleren til simuleringsmodellen

Modellen er designet for å gi en stabil likespenning med effektfaktor lik 1 i lukket sløfededrift, til lasten som er figurert som et batteri. Modellen skal regulere for ulike lastvariasjoner, og i kapittel 4 er det utført simulering for å observere og presentere kontrollerens respons. For å fokusere på hvordan systemets respons på lastvariasjoner, startes systemet i steady-state ved at kondensatoren på DC-link (C_{dc}) er forhåndslagret. Hvis man ikke har forhåndslagret DC-link kondensatoren og starter simuleringen med 0V og går umiddelbart til steady-state vil man få en stor strøm transient for å lade DC-link kondensatoren. Strømtransienten må tas hensyn til under testing av den fysiske modellen, ellers er det stor sjanse for å ødelegge kraftelektronikk komponenter eller utløse sikringene.

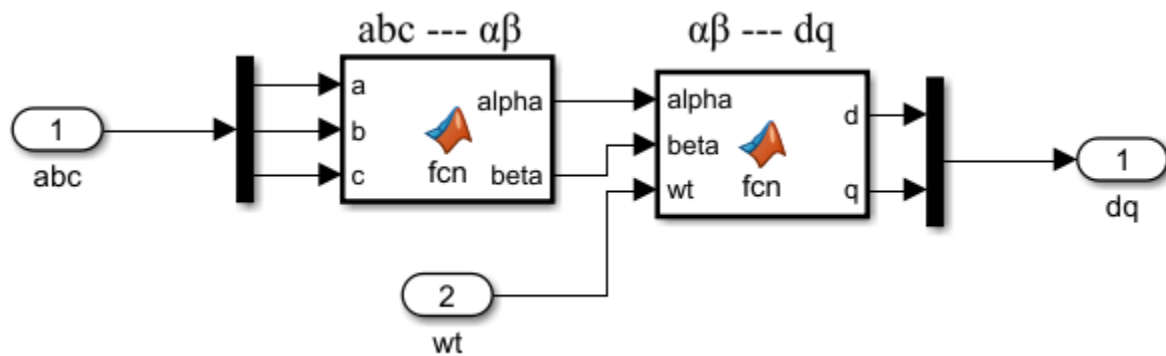
Simuleringens parameter er funnet tidligere i dette kapittelet og blir lastet inn i MATLAB-arbeidsområde fra en .m MATLAB-kode fil. Parameterne blir presentert i tabellen under.

Parameter	Symbol	Verdi	Enhet
Nominell effekt	P	2	kW
Nettspenning	V_{LL}	400	V
DC-referanse	V_{dc}	600	V
Nettfrekvens	f_g	50	Hz
Svitsjefrekvens	f_{sw}	10	kHz
Nettside spole	L_g	2.2	mH
Omformerside spole	L_r	4.4	mH
Filter kondensator	C_f	3	uF
DC kondensator	C_{dc}	550	uF

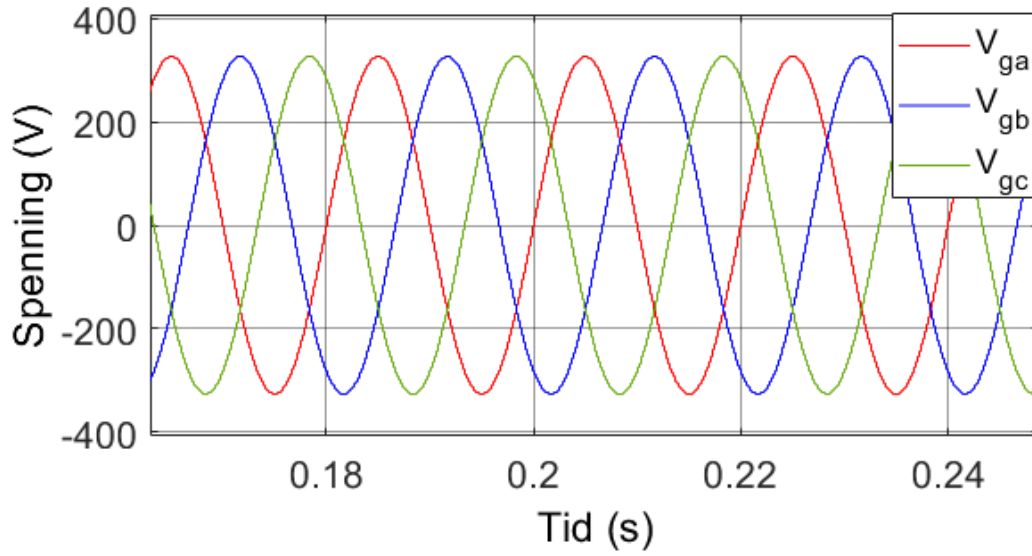
Tabell 3-13: Simuleringsmodellens parameter

Clarke & Park transformasjon

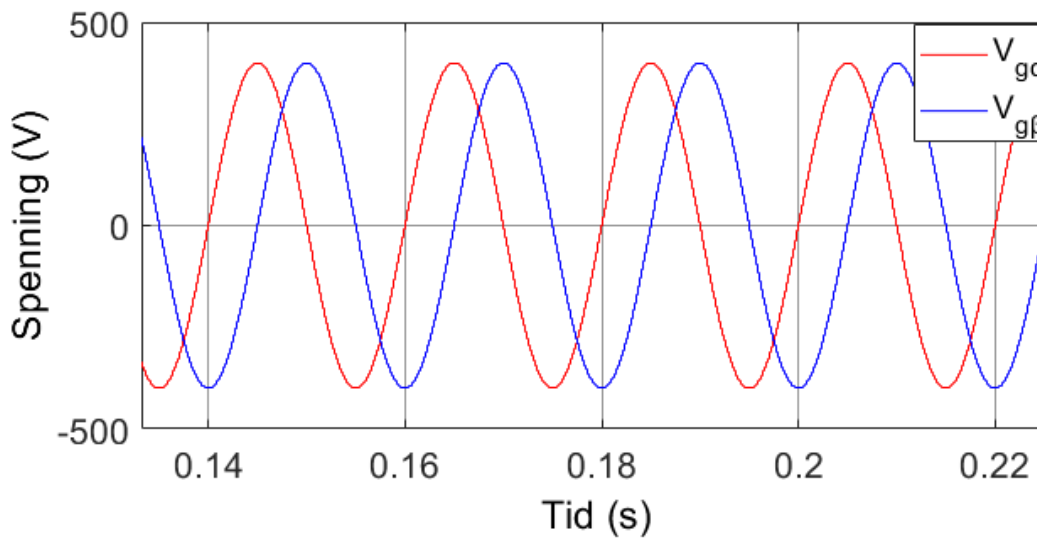
Clarke og park transformasjon gjøres i to steg ved hjelp av to Simulink ferdigblokker. Den første ferdigblokken transformerer abc verdier til $\alpha\beta$ domene, og den andre blokken transformerer $\alpha\beta$ -verdiene til dq domene. Blokkdiagrammet for spenningstransformasjonen og målinger av spenning i de forskjellige domenene vises under:



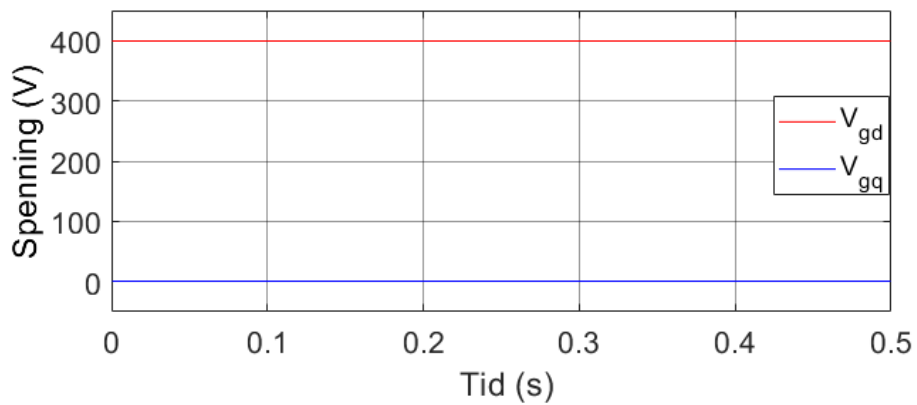
Figur 3-13: viser innsiden av subsystemet adc2dq vist i figur 3.10



Figur 3-14: Målinger av nettspenning i abc domene



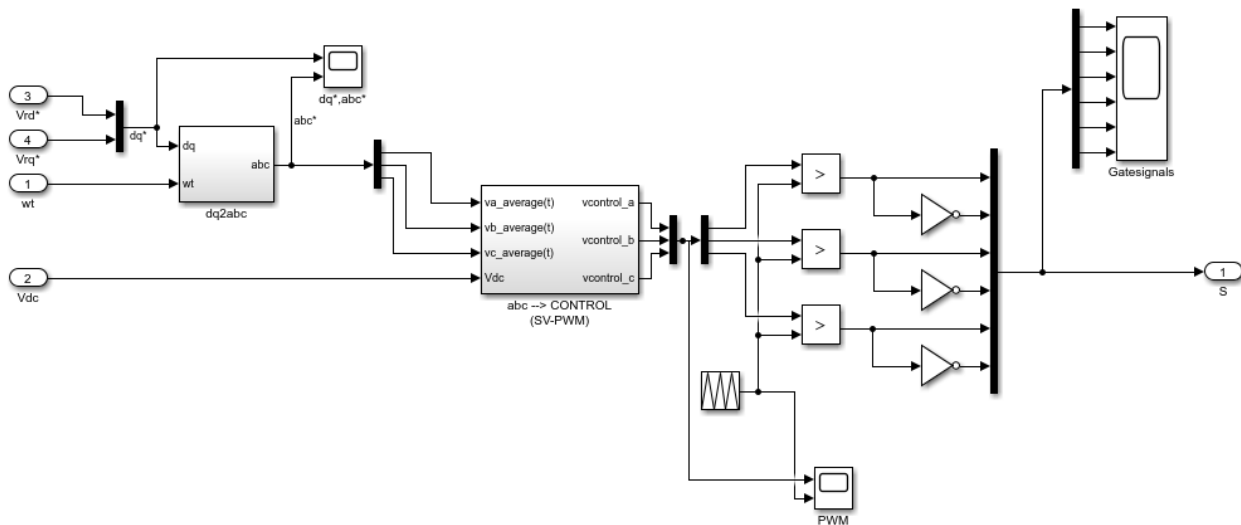
Figur 3-15: Nettspenningene i den stasjonære referanserammen



Figur 3-16: DC-verdier sett i den roterende referanserammen.

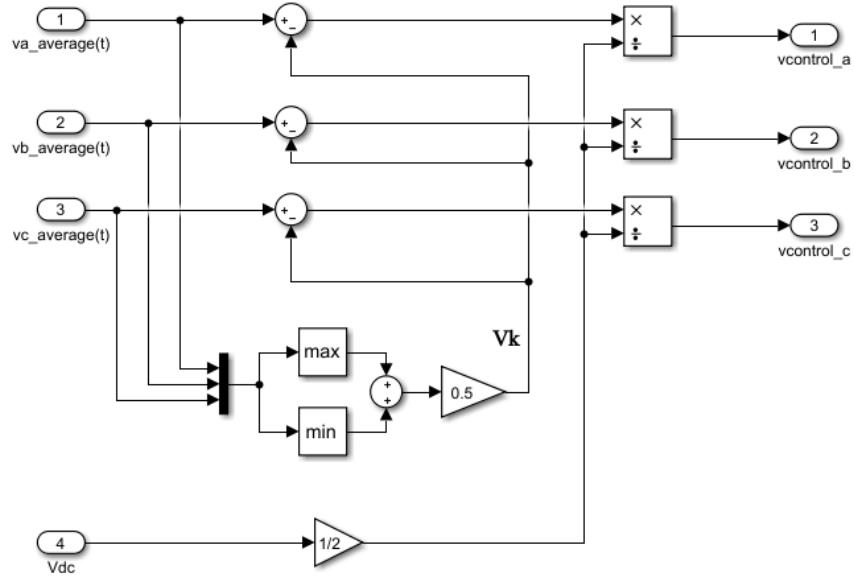
Space vector pulse width modulation (SVPWM)

Subsystemet SV-PWM som produserer pulsene som skal aktivere svitsjingen til omformerer vises i figur 3-17. Her blir kontrollens utganger $[V_{rd}, V_{rq}]$ transformert tilbake til abc verdier, før de går inn i en ny subsystem-block som syntetiserer en gjennomsnittlig romvektor med fasekomponenter v_a , v_b og v_c som kalles kontrollspenningene. Deretter brukes en relational operator som sammenligner kontrollspenningene $[a,b,c]$ med en trekantet bølgeform, hvor signalet slippes gjennom hvis kontrollspenningene er størst. Etter relation operator blokken blir svitsjesignalene generert. Signalene genereres enten ved at kontrollspenningen er størst og slippes igjennom, eller at det trekantede bølgeform signalet er størst, noe som gjør at det ikke slippes noe gjennom. Hvis det ikke slippes et signal igjennom noe gjennom vil NOT-blokken gjøre at det genereres signal. Enklere forklart blir det generert seks ulike svitsjepulser. Tre pulser genereres når kontrollspenningene for de ulike fasene er større enn trekant bølgeformen. Mens de resterende tre blir generert når bølgeformen er større enn de ulike kontrollspenningene.



Figur 3-17: Simulink blokk diagram av SV-PWM. Subsystem "SpaceVector PWM" i figur 3-11.

Subsystem-blokken " $abc \rightarrow CONTROL (SV-PWM)$ " er implementert for å kunne sammenligne kontrollspenningene med den trekantede bølgeformen. I SV-PWM har ikke kontrollspenningene en ren sinusformet oppførsel slik som i sinusformet PWM [43]. Dermed er subsystemet som vises under i figur 3-18, implementert for å syntetisere en gjennomsnittlig romvektor med fasekomponentene v_a , v_b og v_c .



Figur 3-18: Subsystemet "abc → Control SV-PWM" i figure 3-16.

Kontrollspenningen kan uttrykkes i form av fasespenningene, dette vises i ligningene under:

$$v_{control,a} = \frac{v_a - v_k}{\frac{v_d}{2}}$$

$$v_{control,b} = \frac{v_b - v_k}{\frac{v_d}{2}}$$

$$v_{control,c} = \frac{v_c - v_k}{\frac{v_d}{2}}$$

Ligning 3-62

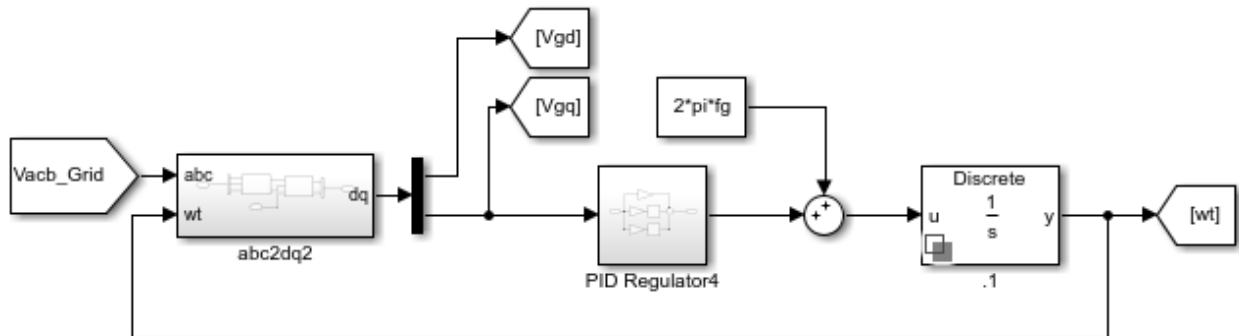
Spenningen V_k som vises i figur 3-18 kan uttrykkes ved følgende ligning:

$$v_k = \frac{\max(v_a, v_b, v_c) + \min(v_a, v_b, v_c)}{2}$$

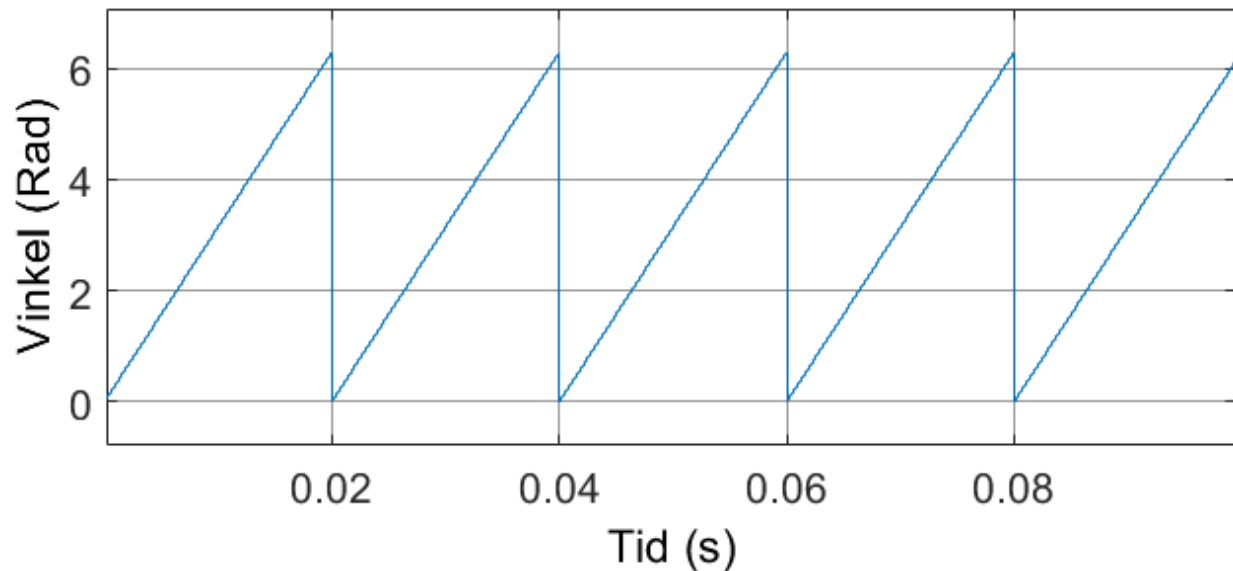
Ligning 3-63

Phase locked loop (PLL)

Blokkdiagrammet til Simulink systemets phase locked loop vises i figur 3-19. Den diskrete integrator blokken har en wrapped upper state på 2π og en initial value på 0. Det vil si at den bryter tilstanden og starter på null, når θ blir lik 2π . Dette gjør at θ vil holde seg mellom 0 og 2π og ikke gå mot uendelige. Utgangen kan ses i figur 3-20, som viser et sagtannformet signal som representerer nettets fasevinkel som varierer mellom 0 og 2π med en frekvens på 50Hz.



Figur 3-19: Simuleringsmodellens PLL



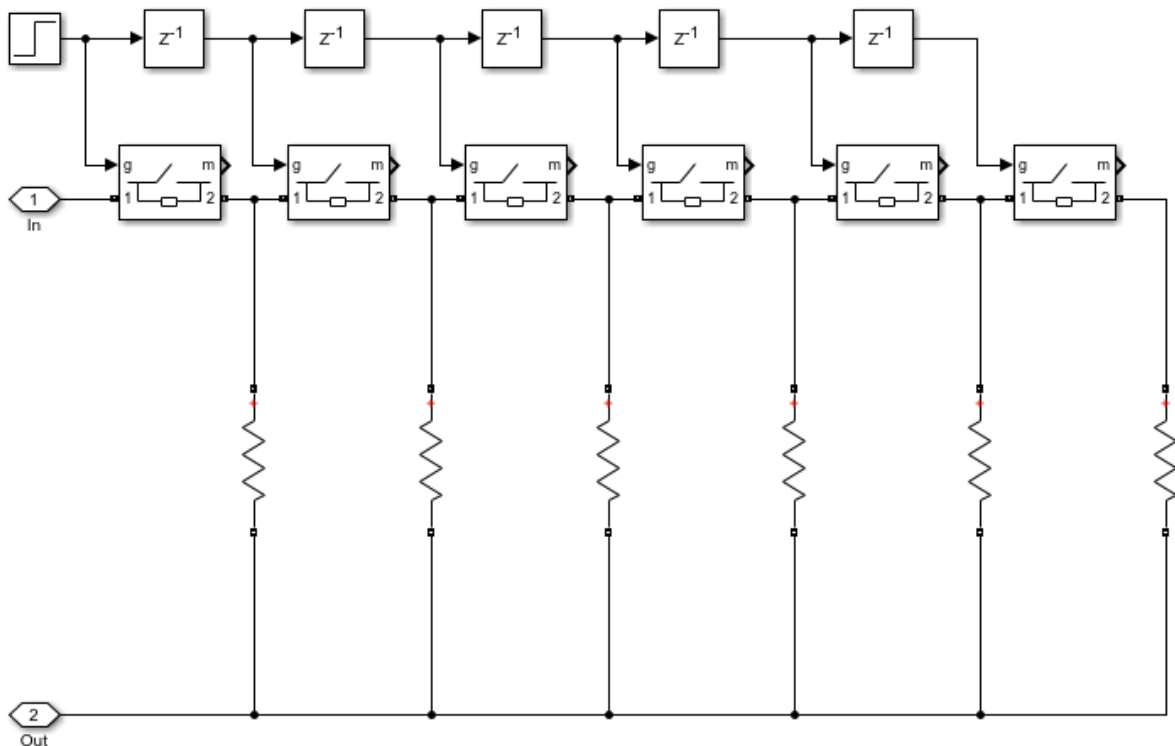
Figur 3-20: Målinger fra utgangen wt. Sagtannformede signalet representere nettets fasevinkel som er begrenset mellom 0 - 2π

Kapittel 4 Resultater

4.1 Likeretter operasjon

Den følgende testen er utført for å sjekke likeretteroperasjon når systemet opererer med 50%, 100%, 150%, 200% og 250% pågang av nominell verdi 2000kW. Hovedformålet er å teste system når omformer driftes som en likeretter med en variabel resistiv last. DC-link kondensatoren er forhåndslagt på 600V.

I figur 4.1 vises lasten som er brukt for å simulere likeretter operasjon med variabel last. Lasten er ren resistiv ved nominell verdi. Hvert 0,1 sekund vil en ideell bryter legge til en lik motstand i parallell.



Figur 4-1: Den resistive lasten som brukes i likeretter operasjon test

Lasten er en trinnbelastning som består av ideelle brytere og like motstandere. Den interne resistansen til bryterne er neglisjerbar. Når simuleringen starter på 0sek, vil trinn blokken åpne første bryter og lasten vil bestå av en enslig motstand med nominell verdi. Ved bruk av forsinkelsesblokkene som vises øverst på bildet, åpnes bryterne i kø hvert 0,1 sekund.

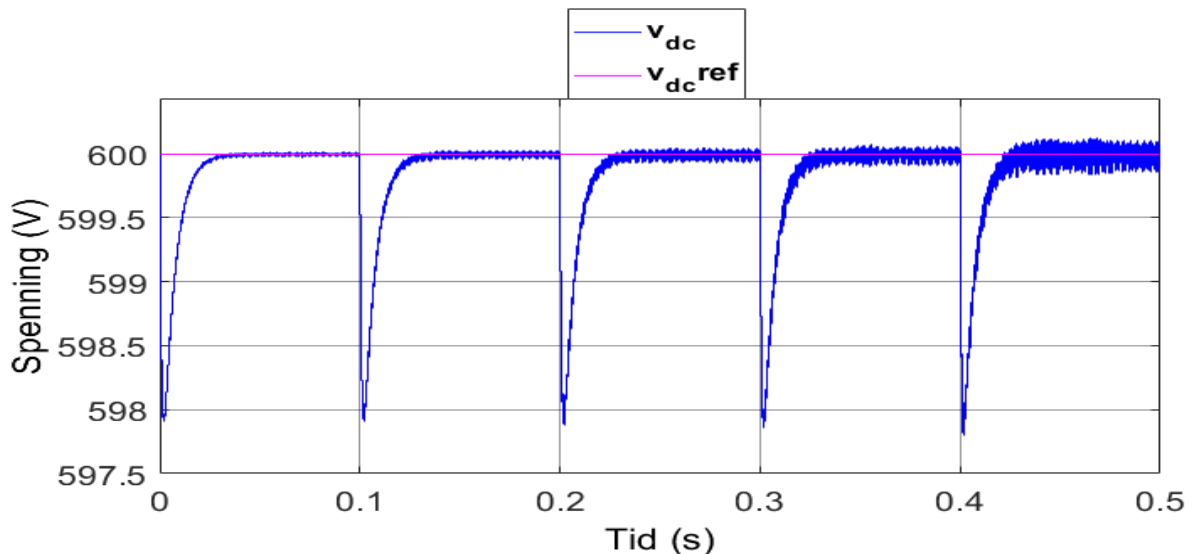
Motstandene er parallell koplet, så for hver bryter som åpnes får man en ny last. Endringene i verdier som motstand, effekt og strøm vises i tabell 4-1, hvor de nominelle verdiene er markert med fet skrift.

T(s)	0 < t < 0.1	0.1 < t < 0.2	0.2 < t < 0.3	0.3 < t < 0.4	0.4 < t < 0.5
R_Load (Ω)	360 Ω	180Ω	120 Ω	90 Ω	72 Ω
I_Load (A)	1,67A	3,33A	5,00A	6,67A	8,33A
P (W)	1000W	2000W	3000W	4000W	5000W
% av nominell	50 %	100 %	150 %	200 %	250 %

Tabell 4-1: De ulike lastnivåene for likeretter operasjon testen

Simuleringen startes ved at første bryter åpnes og lastmotstanden på 360 Ω er koplet til. Dermed starter systemet med 50% av nominell effekt, før det etter 0.1sek vil åpne neste bryter og lasten økes til 2000kW og kjører for 100%.

Figuren 4-2 under viser målingene til likespenningen Vdc og referansespenningen Vdc-ref under en simuleringstid på 0.5 sekund.

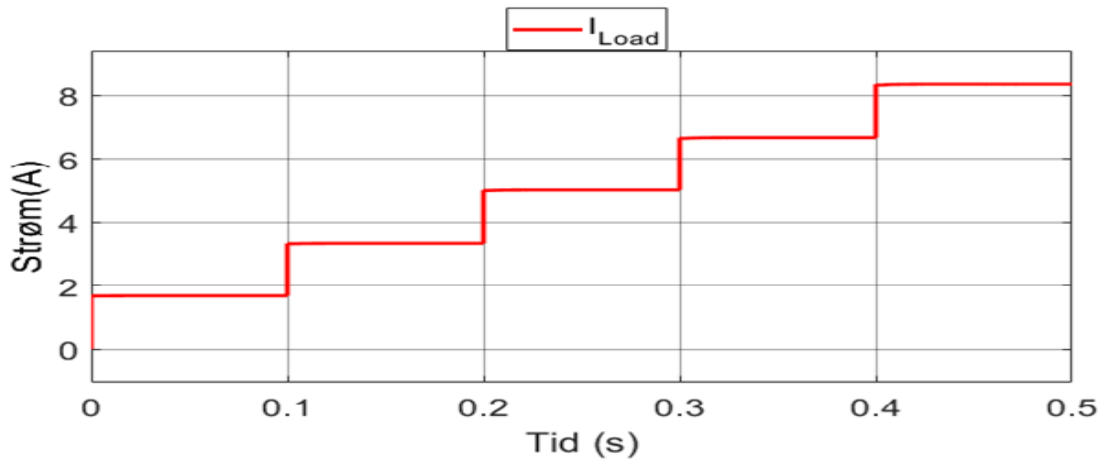


Figur 4-2: Måleresultat av DC-spenningen over lasten

Man kan se på figur 4-2 at kontrolleren stabiliserer likespenningen Vdc til samme verdi som Vdc-ref på 600V, som viser at systemet i all hovedsak fungerer. Siden DC-kondensatoren C_{dc} er forhånds ladet til 600V og at en belastning påføres systemet, innledes simuleringen med et spenningsfall som kompenseres for av kontrolleren i løpet av noen millisekunder. Denne

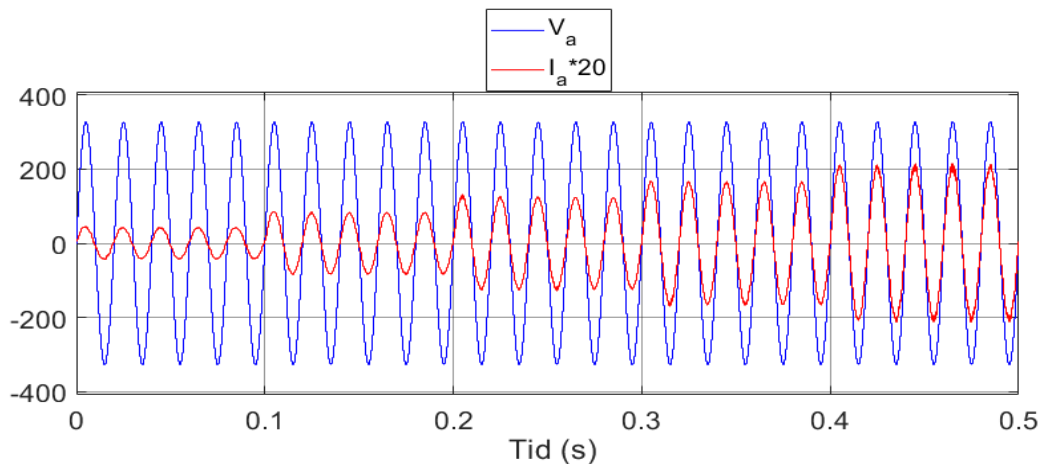
prosessen repeteres hvert 0.1sekund når lasten økes. Hvis systemet hadde vært ustabilt vil DC-spenning ikke stabilisert seg på 600V, og istedenfor oscillerer eller synke mot null.

På figur 4-3 kan se måleresultatene av likestrømmen som går gjennom lasten. Den rødelinjen blir som en rød trapp, grunnet den økende belastningen. Siden likespenningen holdes på konstant 600V, samtidig som effekten øker, er det naturlig at strømmen også øker.



Figur 4-3: Måleresultater av likestrømmen som går gjennom lasten.

Hvis systemet begynner å nærme seg ustabilitet, vil man se et tydelig utslag på strømmen, før man ser på det spenningen. Dette kan skyldes at små utslag på likespenningen kan forkles av rippelspenning. Hvis de røde trappetrinnene som vises i figur 4-3 begynner å bli ujevne er dette en sterk indikasjon på at systemet kan bli ustabilt. Videre vises måleresultatene til nettstrømmen og nettspenningen fra fase a i figur 4-4.



Figur 4-4: Måleresultat fra nettstrømmen og nettspenningen i fase a, hvor spenningen er blå og strømmen er rød.

Måleresultatene viser AC-verdiene til en av fasene til nettet. Strømmen på figuren er unaturlig høy, da den har blitt ganget med en faktor på 20, for å gi en bedre visuell framstilling. Figuren 4-4 viser at spenningen og strømmen er i fase, ved at bølgene følger et identisk mønster til samme tid, som vil si at systemet har en effektfaktor lik 1.

Tabellen under gir informasjon om transient og steady-state responsen til systemet, denne informasjonen er hentet fra måleresultatene i de gjennomgåtte figurene, med unntak av harmonisk forvrengning som har blitt observert gjennom Fast fourier transform (FFT) analyse. De noterte parameterene er simuleringstiden T(s), effekt P, settling time Ts, spenningsfall ΔV , peak-to-peak DC rippelspenning Vrip og prosentverdi av THD til strømmen fra nettet.

T[s]	P[W]	Transient		Steady-State		
		Ts[ms]	$\Delta V[V]$	Vrip[mV]	THD[%]	PF[%]
0 < t < 0.1	1000	38	2,1	20	5,15	1
0.1 < t < 0.2	2000	40	2,1	60	2,58	1
0.2 < t < 0.3	3000	41	2,15	100	2,20	1
0.3 < t < 0.4	4000	41	2,15	140	1,98	1
0.4 < t < 0.5	5000	42	2,2	180	2,95	1

Tabell 4-2: Transient og steady-state responsen til systemet under likeretter operasjon

Testen viser at systemet i likerettermodus holder seg stabilt og at DC-utgangsspenningen stabiliserer seg raskt og uten overshoot på 600V for alle de ulike last typene. Det vises et mønster i tabell 4.2, hvor transient og steady-state parameterene forverres ved økt belastning, med unntak av THD som forbedres. De økte verdiene for settling time, rippelspenning og spenningsfall er ikke betydelige endringer. Dette er fordi endringene er som forventet, og ikke spesielt store. For den største pågangen på 250% er verdiene fortsatt akseptable.

For alle lastene er THD verdiene godt under grensen på 5%, med unntak av 50% pågang som ligger over grensen med en THD på 5.15%. Dette strider med målingene som ble gjort under design av filteret, hvor THD verdien for en pågang for 1kW var 4,92%. Forskjellen på simuleringen gjort tidligere i filterdesign og denne målingen, er varigheten på simuleringen ved belastningen 1kW. Under filterdesign testen ble THD målt mellom (0.11 , 0.19) sekunder, mens i denne testen blir THD-en for belastningen 1kW målt mellom (0.01 , 0.09). Dette kan tyde på at THD målingene som har blitt målt på denne testen ikke måles når systemet er i steady-state. For

å undersøke dette nærmere, ble det utført samme måling, men med en økt forsinkelse på 0.1sek når systemet kjører 50% av nominell verdi. Dette vil si at systemet kjører ved 1kW i 0.2sek istedenfor 0.1sek, og dermed gjør at man kan ta THD målinger fra mellom 0.1 – 0.2 sekund istedenfor mellom 0.0 – 0.1 sekund. THD verdien som måles mellom 0.1 – 0.2 sekund blir målt til 4.90% noe som underbygger påstanden at THD verdien blir feil på grunn av at systemet ikke er i steady-state under målingen.

Etter videre undersøkelse av problemet har jeg kommet fram til hvorfor THD målingen som blir gjort i denne originale testen er ugyldig. I løpet av oppstartsperioden til en AFE er vanligvis inngangsstrømmen lavere enn steady-state verdien, fordi utgangsspenning ennå ikke har nådd sitt regulerte nivå. Dette kan føre til at spolene i LCL-filteret får en høyere induktansverdi enn deres nominelle verdi, som igjen kan forårsake en forskyvning av resonansfrekvensen i filteret og en midlertidig økning i THD. Dette betyr at når systemet kjøres ved 1kW vil man få en THD på 4,9% som tilfredsstiller kravet <5% og ikke 5,15% som opprinnelig målt.

Tabell 4-2 viser at THD verdien synker for de fire første økningene i last, noe som er naturlig da den harmoniske forvrengningen ikke øker med lasten, men strømmen fra nettet øker i korrelasjon med effekten. Et eksempel for å beskrive dette enklere, er hvis man har en harmonisk forvrengning på 0.25 og en strøm på 5A, vil man få en THD på 5%. Hvis man deretter øker lasten, noe som øker strømmen, vil man nå ha 0.25 harmonisk forvrengning, men en strøm på 10A, som da tilsier 2.5% THD.

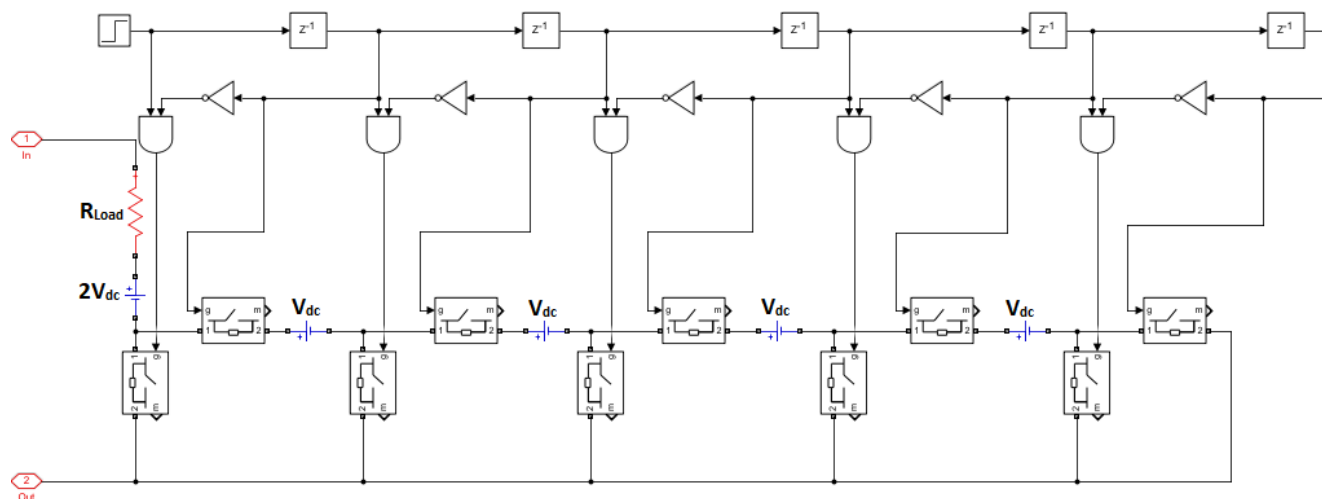
For den femte økning i belastning og ved en pågang på 250%, blir THD verdien nest høyest på 2,95%, noe som bryter med logikken ovenfor. Dette er fortsatt godt under grensen på 5% og videre simuleringer med høyere laster viser at den harmoniske forvrengningen vil fortsette trenden med lavere THD. Dette gjør THD målingen for en pågang på 5kW til et unntak.

Dette unntaket kan bety at filteret som er designet ikke har de beste verdiene for en last på 5kW. men siden det ikke er normalt at systemet skal kjøres på 250%, og i tillegg til at verdien av målt THD fortsatt godt innenfor standarden, blir ikke dette sett på som et problem.

4.2 Vekselretter operasjon

Den følgende testen er utført for å sjekke vekselretteroperasjon til systemet. Det er gjort ved at omformeren er koplet til en økende regenerativ belastning. Grunnen til at den regenerative lasten er økende er for å se hvordan systemet håndterer ulike lastforhold og samtidig se kontrollerens respons på endring. I likhet med likeretter testen er også denne testen utført ved en effekt på 50%, 100%, 150%, 200% og 250% av nominell verdien på -2kW. DC-link kondensatoren er forhåndsregret på 600V.

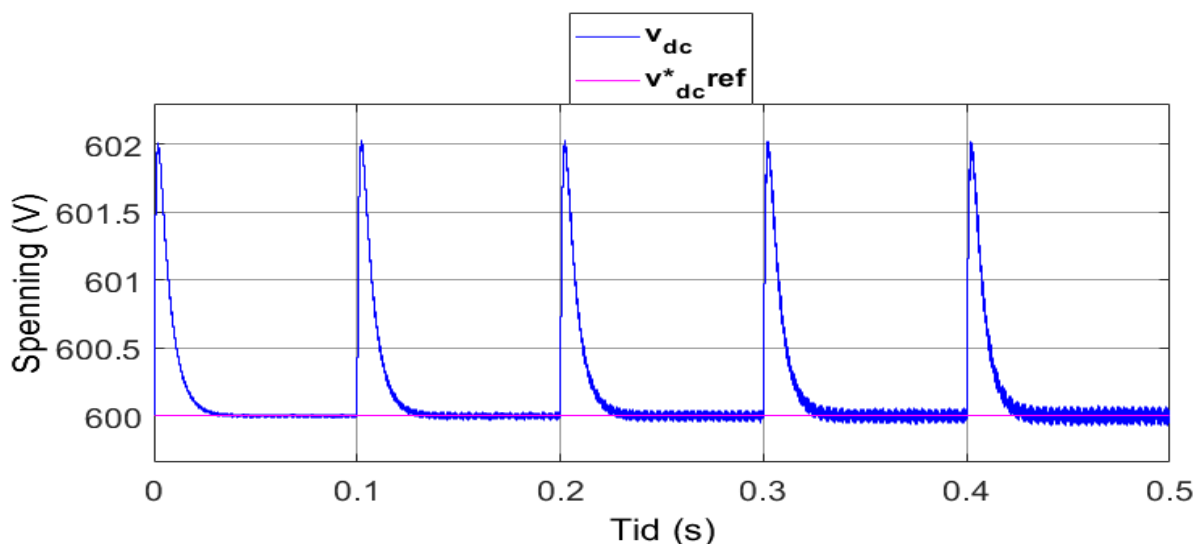
Figuren 4-5 under viser hvordan lasten er utformet. Lasten består av en motstand som er koblet i serie med flere ideelle likespenningskilder som er atskilt med ideelle brytere.



Figur 4-5: Den regenerative lasten som brukes i likeretter operasjon test

I likhet med lasten brukt i likeretter testen brukes de ideelle bryterne i kombinasjon med tidsstyrte trinn-signaler for å øke lasten hvert 0.1sekund. Den interne resistansen til bryterne er neglisjerbar. Når simuleringen starter på 0sek, vil trinn-signalet åpne den første vertikale bryteren som kobler en 1200V likespenningskilde til omformeren. For hver tiendedel av et sekund (0.1sek) vil trinn-signalet stenge den åpne vertikale bryteren og åpne både den horisontale og vertikale bryteren til høyre for seg. Dette vil føre til en økning i belastning hvert 0.1sek over en stimulerings tid på 0.5sek. Siden DC-link kondensatoren er forhåndsregret til 600V og motstanden har en størrelse på 360Ω , vil innledende belastning være på -1kW. Effekten er negativ på grunn av at omformeren nå opererer som vekselretter, og lasten vil levere effekt,

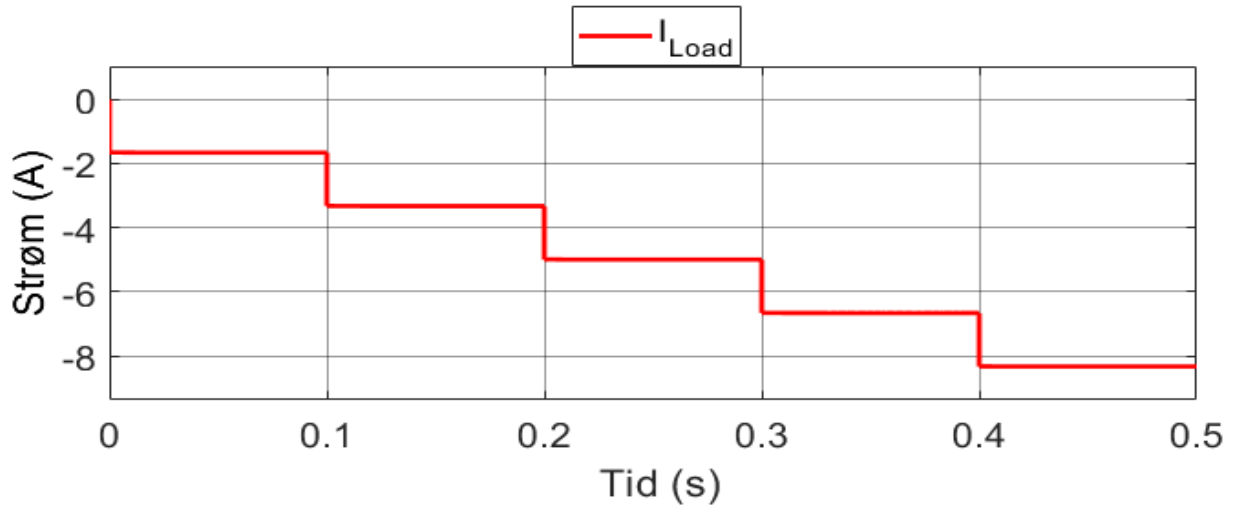
istedenfor å absorbere effekt, slik den gjorde i likeretter testen. Under vises måleresultatene for likespenningen over lasten, når systemet operer som en vekselretter.



Figur 4-6: Måleresultatene fra likespenningen V_{dc} og referanse verdien V_{dc-ref}

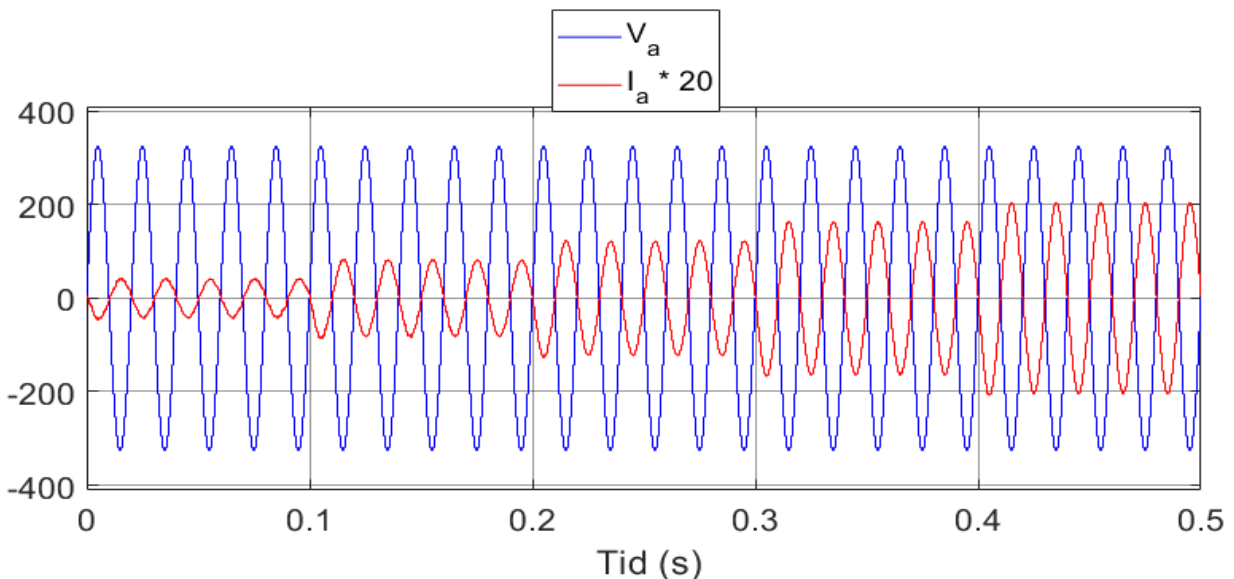
Siden omformeren er en VSC, vil ikke likespenningen endre polaritet. Dette vises ved at likespenning fortsatt stabiliserer seg på 600V og ikke -600V. Simuleringen innledes med en overshoot på 2V, og stabiliserer seg på 600V i løpet av millisekunder. Den prosessen gjentas hvert 0.1 sekund når lasten endres. Måleresultat viser at systemet opprettholder en stabil likespenning under alle de ulike lastforholdene.

Nedenfor i figur 4-7 kan man se måleresultatet av likestrømmen. Den røde linjen blir som en rød trapp som går nedover, sammenlignet med den røde trappen fra likeretter testen som gikk oppover. Endringen av retningen til trappen skyldes at likestrømmen nå har negativ verdi. Siden omformeren er en VSC, er det likestrømmen som endrer polaritet for å skifte retningen av effektflyten. Også her er det naturlig at strømmen øker, siden likespenningen holdes konstant ved en økende effekt.



Figur 4-7: Måleresultater av likestrømmen som går gjennom lasten.

Som nevnt tidligere vil man få utslag på likestrømmen hvis systemet nærmer seg terskelen for ustabilitet. Trappetrinnene er jevne som tyder på at systemet ikke er nær terskelen for ustabilitet. Figur 4-8 viser måleresultatet av nettstrømmen og nettspenning fra fase a. Figuren viser tydelig at strømmen er faseforskyvet med 90° i forhold til spenningen, noe som gir en effektfaktor lik -1. Denne forskyvningen vedvarer gjennom hele simuleringen, og verifiserer at omformeren opprettholder vekselretter drift.



Figur 4-8: Måleresultat av nettstrømmen og nettspenningen i fase a, hvor spenningen er blå og strømmen rød.

Strømmen er også her multiplisert med en faktor på 20. Den eneste grunnen til at strømmen er forhøyet er å lettere tyde og dokumentere faseforskyvningen og effektfaktoren.

Under er tabellen som viser informasjon om systemets transient og steady-state egenskaper som er observert i måleresultatene. Tabellens parameter er identiske som for tabellen vist i likeretter testen.

T[s]	P[W]	Transient		Steady-State		
		Ts[ms]	$\Delta V[V]$	Vrip[mV]	THD[%]	PF[%]
0 < t < 0.1	-1000	39	2	20	4,63	-1
0.1 < t < 0.2	-2000	39	2	60	2,7	-1
0.2 < t < 0.3	-3000	39	2	80	1,56	-1
0.3 < t < 0.4	-4000	39	2	120	1,29	-1
0.4 < t < 0.5	-5000	39	2	150	1,02	-1

Tabell 4-3: Transient og steady-state respons under vekselretter operasjon

Transient responsen viser en overshoot på 2V for alle de påførte belastningene. Også settling time virker relativt konstant, endringene er i alle fall neglisjerbar liten for scenarioene som er simulert. Dette er ikke unaturlig siden overshoot og settling time gjerne har en korrelasjon.

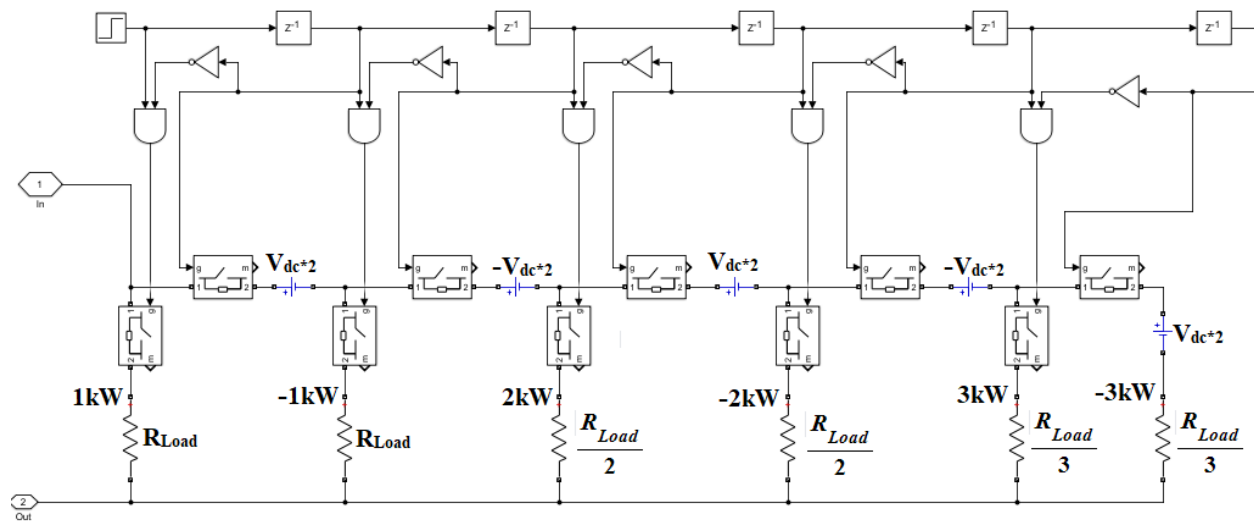
Steady-state responsen er som forventet, hvor rippelspenningen øker ved en økt belastning og den totale harmoniske forvrengningen går nedover for samme økning i belastning. Den totale harmoniske forvrengningen (THD) er godt under grensen til standarden satt av IEEE for de fleste belastningene. Den eneste verdien av THD som ikke er godt under grensen er når systemet kjøres på 50% av nominell drift. For denne lasten er THD-en målt til 4,63% som også tilfredsstiller standarden. THD reduseres for alle økningene av belastning, noe som er naturlig da strømmen øker, men den totale harmoniske forvrengningen forblir det samme som forklart i likeretter testen. THD-en er minst når systemet kjøres på 250% av nominell.

4.3 Bidireksjonal operasjon

Den følgende testen er utført for å teste bidireksjonal drift av AFE omformereren. I løpet av simuleringen vil systemet bytte mellom likeretterdrift og vekselretterdrift. Dette gjøres i likhet med de tidligere testene, ved at man bytter belastning hver tiendedel av et sekund (0.1sek).

Påfølgende test vil simulere likeretterdrift og vekselretterdrift med en pågang på 1kW, 2kW og 3kW. DC-link kondensatoren er forhåndslagt på 600V.

Lasten er en kombinasjon av de to lastene som har blitt brukt i de tidligere testene. Bryterne er ideelle, hvor den interne resistansen er neglisjerbar. Spenningskildene som blir brukt er ideelle DC-spenningskilder. Simuleringen starter i likeretter modus på 1kW, hvor en trinn belastning endrer belastningen hver tiendedel av et sekund (0.1sekund). I løpet av en simuleringstid på 0.5sek vil det derfor være fem forskjellige belastninger. Lasten som er brukt vises under i figur 4-9:



Figur 4-9: En blanding av de to tidligere lastene, som er anvendt for å simulere endringen mellom likeretter og vekselretter operasjon

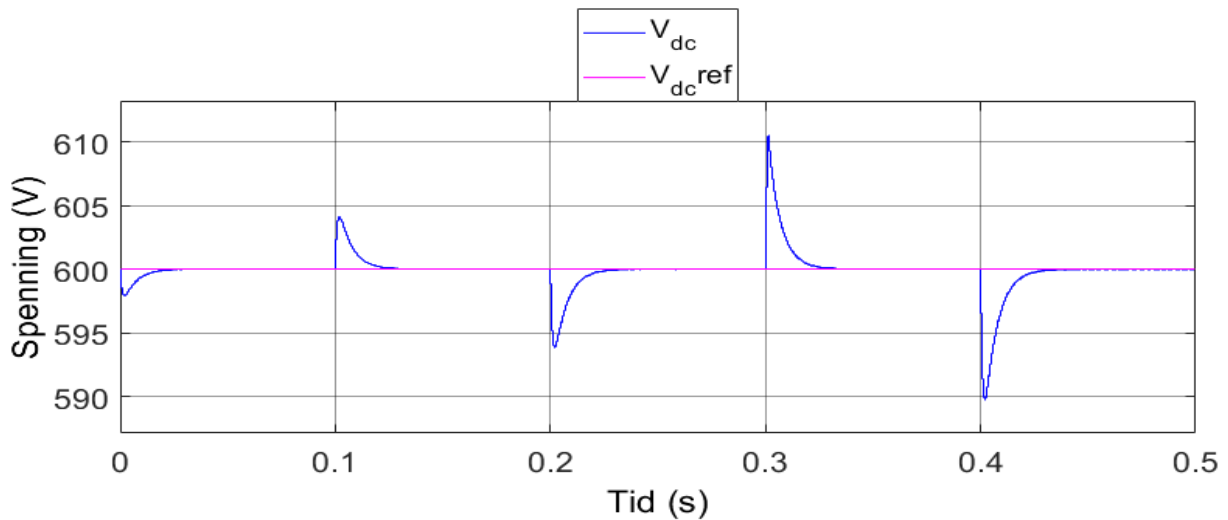
Når det er gått 0.1sek vil første forsinkelsesblokk skrus av, deretter vil den aktive bryteren slås av og både den horisontale og vertikale bryteren til høyre åpnes. Denne prosessen gjentar seg selv hvert 0.1sek, når neste forsinkelsesblokk skrus av. Figuren 4-9 av lasten viser fem forsinkelsesblokker som alle stopper signalet i 0.1sek. I løpet av en simuleringstid på 0.5sek, vil ikke den siste forsinkelsesblokken slås av. Dermed blir ikke den siste horisontale bryteren slått på, noe som fører til at den siste spenningskilden og motstanden som viser til -3kW vil ikke vises på simuleringen.

Tabellen under viser hvilke verdier og modus som er aktiv for hver enkelt periode på 0.1sek.

T(s)	0 < t < 0.1	0.1 < t < 0.2	0.2 < t < 0.3	0.3 < t < 0.4	0.4 < t < 0.5
R_Load (Ω)	360 Ω	360 Ω	180Ω	180Ω	120 Ω
I_Load (A)	1,67A	-1,67A	3,33A	-3,33A	5,00A
P (W)	1000W	-1000W	2000W	-2000W	3000W
Modus	Likeretter	Vekselretter	Likeretter	Vekselretter	Likeretter

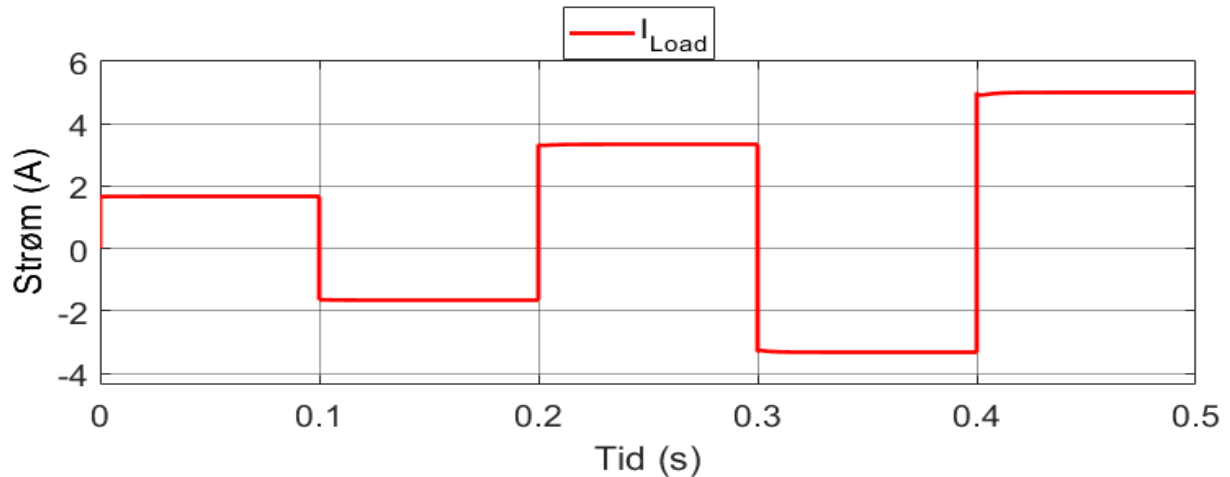
Tabell 4-4: De ulike lastrnivåene for bidireksjonale testen

Først simuleres systemet med 50% av nominell effekt, både i likeretter og vekselretter modus. Lasten absorberer effekt i første sekvens, mens i andre leverer lasten effekt. Dette vises ved at strømmen og effekten til lasten er positiv da lasten absorberer, og minus når lasten leverer. Videre kjøres systemet med en last på 2kW (100%) for begge modusene, og til slutt 3kW (150%) for likeretter modus. Figuren under viser måleresultatet av likespenningen Vdc.



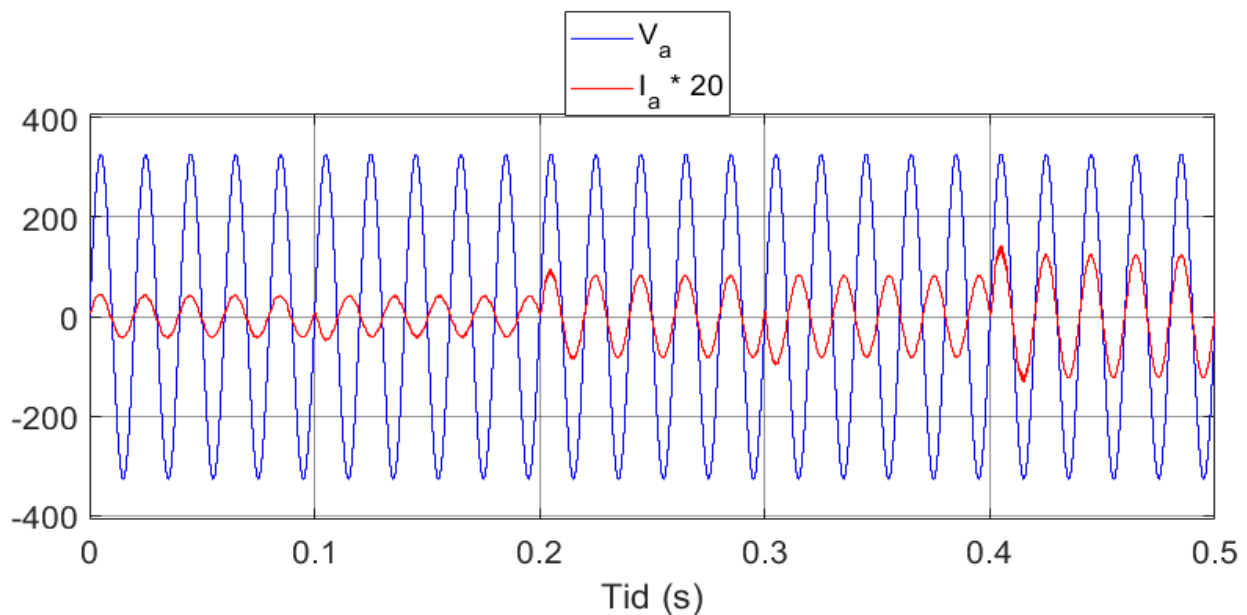
Figur 4-10: Måleresultater av likespenningen Vdc og referanse spenningen Vdc-ref

Man ser tydelig på figur 4-10 at likespenningen stabiliserer seg på 600V og blir liggende under referansespenningen. Dette viser at systemet fungerer og opprettholder stabil likespenning med samme polaritet selv om driftsretningen skifter. Nedenfor vises måleresultatene fra strømmen til lasten i figur 4-11.



Figur 4-11: Måleresultat av likestrømmen som går gjennom lasten

Dette måleresultat viser tydelig at likestrømmen endrer polaritet for å endre retningen på effektlyten. Som nevnt tidligere er dette grunnet VSC omformeren, som holder likespenningens polaritet konstant, men endrer likestrømmens polaritet for å skifte driftsretning. Økingen i strømmen er grunnet økningen i lasten. De røde trinnene er fortsatt jevne, som tilsier at systemet ikke er nær terskelen for ustabilitet. Under kan man se måleresultatet av nettstrøm og nettspenning i fase a i figur 4-12.



Figur 4-12: Målingsresultater for Nettspenning og nettstrøm i fase a

Nettstrømmen Ia er i likhet med de andre testene multiplisert med en faktor på 20 for at strømmen skal bli tydeligere i figur 4.12. Dette er muligens det mest interessante måleresultatet for nettstrømmen og nettspenningen, fordi det kommer tydelig frem hvordan driftsretning påvirker fasen til nettstrømmen. Figuren viser at strømmen nesten umiddelbart faseforskjøves med 90° hvert 0.1 sekund, dette skyldes endringen i driftsretning. Man kan se at strømmen og spenningen er i fase når omformere operer som likeretter ved første, tredje og femte sekvens på 0.1sekund. Strømmen er 90° derimot faseforskjøvet i forhold til spenningen når omformere opererer som vekselretter ved andre og fjerde sekvens. Dette verifiserer en effektfaktor lik 1 under likeretteroperasjon og en effektfaktor lik -1 under vekselretteroperasjon.

Nedenfor viser tabell 4-5 transient og steady-state responsen til systemet, som er observert av måleresultatene. Tabellen under er nær identisk med ytelsestabellen vist i de tidligere testene. Eneste forskjellen er kolonnen betegnet "modus", som er med for å vise hvilken modus systemet opererer i, for de ulike verdiene.

T[s]	Modus	P[W]	Transient		Steady-State		
			Ts[ms]	$\Delta V[V]$	Vrip[mV]	THD[%]	PF[%]
0 < t < 0.1	Likeretter	1000	38	2,1	20	5,09	1
0.1 < t < 0.2	Vekselretter	-1000	38	4,1	20	4,85	-1
0.2 < t < 0.3	Likeretter	2000	40	6	70	2,85	1
0.3 < t < 0.4	Vekselretter	-2000	38	10,5	60	2,49	-1
0.4 < t < 0.5	Likeretter	3000	42	10,2	100	2,33	1

Tabell 4-5: Transient og steady-state responsen til systemet under bidireksjonal drift

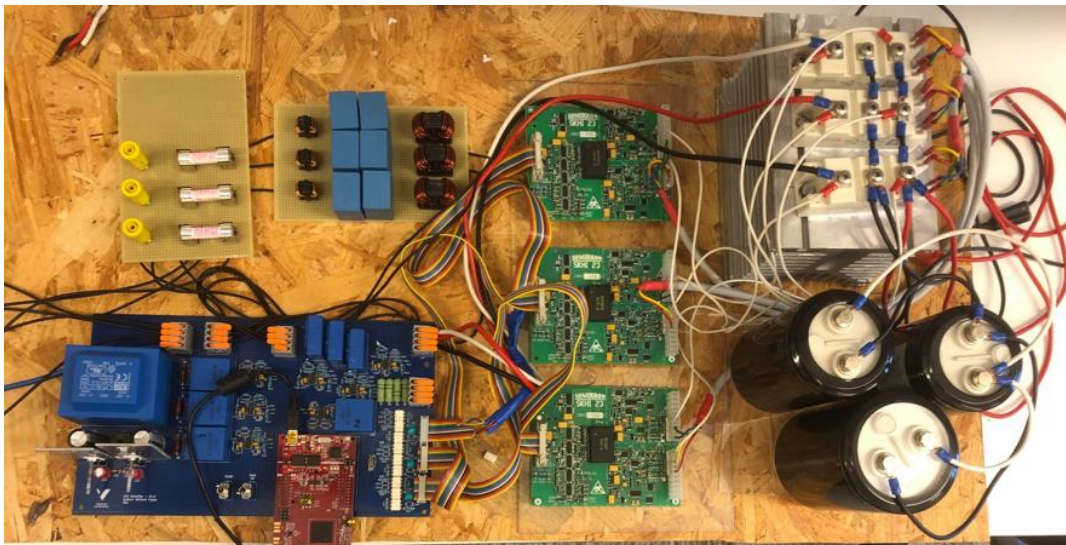
Verdiene er som forventet ganske like verdiene fått ved test 1 og 2 og man kan se like mønster ved denne testen. Settling time er relativ lik for alle belastningene, men man kan se samme mønster som tidligere ved at settling time er tilnærmet konstant for systemet i vekselrettermodus. Det ene parametere som skiller seg fra de tidligere testene er spenningsøkning / spenningsfall [ΔV] ved endring. Figur 4-10 viser at kontrolleren er i stand til å håndtere alle spenningsfallene og spenning økningene, men at økningene er større enn fallene, dette forekommer mest sannsynlig av den plutselige endringen i DC-strømmens retning.

THD målingene er relativ lik tidligere tester, hvor man også her får steady-state problemet i første måling som ble forklart i kapittel 4.1 Målingen av første THD blir tatt når spolene har en høyere induktans enn under steady-state som fører til en midlertidig høy THD. Når man tar

målingen etter systemet har fått kommet seg i steady-state ved å måle THD for samme parameter, bare fra 0.1 – 0.2 sek, får man en THD på 4,50% som tilfredsstillter IEEE's krav.

Kapittel 5 Den fysiske modellen

Dette kapitlet beskriver den fysiske prototypen til AFE omformer systemet. Den fysiske modellen er konstruert på bakgrunn av teorien og metoden som er lagt til grunn tidligere i denne oppgaven. Alle komponentene har blitt gjort tilgjengelig av Høgskolen på Vestlandet (HVL). Den fysiske modellen er lik simuleringsmodellen med noen unntak. Det er blant annet blitt gjort tiltak for å øke sikkerheten, etter samtale med verneombud. Tiltakene som har blitt iverksatt er at prototypen skal dekkes ved testing for å unngå berøring og det er installert sikringer for å beskytte mot kortslutning i systemet. Planen var opprinnelig å dekke prototypen med plexiglass, men for å spare tid har jeg istedenfor valgt en stor plastboks med vekt oppå under testing. En montert plexiglass boks hadde vært mer estetisk og sikrere ved at senere brukere mer intuitivt hadde forstått nødvendigheten av tildekking. Besparelsen av tid ble vurdert som viktigere enn estetikk og siden sannsynligheten er høy for at jeg blir den eneste brukeren og at eventuelle senere brukere har elektrofaglig kompetanse, falt valget på plastboks under testing. Det fysiske filteret har også andre verdier enn det som har blitt teoretisk designet. Det fysiske filteret har større induktans og lavere kapasitans enn det som originalt var designet. Dette skyldes at det var tidsbesparende å bestille ferdige spoler istedenfor å vikle egne spoler, og fordi sortimentet man kunne bestille fra ikke tillot nøyaktig samme verdier som originalt designet. Et bilde av den fysiske modellen i sin helhet er lagt ved i figur 5-1.



Figur 5-1: Visuell framstilling av den fysiske modellen i sin helhet

Den fysiske modellen som vises i figur 5-1, er unødvendig rotete. Dette skyldes at inngangene og utgangene til filter og sikringene ikke har blitt klippet til riktige lengder, og utgangen til IGBT-modulene ikke har blitt koblet på DC-link kondensatoren. Klippingen av ledningene ble avventet til systemet skulle testes. Dette vurdering ble tatt for å spare arbeid ved eventuell flytting av filter eller sikringer.

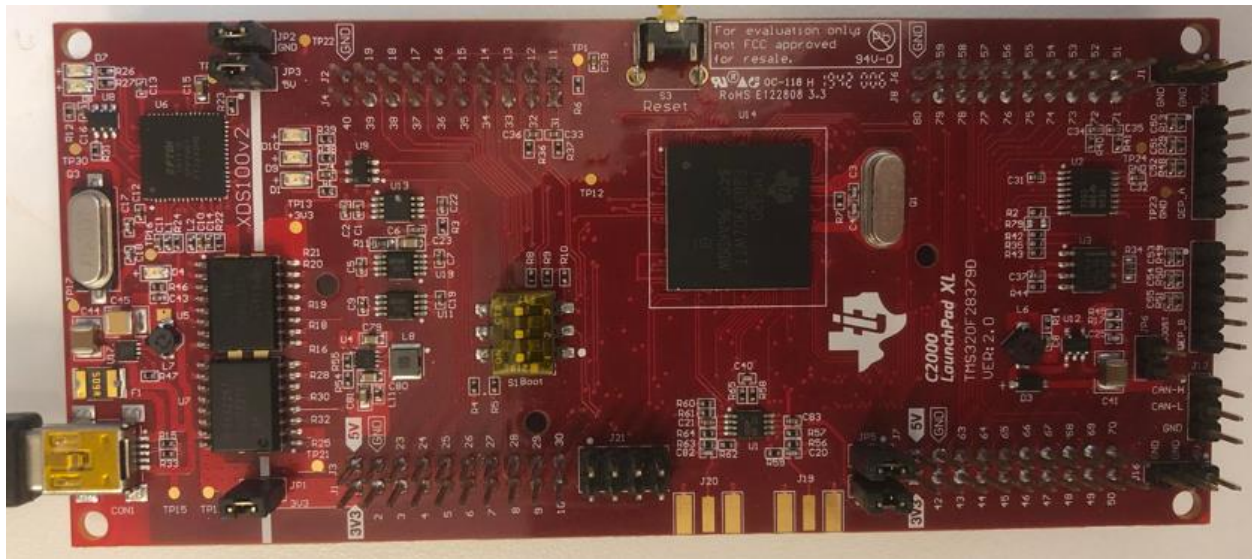
I den fysiske modellen blir det brukt et kontrollpanel som har blitt designet i en tidligere oppgave og skjemaet til dette kontrollpanelet kan ses i vedlegg B Kontrollpanelet inneholder transducere for å måle spenning og strøm, en transformator for å levere $\pm 15V$ til transducerene, en Optocoupler step up krets og en OpAmp krets. Kontrollpanelet er også kompatibel med en mikrokontroller med launchpad type LAUNCHXL28379D. Videre i modellen finner man tre gate drivers og tre halvbro IGBT-moduler.

Parameter	Symbol	Verdi	Enhet
Nominell effekt	P	2	kW
Nettspenning	V_{LL}	400	V
DC-referanse	V_{dc}	600	V
Nettfrekvens	f_g	50	Hz
Svitsjefrekvens	f_{sw}	10	kHz
Nettside spole	L_g	2,5	mH
Omformerside spole	L_r	4,5	mH
Filter kondensator	C_f	2	μF
DC kondensator	C_{dc}	550	μF

Tabell 5-1: Den fysiske modellens parameter

5.1 Mikrokontroller

Bildet under viser mikrokontroller brikken som er festet til et printet circuit board (PCB). Dette kalles en ‘MCU LaunchPad Development Kits’ og er utviklet av Texas instruments. Det finnes mange ulike ‘kits’, men den som er brukt i dette prosjektet og vises på bildet er modell LAUNCHXL28379D. Mikrokontrolleren som er den svarte brikken plassert sentralt på kortet er av typen TMS320F28379D. Kretskortet inneholder ulike komponenter som forenkler interaksjoner med andre enheter og programmering.



Figur 5-2: LAUNCHXL28379D. Mikrokontrolleren er den svarte brikken sentralt på kortet

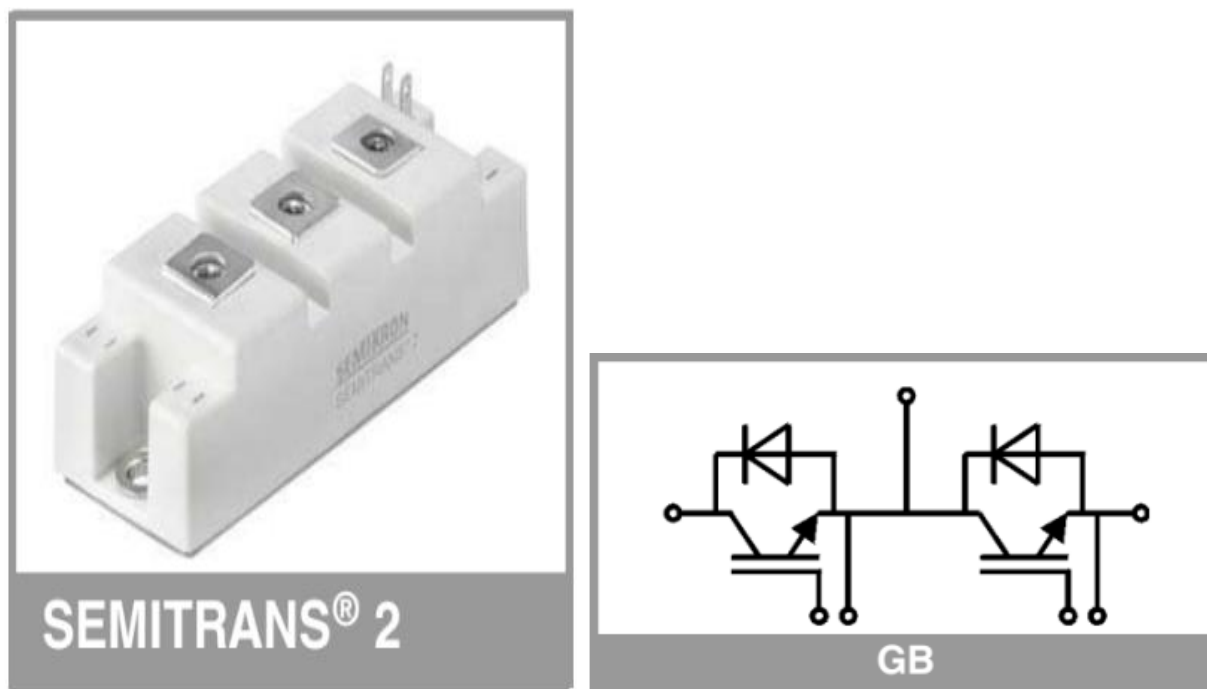
Kretskortet kobles lett til PC ved bruk av USB kabel. Denne koblingen muliggjør programmeringen av mikrokontrolleren og gir også den nødvendige spenningen for å drive kretskortet. USB kabelen gir 5V, hvor en DC/DC-transformator brukes til å skalere ned spenningen til 3.3V som er nødvendig for drift av mikrokontrolleren.

Det er totalt sju ADCIN inputs, som får måleverdier fra transducerene. Det er trefase vekselspenning, trefase vekselstrøm og likespenning. Det er totalt seks ePWM utgangspinner, disse er tre par, hvor hvert par sender ut komplementære gate signaler. Mikrokontrolleren har egne maskinvaremoduler for generering av PWM-pulser, disse kalles Enhanced Pulse Width Modulation (ePWM). GPIO pinnene kan styres gjennom programvare, men ePWM modulene har egne tellere som er adskilt fra programvaren. Dermed kan forsinkelsen av beregningen i kontrollalgoritmene og PWM-frekvensen reduseres med å bruke ePWM modulene fordi man ikke er begrenset av programvarens egen tidtaker.

5.2 Transistor modul

Omformerbroen til den fysiske modellen består av tre halvbro IGBT-moduler. Modulene har produktnummer SKM100GB12T4 og er produsert av Semikron. Modulene er laget for høye svitsjefrekvenser og tåler opptil 20kHz, samtidig tåler de opptil 1200V V_{ces} som er spenningen

over collector-to-emitter junction, og en nominell collector strøm på 100A [44]. Den fysiske modellen skal driftes med verdier godt innenfor de absolutt maksimale verdiene modulene tåler.



Figur 5-3: Semikron SKM100GB12T4, og koblingsskjema for komponenten [45]

Figuren ovenfor til høyre viser koblingsskjema for IGBT-modulene. Hver enkelt modul har tre tilkoblingspunkter for halvbroen og to pins for hver transistor. Det øverste punktet kobles til nettets fasespenning, mens punktene lengst til høyre og venstre kobles til lasten, med hensyn til polaritet. De tre IGBT modulene er koblet parallelt for å danne en trefase to-nivås bro.

5.3 IGBT driver

IGBT-driveren som er integrert i den fysiske prototypen er produsert av Semikron og har produktnavn: SKHI 23/12 (R). Hensikten til IGBT driveren er å kontrollere svitsjingen til IGBT-modulene, ved å gi modulene de nødvendige signalene for å slå av og på. Driveren forbereder kontrollsignalet fra kontrollkretsen slik at IGBT-modulene får de beste signalene å arbeide med. Denne forberedelsen kan inkludere blant annet forsterkning av signalet, eller pulsforming for å gi passende spennings- og strøm mengder til IGBT-modulene. Driveren generer de nødvendige spennings- og strømbølgene som IGBT-modulene krever for å slå av og på med ønsket tidspunkt og varighet. Dette sikrer at overgangen mellom på/av tilstandene er raske og kontrollerte, noe

som minimerer svitsjetap og optimaliserer effektiviteten. For å oppnå høye svitsjefrekvenser kreves det en stor strøm for å lade og utlade gate-kondensatoren til IGBT. For en svitsjefrekvens på størrelsesorden av mikrosekunder, vil et system uten IGBT-driver og bare en mikrokontroller ikke være tilstrekkelig, fordi en mikrokontroller typisk gir noen få milliampere. De høye svitsjestrømmene kan i systemer uten IGBT-driver også skade mikrokontrolleren. Driveren spiller en kritisk rolle i kontrolleringen av svitsjingen til IGBT-modulene, og vil optimalisere ytelsen, samt øke beskyttelsen og påliteligheten til kraftelektronikk applikasjoner.



Figur 5-4: Anvendt IGBT-driver SKHI 23/12 (R)

5.4 Kontrollpanel

Kontrollpanelet er designet i en tidligere masteroppgave [36]. Kontrollpanelet inneholder en strømforsyning med transformator som skal forsyne alle transducerene med $\pm 15V$. Panelet har totalt sju transducere hvor fire er spennings transducer av typen LEM LV 25-P som skal måle fasespenningene og likespenningen over lasten. De tre gjenstående er strøm transducere som skal måle fasestrømmen på omformersiden av filteret. Mellom transducerene og mikrokontrolleren er det opAmp kretser integrert på panelet som skal skalere verdien slik at mikrokontrolleren kan lese hele signalet, dette går nærmere innpå i kapittel 5.7 Programmering.

Mikrokontrolleren har en maksimal output på 3.3V, mens IGBT-driverne som brukes i den fysiske modellen har en threshold spenning på 15V. Dermed vil ikke spenningen fra mikrokontrolleren på 3.3V kunne få i gang IGBT-driveren. Dermed for å øke spenningsnivået til PWM-signalene fra mikrokontrolleren er det integrert en Optocoupler krets i kontrollpanelet, som skal forsterke spenningsnivået til 15V. En Optocoupler består av en inngang som inneholder en lysemitterende diode (LED), og en utgang som inneholder en fotosensitiv enhet. Inngangen og utgangen er fysisk atskilt av et optisk gjennomsiktig materiale som for eksempel plast. Når inngangs LED-en aktiveres av et spennings- eller strømsignal, sendes det ut lys som registreres av den fotosensitive enheten på utgangen. Den optiske koblingen sikrer at signalet blir replikert i denne prosessen, dette er grunnen til at Optocouplere tillater overføring av signaler. Man kan også bruke Optocoupler til å konvertere signaler fra ett spenningsnivå til et annet. Dette er grunnen til at Optocoupleren er integrert i dette systemet, for å øke spenningen ut av mikrokontrolleren til et nivå som tilfredsstill IGBT-driveren.



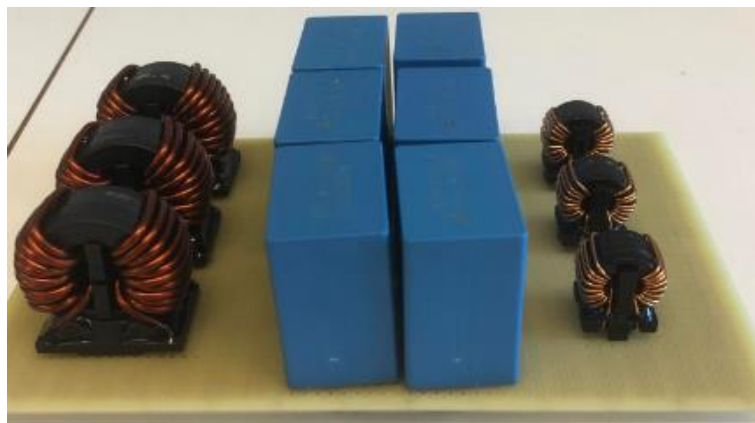
Figur 5-5: Kontrollpanelet som har blitt designet i en tidligere oppgave

5.5 Filter

Det har blitt bestilt ferdige spoler og kondensatorer for å designe det fysiske LCL-filteret. En utfordring var å finne nøyaktig lik induktans og kapasitans som er lagt til grunn i det teoretiske filteret som ble designet. Av sortimentet av komponenter ble det valgt verdier som lignet det teoretiske filteret, men også tilfredsstillende standarden IEEE hvor mengden THD skal være lavere enn 5%, når systemet driftes ved både 1kW og 2kW. Det ble kjørt simuleringer i Simulink med de nye spole- og kondensatorverdiene, hvor THD målingene for både 1kW og 2kW drift havnet under 5%.

	Fysisk	Teoretisk	
L _g	2,5	2,2	mH
L _r	4,5	4,4	mH
C _f	2	3	uF

Tabell 5-2: Det fysiske filterets parameter, sammenlignet med det teoretiske filterets parameter

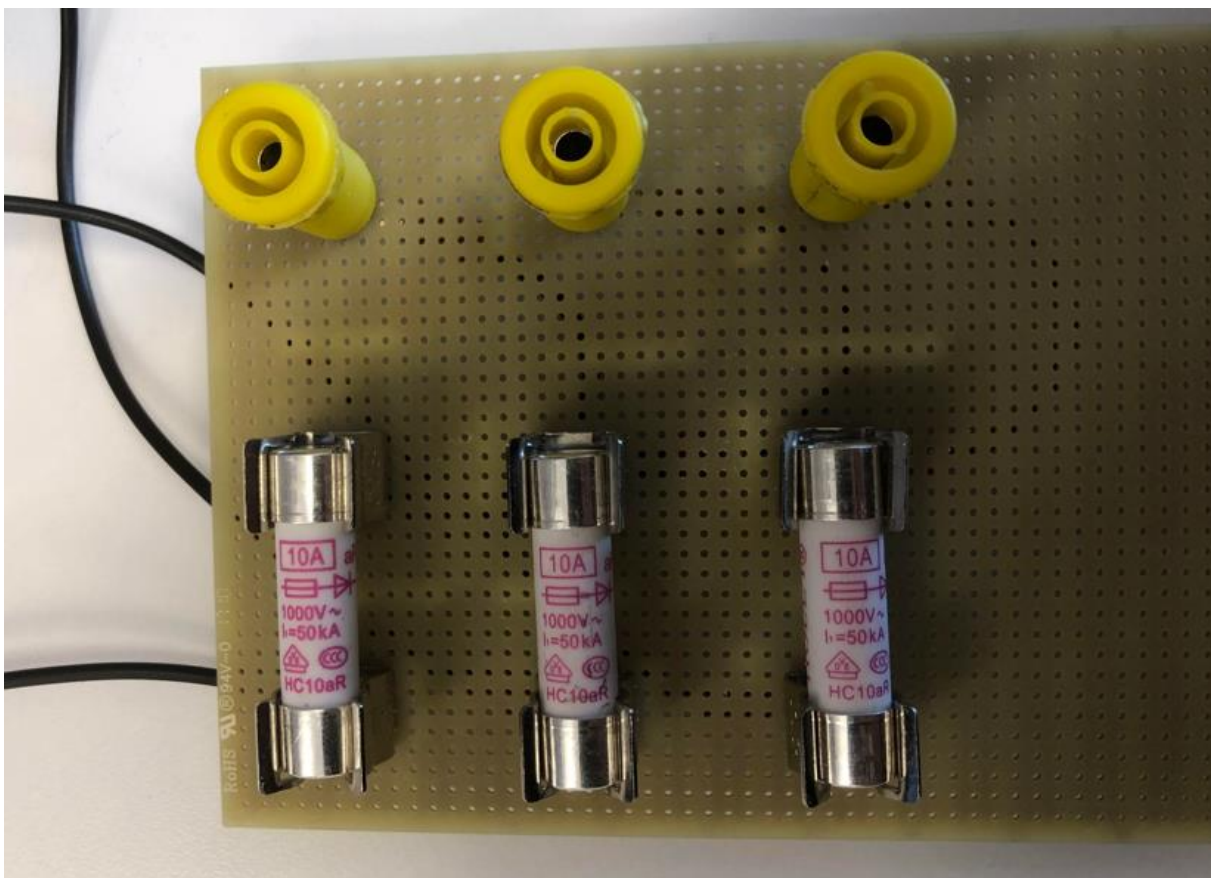


Figur 5-6: Det fysiske filteret som har blitt designet

Bildet viser filteret som er designet, fra venstre ser man omformersidespolen L_r, kondensatorer med individuell verdi på 1uF og nettsidespolen L_g. Hver fase inneholder en stor spole, to kondensatorer og en liten spole. To kondensatorer er på hver fase parallellkoblet som gir en C_f lik 2uF. Samtidig er de tre parene med kondensatorer koblet sammen i en stjernekobling. På undersiden av kretskortet er det loddet fast ledninger for å koble hver av fasene, hvor inngang og utgang av filteret kobles i rekkeklemmer på kontrollpanelet.

5.6 Sikringer

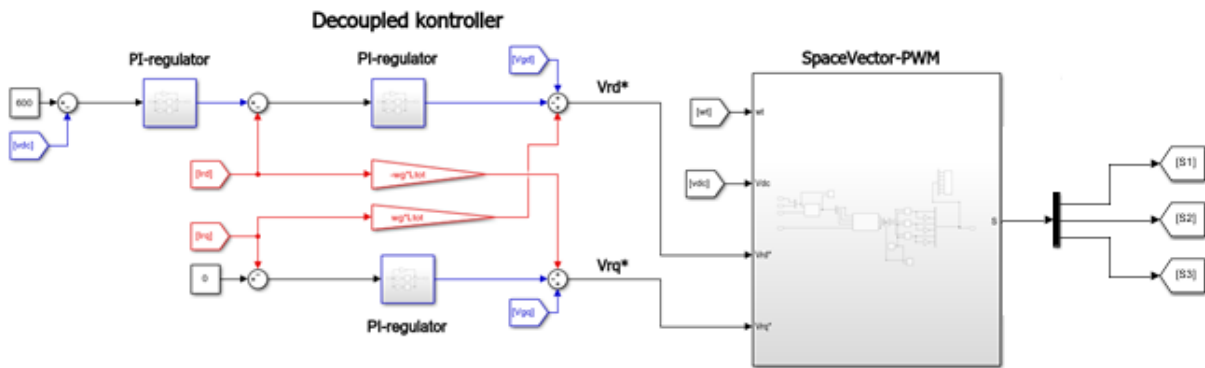
For å øke sikkerheten til den fysiske modellen og for å tilfredsstille krav for forsvarlig testing fra verneombud har jeg implementert tre smeltesikringer som plasseres mellom nettet og filteret. Det er implementert en smeltesikring per fase, som skal beskytte mot kortslutning og overstrømmer i systemet. Sikringene er montert i sikringsholderklemmer som er festet til et kretskort for å holde sikringene festet. Sikringsholderklemmene gjør at man lett kan bytte sikringen ved smeltet sikring. Det er ikke noe grunn til at sikringene ble festet på et kretskort, bortsett fra at kretskortet var lett tilgjengelig. Det hadde vært en minst like god løsning, å feste sikringsholderklemmene på glass eller plastikk. For at sikringene ikke skulle ta for stor plass, har de blitt plassert relativt nært hverandre, og for å minske snikstrøm har det blitt fjernet kobber mellom og rundt sikringsholderklemmene. Videre er klemmene festet til en bananplugg med kabelsko for å lett koble seg på. Sikringene har rating current på 10A, som vil si at det tillates en strøm opp til 10A, og hvis strømmen som går igjennom sikringen overgår 10A vil sikringen smelte.



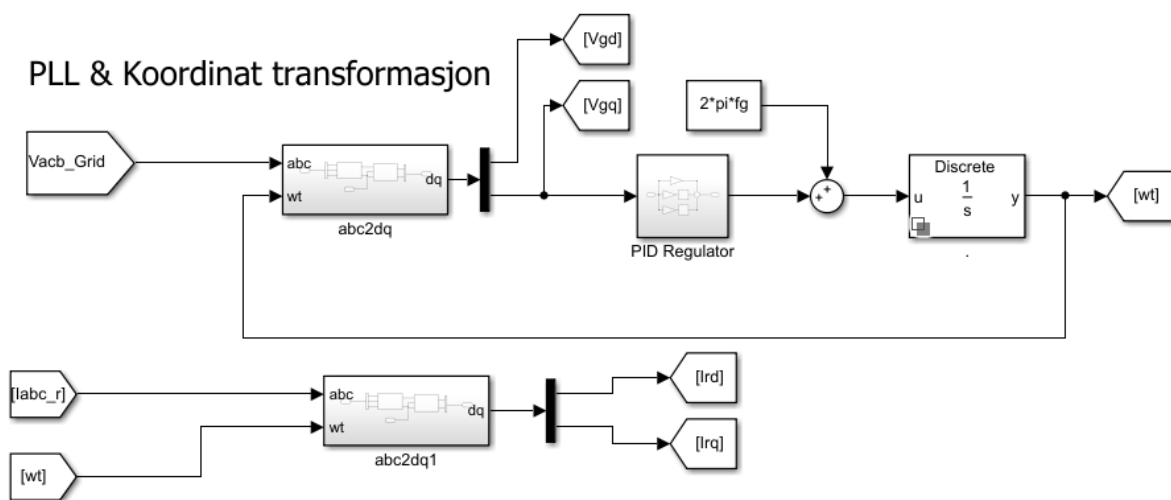
Figur 5-7: Smeltesikringene som har blitt festet i sikringsklemmeholdere og kobles til bananplugg

5.7 Programmering

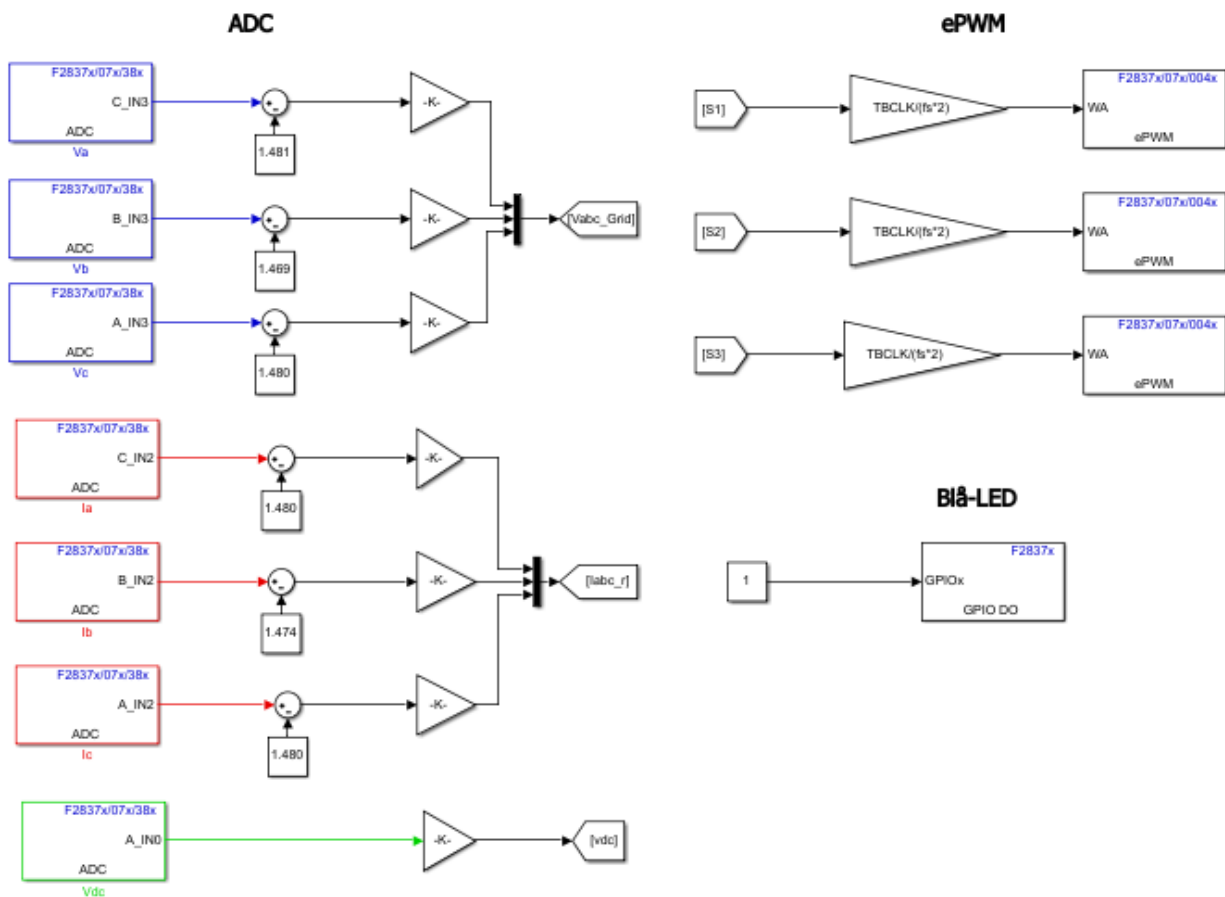
For å styre systemet har mikrokontrolleren blitt programmert med Simulink og Code Composer Studio (CSS). Code Composer Studio er et integrated development environment (IDE) for Texas instruments mikrokontrollere og prosessorer [46]. Integrated development enviroment (IDE) kan beskrives som en programvare applikasjon som hjelper med å utvikle programvarekode effektivt. Ved hjelp av flere MATLAB programvare pakker, genererer Simulink C-koden, mens CSS brukes til å kompilere og utføre C-kode på mikrokontrolleren. Dermed kan man utføre kodingen i blokkprogrammering istedenfor hardkoding, som gjør at man slipper å personlig skrive kodene i CSS. Kontrollalgoritmene blir nær identiske med de som er forklart og implementert i simuleringsmodellen. General-purpose input/output (GPIO)-pinnene er konfigurert gjennom Simulink blokker.



Figur 5-8: Programmeringsmodellens kontroller



Figur 5-9: Programmeringsmodellens PLL & koordinat transformasjon



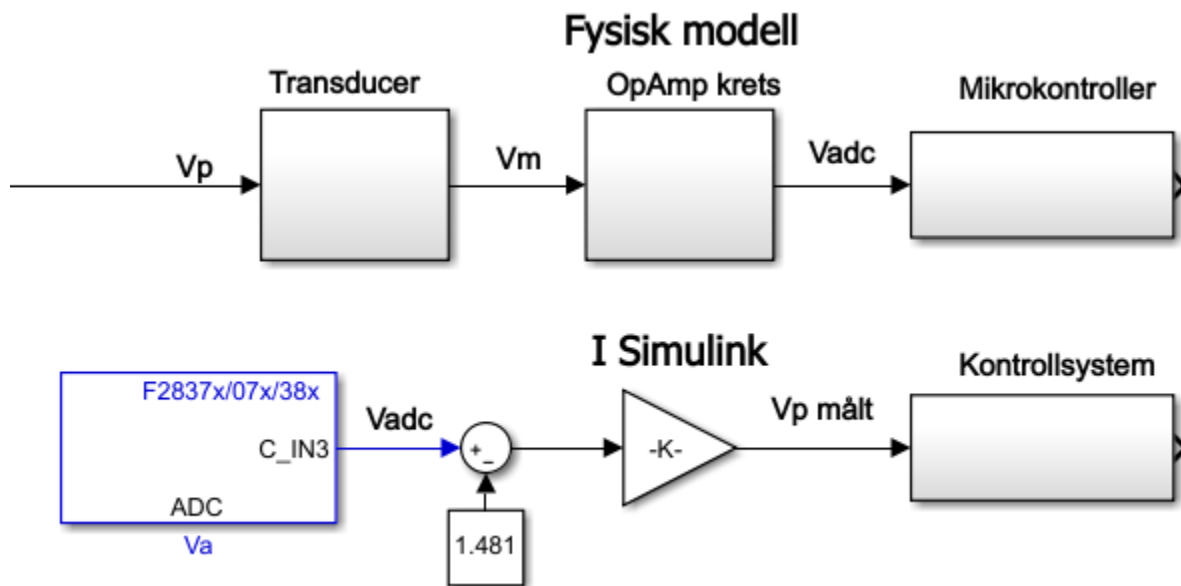
Figur 5-10: Programmeringsmodellens blokk programmering av inngang og utgang

ePWM blokkene genererer gate pulsene som skal styre IGBTene. I programmeringsmodellen er det tre ePWM blokker som alle er konfigurert til å generere to komplementære gate signaler. SVM-algoritmen beregner og gir ut tre duty cycles som fordeles på de tre ePWM blokkene.

ADC blokkene sender ut en konstant strøm av data som er samlet inn på ADC-pinnene til mikrokontrolleren. Rekkevidden til utgangen kan bestemmes inni blokken og kalles ADC Resolution. Man kan velge mellom 12-bit eller 16-bit, hvorav 16-bit krever et par analoge inngangspinner (differensielle innganger) for å sample spenningen. Valgt Resolution er 12-bit som gir en ensidig inngang, som vil si at bare en pinne er nødvendig for sampling av en enkel analog inngang.

ADC-utgangene for målingene skaleres med en gain blokk og en konstant blokk som er negativt koblet til et summasjonspunkt. I den fysiske modellen blir verdiene som transducerne måler tatt

gjennom en OpAmp krets for å justere verdiene innenfor mikroprosessorens arbeidsområde på 0-3V. Buffer OpAmp blir brukt for å skalere ned verdiene, slik at de havner inn i arbeidsområde på (0V - 3V). Verdiene som blir målt er AC-målinger som gjør at man også får negative verdier, derfor har OpAmp kretsen også bias OpAmp, som skal justere verdiene over null. Bias opamp gjør det mulig å reproducere begge sidene av et signal, altså det negative og det positive. Hvis man ikke har med bias opamp vil signalet bli klippet og man får bare den ene siden av signalet. Figur 5-11 som kan ses under viser hva måleverdiene går igjennom fysisk og hvordan dette håndteres i Simulink.



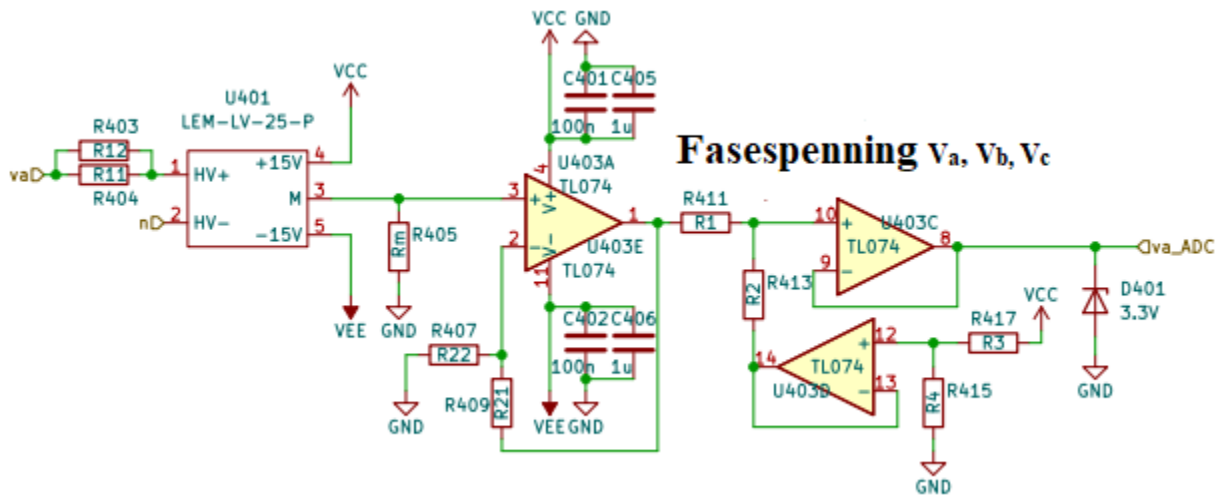
Figur 5-11: Viser hvordan målingene går gjennom en OpAmp krets i den fysiske modellen, og skalert tilbake i programmeringsmodellen

Den negative konstanten i summasjonspunktet og gain-verdien utledes av OpAmp kretsen på kretskortet. Verdiene på motstandene blir vist i et motstandskart lagt ved som vedlegg i B. Det blir veldig små variasjoner mellom de ulike fasene, siden de har små variasjoner i motstandsverdi. Under utledes den negative konstanten i summasjonspunktet og gain-verdien for fasespenningen V_a , fasestrømmen I_a , og likespenningen V_{dc} .

Skalering av fasespenningene (V_a , V_b , V_c)

Figur 5-12 under viser OpAmp kretsen for fasespenningene V_a , V_b og V_c . I motstandstabellen kan man se at motstandene R_{22} og R_{21} ikke trengs og blir i beregningene neglisjert. Alle

forsterkerne er non-inverting forsterkere, hvor den som står motstatt vei i forhold til de to andre har en bias voltage V_{cc} på input.



Figur 5-12: OpAmp kretsen til fasespenningene (v_a , v_b og v_c), redigert utgave hentet fra [36]

Spenningen som ligger foran transduceren LEM-LV-25-P betegnet (V_p) og spenningen over motstanden R_m , betegnet (V_{mv}) uttrykkes ved følgende formeler.

$$V_p = \frac{V_{LL}}{\sqrt{3}}$$

Ligning 5-1

$$I_s = K_v \cdot \frac{V_p}{R_p}$$

Ligning 5-2

$$V_{mv} = I_s \cdot R_{mv} = K_v \cdot \frac{V_p}{R_p} \cdot R_{mv}$$

Ligning 5-3

$$K_v = \frac{N_s}{N_p}$$

Ligning 5-4

$$R_p = R_{11} \parallel R_{12} + R_{p1}$$

Ligning 5-5

I_s er strømmen som går ut av transduceren og blir beregnet ved formelen ovenfor, mens K_v og R_{p1} er transducerens turns ratio og indre motstand som man finner i databladet. Videre beregnes utgangsspenningen til bias forsterkeren (den som står motsatt vei) med følgende formel:

$$V_b = V_{cc} \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4}$$

Ligning 5-6

Nå som spenningen på utgangen av to av forsterkerne er kjent, må man summere disse for å få inngangen til den tredje forsterkeren. Siden den siste forsterkeren har unity gain, altså en gain lik 1, vil spenningen på inngangen være lik spenningen på utgangen. Dermed uttrykkes spenningen på utgangen V_{adc} ved ligningene under:

$$V_{adc} = V_{mv} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} + V_b \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Ligning 5-7

$$V_{adc} = V_p K_v \frac{R_{mv}}{R_p} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} + V_{cc} \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} = V_p C_1 + C_2$$

Ligning 5-8

$$0 \leq V_{adc} \leq 3$$

Ligning 5-9

$$C_1 = K_v \frac{R_{mv}}{R_p} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Ligning 5-10

$$C_2 = V_{cc} \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Ligning 5-11

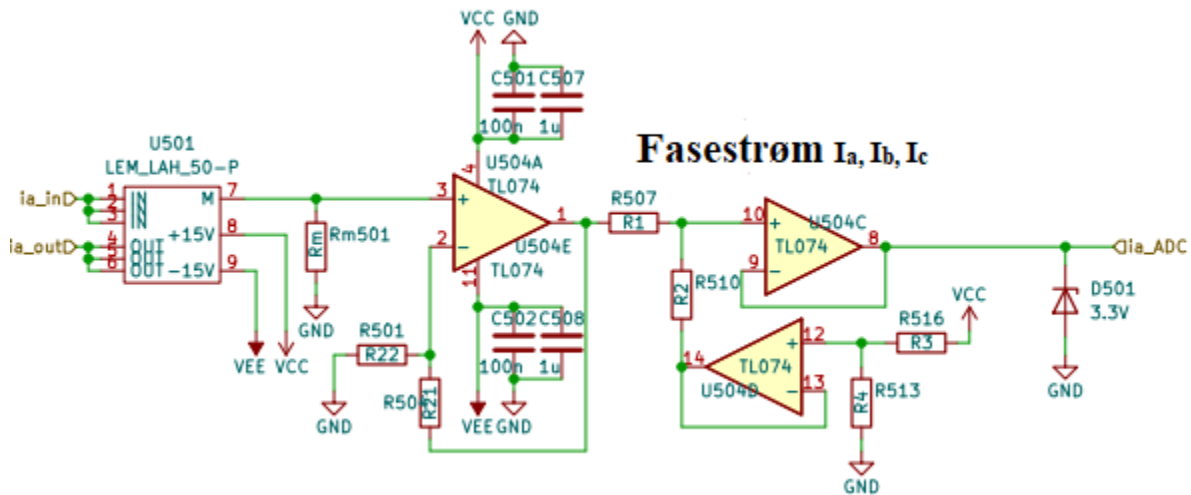
For å finne den negative konstanten i summasjonsblokken og gain-verdien, snur man på ligningen for V_{adc} , hvor C_1 blir gain-verdien og C_2 blir den negative konstanten.

$$V_p = (V_{adc} - C_2) \cdot \frac{1}{C_1}$$

Ligning 5-12

Skalering av fasestrømmene (I_a , I_b , I_c)

Figur 5-13 under viser OpAmp kretsen til fasestrømmene I_a , I_b , I_c . Inngangen til OpAmp kretsen er en strøm transducer av produkttypen LEM_LAH_50-P. Alle tre forsterkerne er non-inverting OpAmps, hvor den som peker motsatt retning har en bias voltage kilde på inntput. Ulikt OpAmp kretsen for fasespenningene er det ikke motstander som ligger foran transducere. Den første forsterkeren har derimot ikke unity gain, siden R_{22} og R_{21} er koblet til i følge motstandstabellen i vedlegg B



Figur 5-13: OpAmp kretsen til fasestrømmene (I_a , I_b og I_c), redigert utgave hentet fra [36].

Denne beregningen har som hensikt å få ut en ligning med V_{adc} på hensyn av strømmen inn i transducere (I_a). Formlene for å finne utgangsspenningen til første forsterker er som følgende:

$$I_s = I_a \cdot K_v$$

Ligning 5-13

$$V_{mi} = I_s R_{mi}$$

Ligning 5-14

$$V_1 = V_m \frac{R_{22} + R_{21}}{R_{22}}$$

Ligning 5-15

K_v er i likhet med beregningen av fasespenningene turns ration til transduceren. Videre finner man utgangsspenningen til den bias forsterkeren ved følge ligning:

$$V_b = V_{cc} \frac{R_4}{R_4 + R_3}$$

Ligning 5-16

Når man har utledet formler for utgangsspenningen til begge de forhåndsliggende OpAmp-ene, må man bruke formler for å summere non-inverting OpAmps. Siden den siste OpAmp-en har unity gain, vil inngang- og utgangsspenningen være lik. Dermed kan utgangsspenning til den siste OpAmp-en uttrykkes ved:

$$V_{adc} = I_a K_v R_{mi} \frac{R_{22} + R_{21}}{R_{22}} \cdot \frac{R_2}{R_2 + R_1} + V_{cc} \frac{R_4}{R_4 + R_3} \frac{R_1}{R_1 + R_2} = I_a C_1 + C_2$$

Ligning 5-17

$$C_1 = K_v R_{mi} \frac{R_{22} + R_{21}}{R_{22}} \frac{R_2}{R_2 + R_1}$$

Ligning 5-18

$$C_2 = V_{cc} \frac{R_4}{R_4 + R_3} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Ligning 5-19

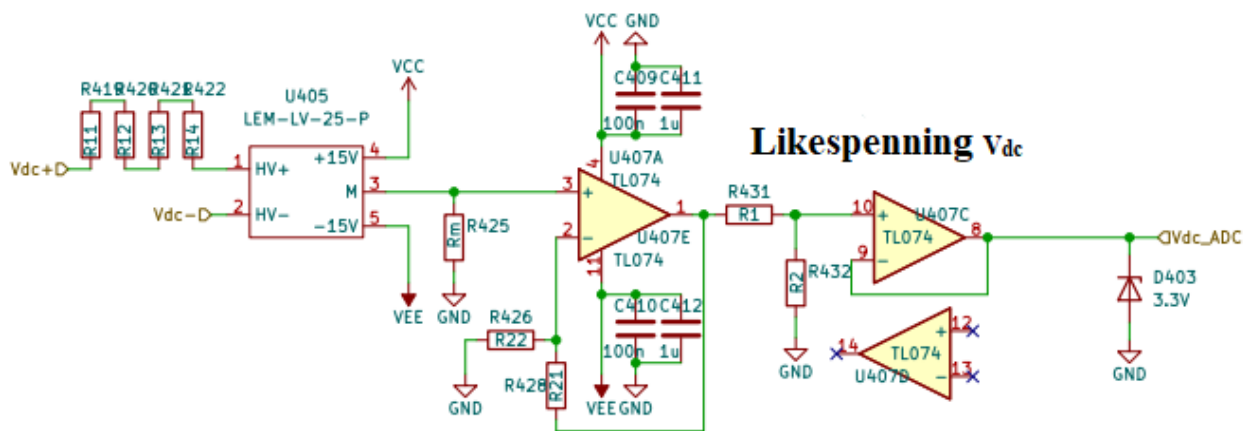
Videre snur man formelen for V_{adc} og ender opp med verdiene til den negative konstanten i summasjonsblokken og gain.

$$I_a = (V_{adc} - C_2) \frac{1}{C_1}$$

Ligning 5-20

Skalering av likespenningen (V_{dc})

Figur 5-14 under viser OpAmp kretsen til likespenningen V_{dc} . Kretsen bruker samme type spennings transducer som fasespenningene, produkttype LEM-LV-25-P. Ulikt de tidligere OpAmp kretsene trenger ikke Likespenningen å skalere verdiene over null, fordi signalet som kommer inn er DC-målinger og har dermed ingen negativ verdi. Dette resulterer i en OpAmp krets uten en bias OpAmp. Denne kretsen blir enklere enn de forrige ved at den bare inneholder to unity gain non-invertings OpAmps.



Figur 5-14: OpAmp kretsen for likespenningen (V_{dc}), redigert utgave henter fra [36]

Denne beregningen har som hensikt å få ut en ligning med V_{adc} på hensyn av spenningen som ligger foran transducere (V_p). Formlene for å finne spenningen foran transducere (V_{dc}) og inngangsspenningen til første OpAmp (V_{mdc}) er som følgende:

$$V_{dc} = I_p \cdot R_{tdc}$$

Ligning 5-21

$$I_s = \frac{V_{dc}}{R_{tdc}} K_v$$

Ligning 5-22

$$V_{mdc} = K_v \frac{V_{dc}}{R_{tdc}} \cdot R_{mvdc}$$

Ligning 5-23

$$R_{tdc} = R_{11} + R_{12} + R_{13} + R_{14}$$

Ligning 5-24

Kretsen ikke inneholder den OpAmp-en som peker motstatt retning og begge OpAmp-ene i bruk er non-inverting og har unity gain. Dermed kan utgangsspenningen til kretsen uttrykkes ved følgende formel:

$$V_{adc} = V_{dc} K_v \frac{R_{mvdc}}{R_{tdc}} = V_{dc} \cdot C_1$$

Ligning 5-25

$$V_{dc} = \frac{V_{adc}}{C_1}$$

Ligning 5-26

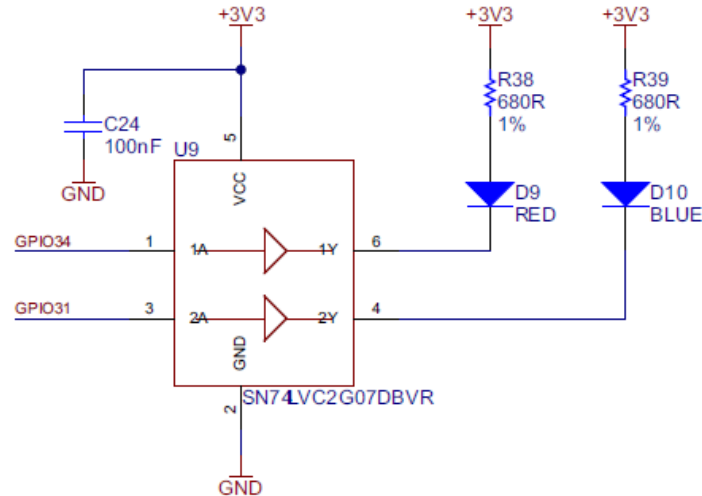
$$C_1 = K_v \frac{R_{mvdc}}{R_{tdc}}$$

Ligning 5-27

Blått LED-lys

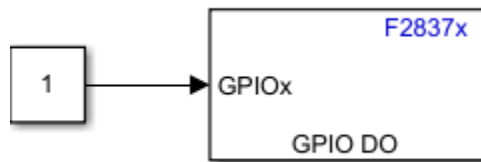
For å sjekke om kortet og opplasting av programvare fungerer, har jeg laget en digital output boks med en sampling tid på 0.1 sek og kobler det til det blå LED-lyset på launchpaden. Dette er

også en fordel når man skal kjøre prototypen, da lyset indikerer om programmet til mikrokontrolleren kjører eller er avslått.



Figur 5-15: Kretsen for blått og rødt LED-lys som er integrert på LaunchPad. Hentet fra [47]

Figur 5-15 er hentet fra databladet til Launchpaden og viser at blått lys er koblet til pin GPIO31.



Figur 5-16: Blokkdiagrammet til blått LED-lys

Blokken som er brukt er en vanlig digital output blokk, som er konfigurert til pin GPIO31, som er koblet til det blå led-lyset visst i figur 5-16. Deretter kobles en konstant blokk med verdien 1, og sampling tid på 0.5 med en digital output som er koblet med GPIO31. Dette vil gjøre at det blå led-lyset på launchpaden blinker hvert 0.5 sekund.

Kapittel 6 Diskusjon

Dette kapitlet skal beskrive tolkningen og forklaringen på resultatene oppgaven fremstiller. Kapitlet er delt i to deler, hvor det diskuteres betydningen og implikasjonene av resultatene fra simuleringsmodellen og den fysiske modellen.

6.1 Simuleringsmodell

Simuleringsmodellen er designet på grunnlaget av valgt topologi. Det har blitt kjørt tre ulike tester hvor omformerer skal arbeide som likeretter, vekselretter og hvor omformerer skal ha bidireksjonal drift, hvor den bytter mellom likeretter og vekselretter modus.

Likeretter og vekselretter testene er kjørt med en varierende last på 50%, 100%, 150%, 200% og 250% av nominell effekt, hvor den nominelle effekten er 2kW. For bidireksjonal drift har systemet blitt testet med en last på 50%, 100% og 150%. Den varierende lasten har blitt implementert for å kunne teste robustheten og responsen til kontrolleren og selve systemet.

En annen faktor med å teste systemet med variabel last, er muligheten for implementering i vanlige husholdninger. Ved å se på at systemet håndterer variable laster, kan en slik løsning være med å øke fleksibiliteten ved at forbrukeren kan velge hurtigheten til ladingen, og med det hvor mye effekt som trekkes og dermed unngå høyere kostnad på nettleien.

I løpet av testene har det blitt observert og dokumentert responsen til DC-link spenning, THD verdien på nettstrømmen og effektfaktor. For alle tre testene vises det at systemet stabiliserer seg på 600V likespenning som er meningen. Se figur 4-2, 4-6, 4-10.

Testene viser at systemet har god respons i form av rask settling time, lav overshoot og liten ripplespenning på likespenningen. Testene viser at systemet kan operere som likeretter, vekselretter og med kjappe endringer i driftsretning. Et viktig poeng er at DC-link kondensatoren har blitt satt til forhåndslagret på 600V. Uten denne funksjonen sliter systemet med en betydelig overshoot.

Simuleringer viste en overshoot verdi på 200V over ønsket verdi, noe som kunne gitt skader eller i beste fall degenerering av ytelse på system og komponenter. Derfor var det av signifikant verdi at kondensatoren ble satt til forhåndsladet på 600V.

Det ble også gjort undersøkelser rundt valg om å redusere kapasitansen til DC-link kondensatoren og hvordan dette påvirket maks overshoot. Ved å se på verdier til tidligere masteroppgaver samt teste med en tredobling av verdien på DC-link kondensatoren ser man at maks overshoot ikke har en betydelig nok økning til at verdiene til kondensatoren er av en signifikant betydning. Dermed styrkes mistanken om at problemet med overshoot, stammer sannsynlig primært fra kontrolleren, og gjenspeiler ikke optimalt innstilte PI-regulatorer.

Det kommer tydelig frem i testene at systemet har en effektfaktor lik 1 eller -1, noe som også var et delmål i prosjektet. I likeretter modus, når nettet skal levere til batteriet viser testene en effektfaktor lik 1. Dette kan man se på figur 4-4, som viser spenningen (V_a) og strømmen (I_a) fra nettet. På figuren er strømmen ganget med faktor på 20, for å få frem at spenningen og strømmen er nøyaktig i samme fase, altså at bølgeformene beveger seg i nøyaktig samme bevegelser. Dette viser at effektfaktoren er lik 1. På samme måte for vekselretter modus, når batteriet skal levere effekt til nettet, ser man spenningen (V_a) og strømmen (I_a) i figur 4-8. Også i denne figuren er strømmen ganget med en faktor på 20, for tydeligere vise faseforskjellen. Figuren viser at spenningen og strømmen beveger seg med 90° forskjell. Strømmens bølgeform er faseforskjøvet med 90° fra bølgeformen til spenningen, dette viser at effektfaktoren er lik -1.

Den totale harmoniske forvrengningen til nettstrømmen målt i prosent er observert på alle lastnivåene. Testene viser et klart mønster ved at THD reduseres ved større last, dette kommer frem i tabellene 4-3 og 4-4, et unntak vises i tabell 4-2, hvor THD verdien øker ved en lastendring fra 4kW til 5kW. Reduseringen av THD ved økning i lasten er naturlig da den harmoniske forvrengningen ikke øker i korrelasjon med effekt endring. Derimot vil strømmen øke sammen med effekten, som gjør at prosenten total harmonisk forvrengning blir mindre.

THD verdiene i testingen er funnet ved hjelp av Fast Fourier analyse (FFT). FFT er stilt inn på å ta målinger av THD over fire perioder. I 0.1 sekund er det totalt fem perioder. En periode defineres som en fullstendig bølgeform. For å være sikker på at THD blir målt i steady-state og ikke under endring, har målingene startet ved tidene 0.01, 0.11, 0.21 osv.

Når jeg undersøkte THD verdiene som ble observert i testene kom det fram en uregelmessighet som senere visste seg å være en svakhet ved testene som er kjørt. Under design av filteret ble det kjørt lignende tester hvor man spesifikt observerte THD verdiene. Med det valgte filteret fikk man en THD på under 5%, når systemet hadde en last på 1kW. For likeretter testen kunne man derimot observere en THD på litt over 5% ved en last på 1kW. Den eneste forskjellen mellom likerettertesten og filter design testen, var at for likerettertesten endret lasten seg hvert 0.1 sekund. Dette vil si at THD målingene ble tatt på ulik tid, hvor verdiene fra likeretter testen ble tatt helt mellom 0.01 – 0.09, mens filter design målingene ble tatt mellom 0.11-0.19 sekund.

Etter videre undersøkelse av denne uregelmessigheten visse det seg at i løpet av oppstartsperioden til en AFE omformer er inngangsstrømmen vanligvis lavere enn steady-state verdien, dette skyldes at utgangsspenningen ennå ikke har nådd sitt regulerte nivå. Dette fører til at spolene i LCL-filteret får en høyere induktans enn nominell verdi, noe som videre kan forårsake en forskyvning i resonansfrekvensen til filteret og en midlertidig forhøyet verdi for THD.

Testene som ble utført hadde en simuleringstid på 0.5 sekunder, hvor lasten endres hvert 0.1 sekund. Det er 5 perioder i hver lastsekvens og for å være sikker på at målingene skal gjøres i steady-state blir målingene hentet fra perioden 0.01 – 0.09 sekunder. Det kan derimot se ut som at THD målingene som blir gjort i første tiendedel av et sekund blir ugyldige, fordi systemet ikke er fullstendig i steady-state på 0.01 sekund. For å unngå den midlertidige høye THD-en, burde tidsperioden for første lastnivå være større. Dette gjøres ved å enten forlenge total simuleringstid, eller ved å forlenge perioden systemet kjører på første lastnivå.

6.2 Den fysiske modellen

Den fysiske modellen har blitt konstruert på bakgrunn av teoretisk bakgrunn og metode kapittelet. Det fantes allerede en prototype fra et tidligere masterprosjekt [36] ved Høgskolen på Vestlandet (HVL). Denne prototypen anbefalte veileder at jeg burde benytte meg av. Dette gjorde at det allerede fantes et filter og et kontrollpanel som var designet i en tidligere oppgave, og at HVL hadde IGBT-moduler, IGBT-drivere og DC-link kondensatorer tilgjengelig. Prototypen var testet og skulle fungere, men testene var ikke dokumentert. Den tidligere masteroppgaven som hadde designet prototypen skulle først leveres i november 2022, før denne

ble utsatt levert til mars 2023. Dette ga utfordringer i form av at underlag og dokumentasjon for komponentene som var brukt i prototypen ikke ble fullstendig tilgjengelig før mars 2023.

En utfordring ved den forrige prototypen var at den ikke tilfredsstilte kravene til verneombudet til elektrolabben. I dialog med verneombudet på elektrolabben ble vi enige om å iverksette tiltak som sikringer og tildekking under testing, slik at arbeid med denne kunne utføres på en forsvarlig og sikker måte. Derfor har det blitt konstruert et brett med smeltesikringer som er festet i sikringsholderklemmer, som enkelt kan integreres i kretsen med bananpluggen.

Filteret som var designet i en tidligere oppgave inneholdt ikke ferdige bestilte spoler, men jernkjerner som hadde blitt viklet med kobbertråd. Filteret hadde ingen underlag eller dokumentasjon utenom to skjemaer som viste to motstridende verdier på spolene. I min oppgave har jeg designet et teoretisk filter som visste gode målinger. Samtidig fantes det usikkerheter ved det eksisterende filteret, usikkerheten på hvilken vurdering som hadde blitt tatt, arbeidet som hadde blitt utført og selve verdiene til spolene. Dette fattet grunnlaget for valget jeg besluttet om å konstruere mitt eget filter. Filteret jeg har konstruert er avbildet i figur 5-6 og består av en mindre spole på 2.5mH, to parallellkoblede kondensatorer på 1uF hver og en større spole på 4.5mH per fase.

Det fysiske filteret har høyere induktans og lavere kapasitans enn det teoretiske filteret. Dette skyldes utfordringer med å få bestilt ferdige komponenter som innehar identiske verdier som det teoretiske filteret. Med bakgrunn av mangel av tid, og et sterkt ønske om å få testet den fysiske modellen, virket det som et bedre valg å bestille ferdige komponenter, istedenfor å vikle egne spoler. Det fysiske filteret gir en total induktans på 7mH, mens det teoretiske filteret gir 6,4mH. I form av spenningstap vil ikke denne økningen være betydelig og grensen jeg definerte i filterdesign kapittel 3.5 Filter design, på maksimalt 8mH total induktans er fortsatt tilfredsstilt. Før bestilling, ble de nye verdiene undersøkt i form av THD. Det er ikke signifikant forskjell i THD-verdiene og kravet om maksimalt 5% blir overholdt for alle lastnivåene som er simulert i tidligere tester.

Under litteraturstudiefasen ble det besluttet at jeg skulle bruke kontrollpanelet som var designet i en tidligere oppgave. Dette påvirket ulike valg av systemparameter som nominell effekt og nettspenning. Det ble tidlig i prosjektet undersøkt om hvilken parameter systemet skulle driftes på. Ved undersøkelse av kontrollpanelet ble det avdekket at dette tåler maksimalt strøm på 6A.

Dette gjorde at nominell effekt ble satt til 2kW og nettspenning på 400V, som ville gi en nettstrøm med Peak-verdi på 4.1A.

Etter den fysiske modellen hadde blitt koblet sammen, og under forberedelser til testing ble jeg usikker på noen uregelmessigheter ved kontrollpanelet. For det første er strømkilden (transformatoren) på kontrollpanelet som skal forsyne alle transducerene med forsyningsspenning på 15V, koblet til samme inntaksspenning som resten av kretsen. Dette gjør det umulig å få utført uavhengige målinger på strømforsyningen.

En annen uregelmessighet er en verdi betegnet PWR-FLAG, som er utgangen til transformatoren og skal gå til (+15V, -15V, 0) og blir videre kalt VCC (15V) og VEE(-15V). Denne verdien betegnet PWR-FLAG er også koblet til en bryter, som legger PWR-FLAG til jord når bryteren er av. Det at en verdi som går til flere ulike plasser, også går til jord virker for meg som et dårlig tegn. Mine antagelser er at dette kun vil føre til kortslutning.

Samtidig viser databladet til transformatoren en nominell utgangsspenning på 18V AC. For å skalere målingene gjort av transducerne slik at mikrokontrolleren kan lese hele signalet, blir signalet kjørt gjennom en OpAmp krets som forklart i kapittel 5.7 Programmering. For å beregne denne skaleringen i programmeringen har det blitt beregnet med en VCC på +15V, som står opplyst på skjemaet til kontrollpanelet. Denne skaleringen blir i så fall feil, hvis transformatoren leverer en AC-spenning på 18V.

Det å ta over andres arbeid er utfordrende, spesielt i tilfeller der dokumentasjonen er mangelfull og begrunnelser for valg er ikke eksiterende. Dette gjorde feilsøking på kontrollpanelet krevende. Under konsultasjon med en lab ingeniør som jobber hos HVL, hvor kontrollpanelet ble gjennomgått, ble bekymringene mine for uregelmessighetene bekreftet. Skjemaene til kontrollpanelet er ikke merket ordentlig og konsekvent, noe som ledet til at tolkningen ble utført feil av lab ingeniør og meg. Under konsultasjonen ble det konkludert med at pinnene til mikrokontrolleren ikke matchet tilkoblingspunktet som var satt av på kontrollpanelet. Dette ble etter videre undersøkelse avklart, da pinnene og tilkoblingspunktene matcher i henhold til databladet for kontrolleren.

Kapittel 7 Konklusjon

Målet til denne oppgaven har vært å designe og implementere et tre-fase bidireksjonal AC/DC omformer system som en del av et større batterilagringssystem. Det var ønskelig at systemet skulle tilfredsstillende THD standarden til Institute of Electrical Electronics Engineers på en THD <5%, og at omformere skulle driftes med en dynamisk last og at systemet opererer med en effektfaktor lik 1.

Jeg har utført en litteraturstudie med en foreslått topologi av systemet. Den foreslåtte topologien inneholder AFE omformer, med en kontroller som er basert på VOC. For å trekke ut fasevinkelen blir det brukt en SRF-PLL, mens SV-PWM er brukt for å styre svitsjingen til omformeren. For å fjerne harmonisk forvrengning og dempe rippelstrøm er det implementert et passivt LCL-filter uten demping.

Videre har systemet blitt konstruert i Simulink på bakgrunn av litteraturstudien. I Simulink er det utført ulike tester for når omformeren operer som likeretter, vekselretter og med bidireksjonal drift. Alle testene er utført med dynamisk last, hvor den bidireksjonale driften, effektfaktor lik 1, og en THD som tilfredsstiller standarden er verifisert.

I etterkant av testene er det funnet en svakhet ved testene som er utført. For likeretter testen og bidireksjonal drifts testen blir THD-målingen feil ved først lastsekvens. Dette skyldes at systemet ikke er i steady-state når målingene tas, som gir en ugyldig måling ved at målingen tas når THD verdien er midlertidig høyere enn normalt. Løsningen vil være at simuleringstiden på første lastsekvens blir forlenget, gjerne opp fra 0.1 til 0.15 for å sikre steady-state måling.

Det har blitt brukt mye tid på å designe riktig filter for systemet. Metodene fra litteraturen benyttet som grunnlag har vist svakhet i form av at systemer med last på under 3kW vil slite med høye verdier av induktans, som vil føre til uakseptable spenningsfall. Siden ingen av metodene tilfredsstilte kravene mine, har det blitt utført omfattende testing med egne parameter som resulterte i et filter som viser gode verdier på testene.

PI-regulatorernes innstillinger i form av proporsjonal forsterkning og integrert forsterkning burde blitt undersøkt mer. Jeg har brukt forsterkningen som enten er funnet ved trial and error eller verdier som er funnet i tidligere masteroppgaver. Dette gjelder spesielt PI-regulatorene i

strømsløyfen, hvor det har blitt utledet formler for forsterkningene i en tidligere oppgave. Jeg har prøvd å bekrefte disse utledningene, og har fått verifisert forenklingen av transfer function. Jeg har derimot funnet feil i den metoden jeg mistenker som blir brukt for å utlede forsterkningene. Dermed mener jeg at PI forsterkningen for strømsløyfen som er brukt i denne oppgaven ikke er optimal.

Det har blitt konstruert en fysisk prototype, hvor et fysisk filter er konstruert og sikringer implementert for å tilfredsstille krav fra verneombudet på elektrolabben. HVL har gjort Launchpad med mikrokontroller, IGBT-moduler og IGBT-drivere tilgjengelig og modellen er konstruert ved bruk av et kontrollpanel designet i en tidligere masteroppgave. Usikkerheter knyttet til kontrollpanelet fra tidligere masteroppgave grunnet manglende underlag og dokumentasjon og mangel på tid har dessverre gjort det vanskelig for meg å få målinger fra den fysiske modellen som skal verifisere målingene gjort i simuleringsmodellen.

Arbeidet videre

Det hadde vært svært interessant å få testet den fysiske modellen og prøvd å verifisere målingene gjort i simuleringsmodellen. Det enkleste ville nok vært å tegne eget kontrollpanel og få dette produsert av en profesjonell aktør. Dette gir muligheten til å gjøre egne vurderinger og man får full kontroll og forståelse for hvordan komponenten vil oppføre seg. Den andre løsningen er å bruke det eksisterende kontrollpanelet som er designet ved en tidligere masteroppgave. Utfordringen ved denne løsningen er at dokumentasjon og underlag er mangelfull. Dette gjør at man må bruke mye tid på å måle og dokumentere verdier og gjøre signifikante endringer for et resultat som er usikkert.

For å forsvarlig teste den fysiske modellen burde transformatoren kobles av inntaksspenningen som forsyner resten av systemet, og kobles på et uavhengig inntak. Videre må man metodisk gjennomgå kontrollpanelet med et multimeter for å måle ulike verdier på kontrollpanelet. Jeg tenker spesielt på verdiene til PWR-FLAG og VCC, men også andre verdier siden det ikke finnes noe tabell med nominelle måleverdier for komponentene. Man burde også fjerne bryteren og tilknyttet krets som slår PWR-FLAG og VCC til jord.

Som nevnt i diskusjon kapitlet er systemet avhengig av en forhånds-laddet kondensator i Simulink for å unngå en uakseptabel høy overshoot. Dette problemet vil man også få i den fysiske modellen, hvor man må justere inntaket gradvis opp for å unngå problemet. En løsning kan være å implementere en softstarter for systemet. Softstarteren vil regulere nettets pågang, ved at pågangen gradvis går oppover mot nominelt nivå. Ved en gradvis pågang vil man unngå den store strømtransienten som kommer av å lade DC-link kondensatoren. Jeg mistenker derimot at hovedårsaken til overshooten er for aggressive kontrollhandlinger utført av PI-regulatoren. For å redusere overshoot til et akseptabelt nivå, ville jeg gjort en grundig undersøkelse av forsterkningen til PI-regulatoren til kontrolleren.

Bibliografi

- [1] «Electricity consumption per capita - Country Comparison». <https://www.indexmundi.com/g/r.aspx?v=81000> (åpnet 13. september 2022).
- [2] «Chart: These countries have the most electric vehicles per capita», *Canary Media*. <https://www.canarymedia.com/articles/electric-vehicles/chart-these-countries-have-the-most-electric-vehicles-per-capita> (åpnet 13. september 2022).
- [3] H. Birkelund *mfl.*, «LANGSIKTIG KRAFTMARKEDSANALYSE 2021 – 2040». Norges vassdrags- og energidirektorat, oktober 2021. [Online]. Tilgjengelig på: https://publikasjoner.nve.no/rapport/2021/rapport2021_29.pdf
- [4] «Store investeringer i strømmettet - NVE». <https://www.nve.no/energi/energisystem/energibruk-effektivisering-og-teknologier/forbrukerfleksibilitet/store-investeringer-i-stromnettet/> (åpnet 14. september 2022).
- [5] «IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems», *IEEE Std 519-2014 Revis. IEEE Std 519-1992*, s. 1–29, jun. 2014, doi: 10.1109/IEEESTD.2014.6826459.
- [6] M. Andriollo, R. Benato, M. Bressan, S. D. Sessa, F. Palone, og R. M. Polito, «Review of Power Conversion and Conditioning Systems for Stationary Electrochemical Storage», *Energies*, bd. 8, nr. 2, Art. nr. 2, feb. 2015, doi: 10.3390/en8020960.
- [7] M. J. Kouhanjani og A. R. Seifi, «Comparison of VSC and Z-Source Converter: Power System Application Approach», *Adv. Electr. Electron. Eng.*, bd. 15, nr. 1, s. 12–20, mar. 2017, doi: 10.15598/aeec.v15i1.1766.
- [8] Y. Zhang og Y. Li, «Chapter 16 - Current Source Converters and Their Control», i *Control of Power Electronic Converters and Systems*, F. Blaabjerg, Red., Academic Press, 2018, s. 115–140. doi: 10.1016/B978-0-12-816136-4.00016-6.
- [9] S. Srita og S. Somkun, «Implementation and performance comparison of harmonic mitigation schemes for three-phase grid-connected voltage-source converter under grid voltage distortion: HiL and experimental validation», *AEU - Int. J. Electron. Commun.*, bd. 161, s. 154552, mar. 2023, doi: 10.1016/j.aeue.2023.154552.
- [10] A. VanderMeulen og J. Maurin, «Current source inverter vs. voltage source inverter topology», 2014.
- [11] M. Vijaya Kumar, T. Bramhananda Reddy, og M. Nayeemuddin, «Performance Analysis of Two Level and Multilevel inverter fed Induction Motor Drive». IAETSD JOURNAL FOR ADVANCED RESEARCH IN APPLIED SCIENCES, 1. januar 2018. [Online]. Tilgjengelig på: <https://iaetsdjaras.org/gallery/34-january-400.pdf>
- [12] S. Dharmasena, T. O. Olowu, og A. I. Sarwat, «Bidirectional AC/DC Converter Topologies: A Review», i *2019 SoutheastCon*, apr. 2019, s. 1–5. doi: 10.1109/SoutheastCon42311.2019.9020287.
- [13] D. C. Erb, O. C. Onar, og A. Khaligh, «Bi-directional charging topologies for plug-in hybrid electric vehicles», i *2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Palm Springs, CA, USA: IEEE, feb. 2010, s. 2066–2072. doi: 10.1109/APEC.2010.5433520.

- [14] A. Mitra, P. S. Bhowmik, og S. Chowdhuri, «Performance analysis of a three-phase Active Front-End PWM Rectifier without current loop PI controller», jan. 2016, s. 343–347. doi: 10.1109/CIEC.2016.7513752.
- [15] «Active Front End Rectifier». <https://www.powersystemsdesign.com/articles/active-front-end-rectifier/146/18747> (åpnet 15. februar 2023).
- [16] H. Yin og S. Dieckerhoff, «Experimental comparison of DPC and VOC control of a three-level NPC grid connected converter», i *2015 IEEE 6th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, jun. 2015, s. 1–7. doi: 10.1109/PEDG.2015.7223072.
- [17] «Vector control for dummies», *Switchcraft*, 14. mars 2017. <https://www.switchcraft.org/learning/2016/12/16/vector-control-for-dummies> (åpnet 15. februar 2023).
- [18] W.-F. Zhang og Y.-H. Yu, «Comparison of Three SVPWM Strategies», bd. 5, nr. 3, 2007.
- [19] O. J. Bajwa, «Design of a Rectifier for Electric Vehicle Chargers», Master thesis, The University of Bergen, 2021. Åpnet: 13. april 2023. [Online]. Tilgjengelig på: <https://bora.uib.no/bora-xmlui/handle/11250/2772353>
- [20] T. Noguchi, H. Tomiki, S. Kondo, og I. Takahashi, «Direct power control of PWM converter without power source voltage sensors», i *IAS '96. Conference Record of the 1996 IEEE Industry Applications Conference Thirty-First IAS Annual Meeting*, okt. 1996, s. 941–946 bd.2. doi: 10.1109/IAS.1996.560196.
- [21] M. P. Kazmierkowski, F. Blaabjerg, og R. Krishnan, *Control-in-power-electronics-selected-problems.pdf*, 1. utg. Academic press, 2002. Åpnet: 1. februar 2023. [Online]. Tilgjengelig på: <https://trinhquocnam.files.wordpress.com/2013/10/control-in-power-electronics-selected-problems.pdf>
- [22] E. Technology, «Phase Locked Loop (PLL) - its Operation, Characteristics & Application», *ELECTRICAL TECHNOLOGY*, 15. februar 2019. <https://www.electricaltechnology.org/2019/02/phase-locked-loop-pll.html> (åpnet 29. mars 2023).
- [23] R. J. Ferreira, R. E. Araújo, og J. A. Peças Lopes, «A comparative analysis and implementation of various PLL techniques applied to single-phase grids», i *Proceedings of the 2011 3rd International Youth Conference on Energetics (IYCE)*, jul. 2011, s. 1–8.
- [24] N. Kularatna, R. Alistair Steyn, J. Sisira, og F. Jayathu, *Design of Transient Protection Systems*. 2019. [Online]. Tilgjengelig på: <https://www.sciencedirect.com/book/9780128116647/design-of-transient-protection-systems>
- [25] W. Storr, «Harmonics and Harmonic Frequency in AC Circuits», *Basic Electronics Tutorials*, 25. juni 2013. <https://www.electronics-tutorials.ws/accircuits/harmonics.html> (åpnet 25. februar 2023).
- [26] D. Pejovski, K. Najdenkoski, og M. Digalovski, «Impact of different harmonic loads on distribution transformers», *Procedia Eng.*, bd. 202, s. 76–87, jan. 2017, doi: 10.1016/j.proeng.2017.09.696.
- [27] A. Testa mfl., «Interharmonics: Theory and Modeling», *IEEE Trans. Power Deliv.*, bd. 22, nr. 4, s. 2335–2348, okt. 2007, doi: 10.1109/TPWRD.2007.905505.
- [28] J. P. G. De Abreu og A. E. Emanuel, «The need to limit subharmonics injection», i *Ninth International Conference on Harmonics and Quality of Power. Proceedings (Cat. No.00EX441)*, okt. 2000, s. 251–253 bd.1. doi: 10.1109/ICHQP.2000.897033.

- [29] D. Shmilovitz, «On the definition of total harmonic distortion and its effect on measurement interpretation», *IEEE Trans. Power Deliv.*, bd. 20, nr. 1, s. 526–528, jan. 2005, doi: 10.1109/TPWRD.2004.839744.
- [30] R. N. Beres, X. Wang, M. Liserre, F. Blaabjerg, og C. L. Bak, «A Review of Passive Power Filters for Three-Phase Grid-Connected Voltage-Source Converters», *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, bd. 4, nr. 1, s. 54–69, mar. 2016, doi: 10.1109/JESTPE.2015.2507203.
- [31] H. Akagi, «Modern active filters and traditional passive filters», 2006.
- [32] R. Peña-Alzola, M. Liserre, F. Blaabjerg, R. Sebastián, J. Dannehl, og F. W. Fuchs, «Systematic Design of the Lead-Lag Network Method for Active Damping in LCL-Filter Based Three Phase Converters», *IEEE Trans. Ind. Inform.*, bd. 10, nr. 1, s. 43–52, feb. 2014, doi: 10.1109/TII.2013.2263506.
- [33] C. Bao, X. Ruan, X. Wang, W. Li, D. Pan, og K. Weng, «Step-by-Step Controller Design for LCL-Type Grid-Connected Inverter with Capacitor–Current-Feedback Active-Damping», *IEEE Trans. Power Electron.*, bd. 29, nr. 3, s. 1239–1253, mar. 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2262378.
- [34] X. Li, X. Wu, Y. Geng, X. Yuan, C. Xia, og X. Zhang, «Wide Damping Region for LCL-Type Grid-Connected Inverter With an Improved Capacitor-Current-Feedback Method», *IEEE Trans. Power Electron.*, bd. 30, nr. 9, s. 5247–5259, sep. 2015, doi: 10.1109/TPEL.2014.2364897.
- [35] G. Vivek, J. Biswas, M. D. Nair, og M. Barai, «Comparative Study on SVPWM Switching Sequences for VSIs».
- [36] W. H. Fosse, «Design of Grid-Tied Converter Using AFE», Master thesis, The University of Bergen, 2023. Åpnet: 13. april 2023. [Online]. Tilgjengelig på: <https://bora.uib.no/bora-xmlui/handle/11250/3059082>
- [37] Nereus Fernandes, «VOC and DPC Control Schemes for Three-Phase Boost Type Pulse Width Mo...», 14:54:14 UTC. Åpnet: 14. mars 2023. [Online]. Tilgjengelig på: <https://www.slideshare.net/nffmumbai/voc-and-dpc-control-schemes-for-threephase-boost-type-pulse-width-modulated-rectifier>
- [38] «elektrisk resonans», *Store norske leksikon*. 21. januar 2023. Åpnet: 14. mars 2023. [Online]. Tilgjengelig på: https://snl.no/elektrisk_resonans
- [39] S. Jayalath og M. Hanif, «An LCL-Filter Design With Optimum Total Inductance and Capacitance», *IEEE Trans. Power Electron.*, bd. 33, nr. 8, s. 6687–6698, aug. 2018, doi: 10.1109/TPEL.2017.2754100.
- [40] R. Peña-Alzola, M. Liserre, F. Blaabjerg, M. Ordóñez, og Y. Yang, «LCL-Filter Design for Robust Active Damping in Grid-Connected Converters», *IEEE Trans. Ind. Inform.*, bd. 10, nr. 4, s. 2192–2203, nov. 2014, doi: 10.1109/TII.2014.2361604.
- [41] M. B. Said-Romdhane, M. W. Naouar, I. S. Belkhouja, og E. Monmasson, «An Improved LCL Filter Design in Order to Ensure Stability without Damping and Despite Large Grid Impedance Variations», *Energies*, bd. 10, nr. 3, Art. nr. 3, mar. 2017, doi: 10.3390/en10030336.
- [42] Yumpu.com, «PWM Rectifier with Active Filtering», *yumpu.com*. <https://www.yumpu.com/en/document/read/23535421/pwm-rectifier-with-active-filtering> (åpnet 11. april 2023).
- [43] N. Mohan, *Advanced Electric Drives - Analysis, Control, and Modeling Using MATLAB/Simulink*. John Wiley & Sons, 2014.

- [44] «SKM100GB12T4 | Semikron IGBT-modul SEMITRANS 2 1.2 kV», *Elfa Distrelec Norge*. <https://www.elfadistrelec.no/no/igbt-modul-semitrans-kv-semikron-skm100gb12t4/p/17101152> (åpnet 20. mai 2023).
- [45] Semikron, «Datablad Semikron SKM100GB12T4». Semikron, 3. september 2013. [Online]. Tilgjengelig på: <https://no.farnell.com/semikron/skm100gb12t4/igbt-module-dual-n-ch-1-2kv-160a/dp/2423682>
- [46] «CCSTUDIO IDE, configuration, compiler or debugger | TI.com». <https://www.ti.com/tool/CCSTUDIO> (åpnet 17. mai 2023).
- [47] Texas Instrument, «LAUNCHXL-F28379D Overview». Texas Instruments, 1. mars 2019. Åpnet: 1. mai 2023. [Online]. Tilgjengelig på: <https://www.ti.com/tool/LAUNCHXL-F28379D>

Vedlegg

A Matlab kode

```
%% AFE Parameters and Calculations
clear
clc

% Grid and system parameters
VL=400;
fg=50;
wg=2*pi*fg;
Rgrid=0;
Lgrid=0;
%Rt=30e-3;
Rt=0;
%Lt=3e-3;
Lt=0;
%Vdc=600;
Vdc=600;
fs=10*10e3;
%P_LOAD=2e3;
%R_LOAD=Vdc^2/P_LOAD;
R_LOAD=180;
P_LOAD=Vdc^2/R_LOAD;
Ig=P_LOAD/(sqrt(3)*VL);

% DSP parameters
SYSCLK=200e6;
TBCLK=100e6;

% DC-link

% LCL
Rg=10e-3;
%Lg=2.5e-3;
Lg=2.2e-3;
Rg_=Rgrid+Rt+Rg;
Lg_=Lgrid+Lt+Lg;
Rr=10e-3;
%Lr=4.5e-3;
Lr=4.4e-3;
%Rc=10e-3;
Rc=0;
%Cf=2e-6;
Cf=3e-6;

Rtot=Rg+Rr;
Ltot=Lg+Lr;
tau_filter=Ltot/Rtot;
Z_filter=sqrt(Rtot^2+(wg*Ltot)^2);
Z_c=1/(wg*Cf);

f_res=sqrt((Lg+Lr)/(Lg*Lr*Cf))/(2*pi);

Cdc=1500e-6;
```

```

f_res=sqrt((Lg_+Lr)/(Lg_*Lr*Cf))/(2*pi);
P_filter=3*Rtot*Ig^2;
deltaV_filter=Ig*Z_filter;
Ic_rms=(VL/sqrt(3))/(Z_c);

% Inital Conditions
I_LOAD_0=P_LOAD/Vdc;
Idc_0=I_LOAD_0;
Ird_0=P_LOAD/VL;
Irq_0=0;
deltaVrd_0=Ird_0*Z_filter;
deltaVrq_0=Irq_0*Z_filter;

% PLL
kpPLL=10;
kiPLL=5000;
kdPLL=0;

% Regulator
Td=(1/fs)+(1e-9); % one sampling time + dead time

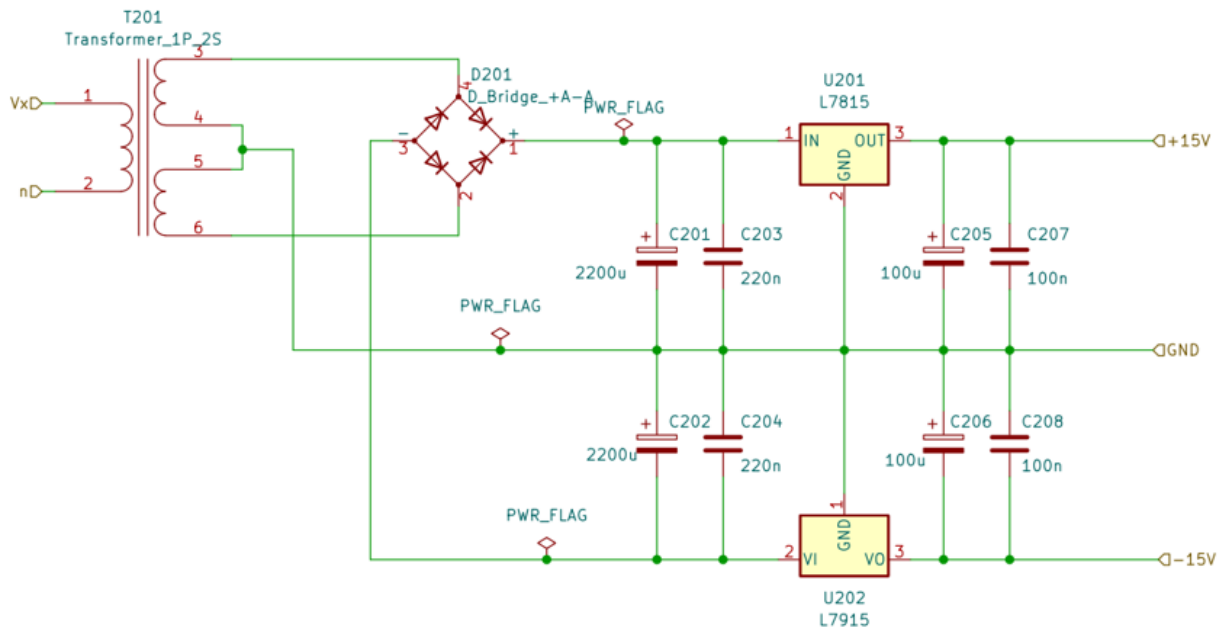
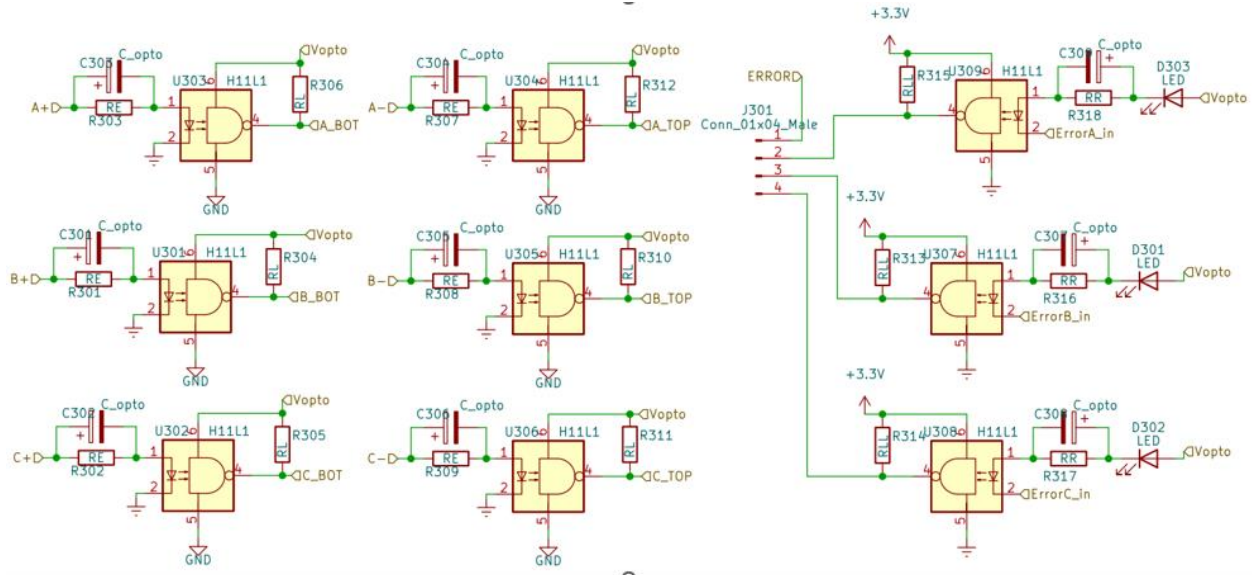
% Current loop
wcI=(2*pi*fs)/10;
PM_I=60*pi/180;
kiI=wcI*sqrt(Rtot*Rtot+(wcI*Ltot)^2)/sqrt((tan(PM_I-pi/2+atan(wcI*Ltot/Rtot)))^2+1);
kpI=(tan(PM_I-pi/2+atan(wcI*Ltot/Rtot)))*kiI/wcI;
kdI=0;

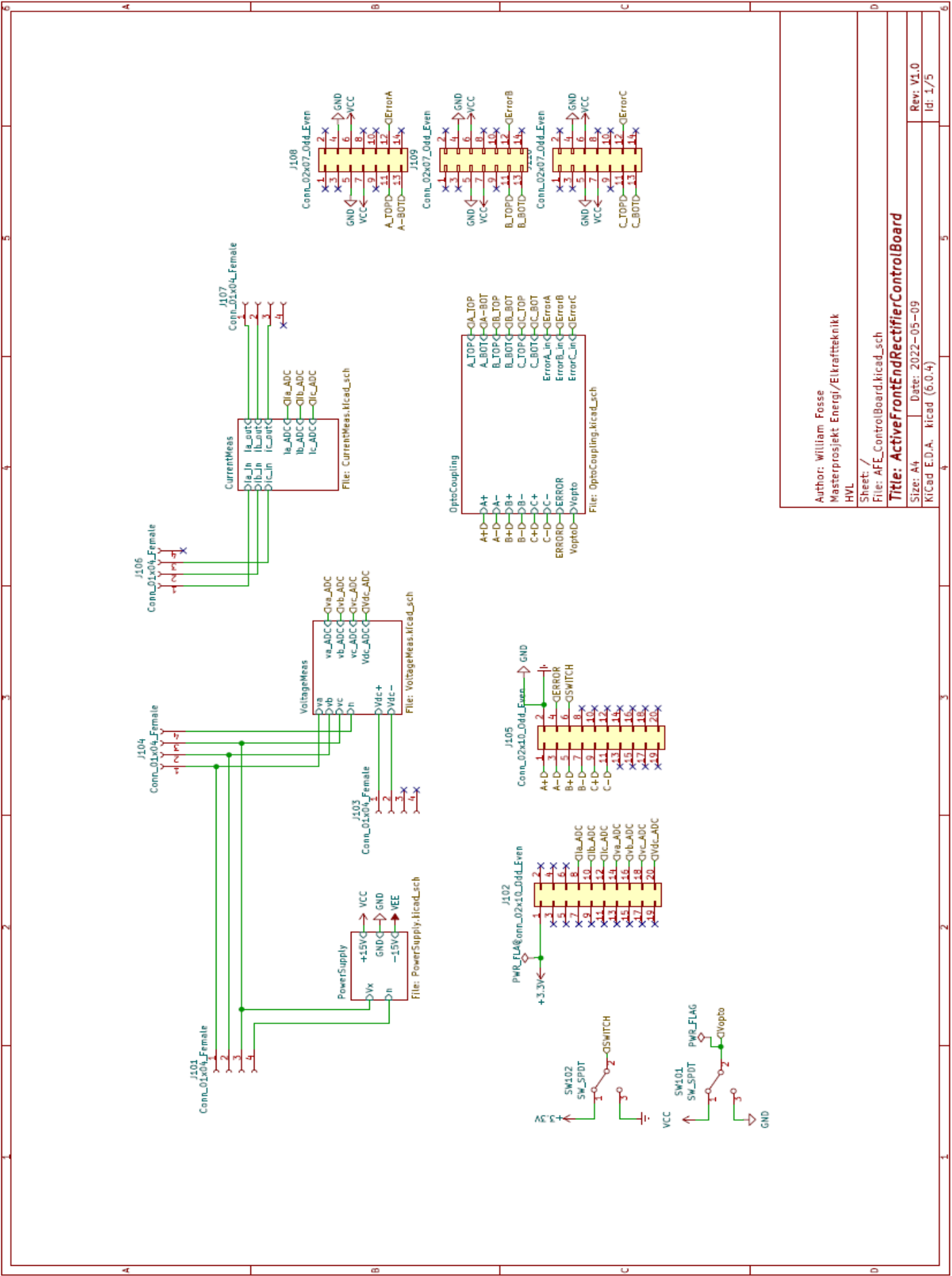
% Voltage loop
kiV=150;
kpV=1;
kdV=0;

```

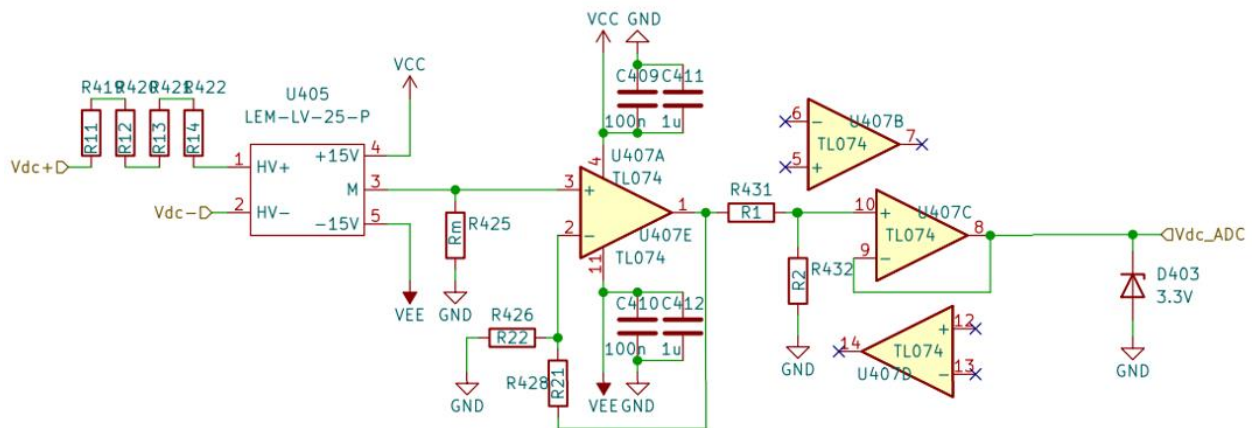
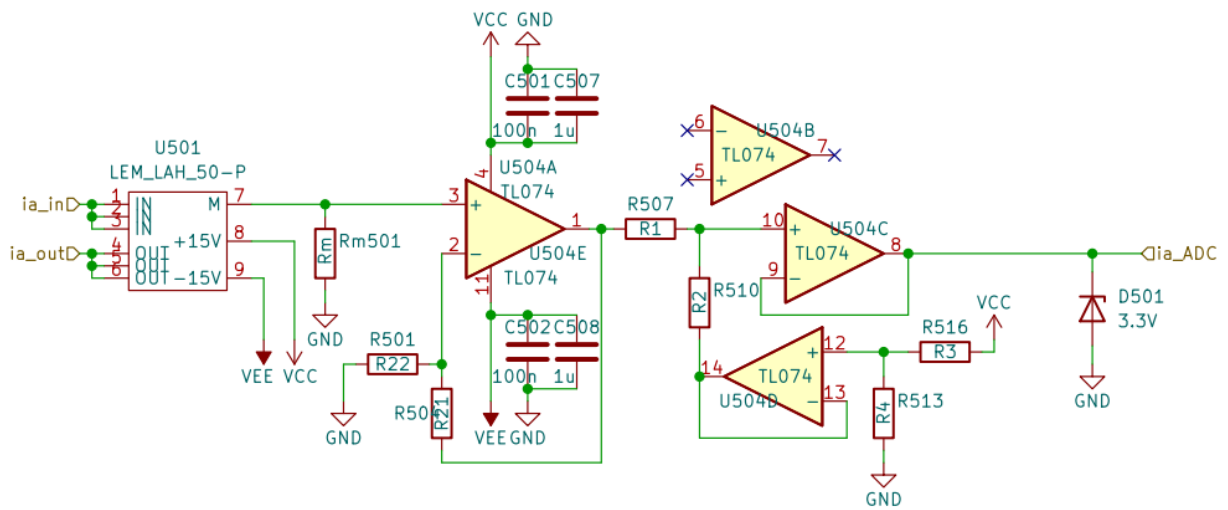
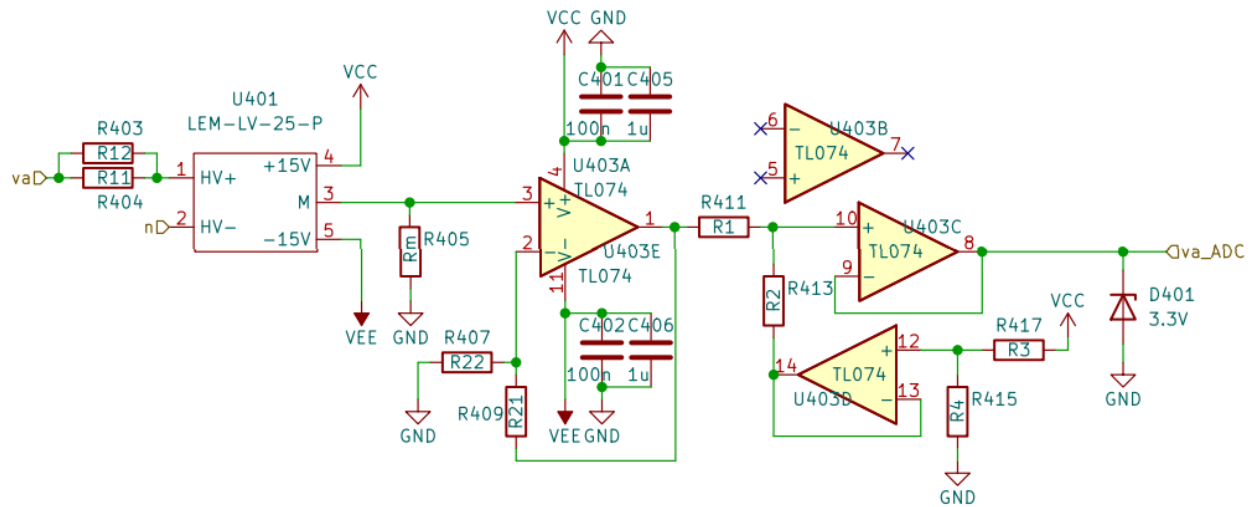
B Kontrollpanelets underlag

Alle figurene i dette kapitlet (kontrollpanelets underlag) er hentet fra en tidligere masteroppgave [36]





Author: William Fosse
 Masterprojekt: Energi/Elkraftteknikk
 HVL
 Sheet: /
 File: AFE_ControlBoard.kicad_sch
Title: ActiveFrontEndRectifierControlBoard
 Size: A4 Date: 2022-05-09 Rev: V1.0
 KICad E.D.A. kicad (6.0.4) Id: 1/5



	R_{mv}	R_{mv}	R_{mi}	R_{21}	R_{22}	R_1	R_2	R_3	R_4	R_{11}	R_{12}	R_{13}	R_{14}
V_{dc}	109,5	x	x	x	x	x	x	x	x	14,65k	15,59k	16,1k	15,14k
V_a	x	149,82	x	SC	x	67,7k	21,92k	99,58k	14,97k	55,84k	38,8k	x	x
V_b	x	149,84	x	SC	x	67,76k	21,92k	100,3k	14,94k	55,5k	38,87k	x	x
V_c	x	149,95	x	SC	x	68k	21,92k	99,8k	14,97k	55,66k	38,64k	x	x
i_a	x	x	179,22	179,6k	20,17k	67,93k	21,95k	99,65k	14,97k	x	x	x	x
i_b	x	x	179,6	179,5k	20,14k	67,8k	21,91k	100,1k	14,96k	x	x	x	x
i_c	x	x	179,1	179,7k	20,11k	67,9k	21,9k	99,6k	14,95k	x	x	x	x