

# Transientstabilitet-implementering ved BESS for offshore mikronett i øymodus

---



---

Masteroppgave for Universitetet i Bergen

**Ingri Primstad**

2022



# Sammendrag

Konvensjonelle mikronett har tradisjonelt sikret spenning- og frekvensstabilitet med spinning-reserve fra roterende maskiner ved forstyrrelser i nettet. En økende andel av ikke-roterende energiproduksjon påvirker kraftsystemers pålitelighet og stabilitet. Batterienergilagringsystem (BESS = Battery energy storage system) kan sees på som en verdifull og pålitelig kilde som kan gi flere fordeler, fleksibilitet og stabilitet til et mikronett. Ved bruk av et BESS i et mikronett kan energi trekkes eller tilføres et nett ved forstyrrelser for å sikre spenning- og frekvensstabilitet. Denne rapporten undersøker flere konvertermodeller og kontrollstrategier for å finne en passende BESS-topologi som er i stand til å bidra med spinning-reserve ved store forstyrrelser i et mikronett i øymodus uten annen energiproduksjon. Rapporten kan deles i to. Dens første formål er å designe et BESS som kan implementeres i et mikronett. Dens andre formål er å undersøke hvordan et BESS kan sikre transient spenning- og frekvensstabilitet for store forstyrrelser i et mikronett i øymodus.

For den første delen av oppgaven er et to-steps BESS designet og simulert i MATLAB Simulink. BESS-stegene er testet separat og sammensatt for varierende lastbetingelser. Resultatene viser at systemet er stabilt for drift i begge retninger. I tillegg kan systemet synkroniseres til eksternt nett på en tilfredstillende og effektiv måte. Resultatene indikerer også at systemet tåler lastbetingelser langt utenfor sin tiltenkte nominelle verdi. En *Fast Fourier transform*-analyse er utført for lastbetingelser rundt tiltenkt nominell verdi for å verifisere ytelsen til LCL filteret som er en kritisk komponent. Resultatene fra analysen viser at filteret er i stand til å dempe svitsjeharmoniene til et akseptabelt nivå i henhold til IEEE-standardene.

I den andre delen av oppgaven er det bygget en simuleringsmodell i MATLAB Simulink for å undersøke hvordan spenning- og frekvenstransienter forutsaket av lastendringer kan reduseres ved effektilførsel av et BESS. Systemet ble testet for et gitt lastscenario for å se hvordan økt tilførsel av effekt per tidsenhet fra et BESS påvirker spenning- og frekvenstransientene. Resultatene viser at spenning- og frekvenstransientene reduseres for høyere effekter tilført per tidsenhet. Ut fra resultatene undersøkes en grense for hvor mye effekt per tidsenhet som må tilføres for det gitte lastscenarioet for å oppfylle kravene til transient spenning- og frekvensstabilitet fra IEC 61892 standardene.



# Abstract

Conventional microgrids have traditionally secured voltage- and frequency stability by using spinning reserve from large rotating machines when a large electrical disturbance in the grid occurs. An increasing amount of non-rotating energy production in the grid influence a power system's reliability and stability. A battery energy storage system (BESS) can be viewed as a valuable and reliable source of energy that can provide several advantages, such as flexibility and stability to a microgrid. By implementing a BESS in a microgrid energy can be supplied or consumed from the grid in the event of electrical disturbances to ensure voltage- and frequency stability. This thesis examines several converter models and control strategies to find a suitable BESS-topology providing spinning reserve in the event of a large electrical disturbance in an islanded microgrid with no other means of generation. The first purpose of the thesis is to design a BESS that can be implemented in a microgrid. The second purpose is to investigate how a BESS can secure transient voltage- and frequency stability for large disturbances in an islanded microgrid.

In the first part of this thesis a two-stage BESS is designed and simulated in MATLAB Simulink. The BESS-stages are tested separately and together for varying load conditions. The results show that the system is stable for charging and discharging mode. In addition, the system can be synchronized to an external grid in a satisfactory and efficient way. The results indicate also that that the system can handle load conditions well outside its nominal range. A *Fast Fourier transform*-analysis is conducted for load conditions around intended nominal values to verify the performance of the LCL-filter which is a critical component of the BESS. The results from the analysis show that the filter is capable of dampening switching harmonics to an acceptable level in accordance to IEEE-standards.

For the second part of the thesis a simulation model is built in MATLAB Simulink to examine how voltage- and frequency transients caused by a large electrical disturbance can be reduced by increased power supplied from the BESS. The system was tested for a given load condition to see how increased power supply per unit of time from a BESS influenced voltage- and frequency transients. The results indicate that said transients are reduced when a larger supply of power is implemented. From the results, a limit for how much power must be supplied for the given load condition to comply with regulations for transient voltage- and frequency stability in IEC 61892 standards, is achieved.



# Forord

Denne oppgaven utgjør siste del av en mastergrad i Energi innen for temagruppen el-kraftteknikk ved Universitetet i Bergen (UiB). Arbeidet er utført over to semestre, høsten 2021 og våren 2022. Nødvendige ressurser og fasiliteter har blitt stilt til rådighet av Uib, Høgskulen på Vestlandet (HVL) og Goodtech AS.

Jeg vil takke min hovedveileder fra HVL, Emil Chipman, for verdifulle diskusjoner og innsikten han tilførte oppgaven. Jeg vil også takke min veileder ved UiB, Bjørn Johan Arntzen, for hans viktige tilbakemelding under prosessen med å skrive denne oppgaven.

En spesiell takk til Vegard Sæbø fra Goodtech AS, som tildelte meg dette prosjektet. Jeg vil takke for hans bidrag med data, veiledning, og svar på utallige spørsmål som dukket opp gjennom prosessen.

Til slutt vil jeg takke mine medstudenter, Martin Ramsdal, Mads Even Hatlehol og Matias Furnes. De mange diskusjonene og latteren vi delte var til stor hjelp gjennom arbeidet for å fullføre våre masteroppgaver på vegne fra HVL og UiB.

Ingri Primstad  
Bergen, 31.05.2022





# Ordforklaring

## **Mikronett**

Et lokalt avgrenset overføringsnett som ved behov eller ønske kan koble seg fra det overliggende nettet, og driftes videre med lokalprodusert eller lagret kraft.

## **Mikronett i øymodus**

Navn på et modus hvor et lokalt avgrenset overføringsnett ikke er tilkoblet overliggende nett, og driftes med lokalprodusert eller lagret kraft.

## **Nyquist frekvens**

Oppkalla etter Harry Nyquist, som oppdaget at signaler må samples minst to ganger frekvensen for å unngå alising.

## **Spinning-reserve**

Kan defineres som mengden ubrukt kapasitet av energiresurser/energiproduksjon i et kraftnett som kan kompensere for strømmangel eller frekvensfall innenfor en gitt tidsperiode [1].

## **Stive nett**

Spenningen i et stivt nett opprettholdes ganske konstant under driftsforhold, som betyr at etterhvert som kraftstrømmene endrer seg, vil spenningsvariasjonene som tilsvarer de aktive og reaktive kraftvariasjonen være små. Stive nett har altså lite motstand i nettet.

## **Svake nett**

Et svakt nett vil ha en spenning som er svært sensitiv til variasjoner i last. System impedansen er relativt høy (stor motstand i nettet). Hver gang en ny produksjonsenhet kobles til transmisjonsnetter i området blir impedansen lavere (nette blir sterkere).

## **Transient respons**

En transient respons er responsen til et system til en endring fra en likevekstilstand. Den transiente responsen er midlertidlig og vil for stabildrift dø ut og dermed bringe systemet inn i sin ny likevektstilstand.

## **Type null system**

Antall integrasjoner i et system indikeres ofte ved å navngi systemet med et type nummer. Altså kalles et system uten integrasjoner for et type null system.



# Akronymer

**AFE** Aktiv front ende.

**BDC** Toveis DC-DC konverter.

**BDAC** Toveis DC-AC konverter.

**BESS** Batteri energi lagrings system.

**BMS** Batteri styrings system.

**CCM** Kontinuerlig lede modus.

**CSC** Strømkilde konverter.

**DCM** Diskontinuerlig lede modus.

**ESS** Energi lagrings system.

**FFT** Fast fourier transform.

**IBDC** Isolert toveis DC-DC konverter.

**NBDC** Usiolert toveis DC-DC konverter.

**PCS** Kraft omformings system.

**PI** Proporsjonal integral.

**PLL** Fase lukket sløyfe.

**PWM** Puls bredde modulasjon.

**SOC** Et batteri sitt ladenivå, går fra 1% – 100%.

**SOH** Et batteri sitt tilstandsnivå, går fra 1% – 100%.

**THD** Total harmonisk forvrengning.

**VSC** Spenningskilde konverter.



# Innhold

<b>Sammendrag</b>	<b>i</b>
<b>Abstract</b>	<b>iii</b>
<b>Forord</b>	<b>v</b>
<b>Ordforklaing</b>	<b>vii</b>
<b>Akronymer</b>	<b>ix</b>
<b>1 Introduksjon</b>	<b>1</b>
1.1 Bakgrunn og motivasjon . . . . .	1
1.1.1 Stabilitet i kraftsystemet . . . . .	2
1.1.2 Krav til spennings- og frekvensavvik . . . . .	4
1.2 Mål . . . . .	5
1.3 Rapportens struktur . . . . .	6
<b>2 Teori</b>	<b>7</b>
2.1 Energi lagring . . . . .	8
2.1.1 Batteri egenskaper . . . . .	9
2.2 Kraft omformings system . . . . .	12
2.2.1 DC-DC konvertere . . . . .	12
2.2.2 Buck and Boost konverter . . . . .	15
2.2.3 AC-DC konvertere . . . . .	17
2.2.4 Three Phase two-level konverter . . . . .	17
2.3 Kontroll av brytere . . . . .	20
2.3.1 PWM for DC-DC konvertere . . . . .	20
2.3.2 PWM for DC-AC konvertere . . . . .	21
2.4 Konverter design . . . . .	24
2.4.1 Buck and Boost konverter design . . . . .	24
2.4.2 LCL Filter design . . . . .	25
2.5 Konverterkontroll . . . . .	28
2.5.1 Proporsjonal integral kontroll . . . . .	28
2.5.2 Kontrollstrategi for BDC . . . . .	29
2.5.3 Kontrollstrategi for BDAC . . . . .	29
2.6 Software - Mathworks MATLAB og Simulink . . . . .	33

<b>3</b>	<b>Metode</b>	<b>35</b>
3.1	BESS oversikt . . . . .	36
3.2	Buck and Boost konverter . . . . .	37
3.3	Three Phase two-level konverter . . . . .	40
3.3.1	Svitsjemodul . . . . .	42
3.3.2	Nett-synkronisering og fasevinkelberegning . . . . .	43
3.3.3	Strømkontroller . . . . .	44
3.3.4	Ladebeskyttelse . . . . .	46
3.3.5	PQ-kontroller . . . . .	47
3.3.6	DC-linkkontroller . . . . .	48
3.4	Simuleringsmodell for BESS . . . . .	50
3.5	Scenariobeskrivelse for transientanalyse . . . . .	51
3.6	Simuleringsmodell for transient spenning- og frekvensanalyse . . . . .	52
3.6.1	Vekselrettermodell . . . . .	53
<b>4</b>	<b>Resultater</b>	<b>57</b>
4.1	Simuleringsresultater for BESS modell . . . . .	57
4.1.1	Responstid . . . . .	57
4.1.2	Utladningsmodus . . . . .	58
4.1.3	Lademodus . . . . .	62
4.1.4	Toveis drift . . . . .	65
4.1.5	Nett-synkronisering . . . . .	67
4.1.6	LCL filterfunksjonalitet . . . . .	69
4.2	Simuleringsresultater for simuleringsmodell for transient spenning- og frekvensanalyse . . . . .	71
4.2.1	Spenningsvariasjoner etter lastendringer . . . . .	73
4.2.2	Frekvensvariasjoner etter lastendringer . . . . .	74
<b>5</b>	<b>Diskusjon</b>	<b>77</b>
5.1	BESS modellanalyse . . . . .	77
5.1.1	BESS funksjonalitet for ulike modus og lastnivåer . . . . .	77
5.1.2	LCL filter og PLL ytelse . . . . .	79
5.1.3	Responstid . . . . .	79
5.1.4	BESS avvik fra oppgavemål . . . . .	79
5.2	Modell for transient spenning- og frekvensanalyse . . . . .	80
5.2.1	Modell validitet . . . . .	80
5.2.2	Spenning- og frekvenstransientanalyse . . . . .	81
<b>6</b>	<b>Konklusjon</b>	<b>83</b>
6.1	Videre arbeid . . . . .	84
<b>A</b>	<b>Tillegg : Linearisering av DC-DC konvertere i CCM</b>	<b>85</b>
A.1	Transferfunksjon i CCM . . . . .	87
<b>B</b>	<b>Tillegg : MATLAB skript</b>	<b>89</b>

---

<b>C Tillegg : Simuleringsresultater</b>	<b>93</b>
C.1 FFT analyse . . . . .	93
C.2 Grafer fra transient simuleringer . . . . .	98
C.3 Stabiliseringstid for transient simuleringer . . . . .	115





# Figurer

1.1	Forslag til klassifisering av kraftsystem stabilitet fra [14]. . . . .	3
2.1	Typisk utladning av spenning karakteristikk for Li-ion batter, hentet fra [22]. . . . .	10
2.2	Konfigurasjoner til PCS for BESS, hentet fra [28]. . . . .	12
2.3	Konfigurasjoner for BDC, redigert versjon hentet fra [28]. . . . .	13
2.4	Generelle NBDC topologier hentet fra [32]. . . . .	15
2.5	Topologi av Buck and Boost konverter, hentet fra [35] . . . . .	16
2.6	Topologi av <i>Three Phase two-level</i> konverter med L filtert og trefase forsyning, hentet fra [40]. . . . .	18
2.7	Tre ulike filterstrukturer som kan brukes sammen med trefase konvertere, redigert versjon hentet fra [40]. . . . .	19
2.8	Enkel bryter dc-dc konverter, hentet fra [44] . . . . .	20
2.9	Bølgeformer for PWM som viser sammelikning av referansesignalet $V_{control}$ og sagtann signalet $S_{st}$ , med resulterende utgangspenning for en enkel bryter dc-dc konverter, hentet fra [44]. . . . .	21
2.10	Singel phase halv bro DC-AC konverter, redigert versjon hentet fra [44].	22
2.11	kurveformer for PWM som viser sammenlikning av referansesignalet $V_{control}$ og trekantsignalet $V_{tri}$ , med resulterende utgangspenning for en enkel fase halv bro konverter, redigert versjon hentet fra [44]. . . . .	22
2.12	Kretsskjema av LCL filter for en fase, redigert versjon hentet fra [40] . .	25
2.13	Blokkdiagram av strukturen til en PI kontroller, med $E$ som inngangssignal og $C$ som utgangssignal. . . . .	28
2.14	Blokkdiagram for <i>current-mode control</i> strategi for BDC. . . . .	29
2.15	Blokkdiagram over kontrollstrategi for BDAC. . . . .	30
3.1	Systemoversikt av valgt topologi for BESS. . . . .	36
3.2	Simulink modellen av designet <i>Buck and Boost</i> konverter. . . . .	37
3.3	Designede kontrollsløyfer for enkelsløyfe spenningskontroll av <i>Buck and Boost</i> konverter. . . . .	38
3.4	Designede kontrollsløyfer for Current-mode kontroll av <i>Buck and Boost</i> konverter. . . . .	38
3.5	Simulink modell av designet <i>Two-level three phase</i> konverter med LCL filter. . . . .	40
3.6	Simulink modell av designet PWM for DC/AC konvertere. . . . .	42

3.7	PWM genererings signaler for fase a i en periode, 20ms. Blå linje representerer kontrollsignalet for fase a, imens det svarte signalet er et repeterende trekantsignal med en frekvens på 20kHz. . . . .	42
3.8	Simulink modell av designet PLL for nett-synkronisering. . . . .	43
3.9	Simulink modell for beregning av fasevinkel for en gitt frekvens. . . . .	44
3.10	Designede kontrollsløyfer for strømkontroll av BDAC. . . . .	45
3.11	Strømsløyfe lukketsløyfe blokkdiagrammer for $i_{gd}$ og $i_{gq}$ . . . . .	46
3.12	Simulink modell av designet Ladekontroller (BMS), for SOC beskyttelse, for BDAC. . . . .	47
3.13	Simulink modell av designet beregningsmodul, for $P$ og $Q$ til $I_d$ og $I_q$ , for BDAC. . . . .	47
3.14	Simulink modell av designede ytre spenningsløyfer, for spenningskontroll i vekselretter modus, for BDAC. . . . .	48
3.15	Simulink modell av designet DC-Link kontrollsløyfe, for kontroll av DC-link spenning i likeretter modus, for BDAC. . . . .	48
3.16	Forenklet en-linje kretsskjema av oppgavescenario. . . . .	51
3.17	Designet simuleringsmodell for transientanalyse av spenning og frekvens fra Simulink for vekselretter i vekselretterdrift ved ulike lasttilfeller. . . . .	53
3.18	Designet vekselrettermodell for transientanalyse av spenning og frekvens fra Simulink med LCL filter og kontrollsystemblokker. . . . .	55
4.1	Utgangspenningsrespons for et arbeidssyklus steg med magnitudo på 0,6 for <i>Buck and Boost</i> konverteren. Simuleringen er gjort for tre svt-sjefrekvenser med konstant dempningsfaktor, grønngraf = 200kHz, blågraf = 100kHz og rødgraf = 20kHz. . . . .	58
4.2	Oppsett av dynamisk stegsystem for <i>Buck and Boost</i> konverteren. . . . .	59
4.3	Simuleringsresultat for utgangsstrøm og utgangsspenning ved DC-link for fem lasttilfeller. Simuleringene er fra <i>Buck and Boost</i> konverteren i utladingsmodus. . . . .	60
4.4	Oppsett for dynamisk aktiv effektstyring for effektflyt gjennom <i>Three Phase two-level</i> konverteren. . . . .	61
4.5	Simuleringsresultat for utgangsstrøm og aktiv effekt for fem effektnivåer. Simuleringene er fra <i>Three Phase two-level</i> konverteren i utladingsmodus. . . . .	61
4.6	Simuleringsresultat for utgangsspenning og utgangsstrøm på batteriside for fem lasttilfeller. Simuleringene er fra <i>Buck and Boost</i> konverteren i lademodus. . . . .	63
4.7	Simuleringsresultat for inngangstrøm og avgitt aktiv effekt for fem effektnivåer. Simuleringene er fra <i>Three Phase two-level</i> konverteren i lademodus. . . . .	64
4.8	DC-Link spenningsrespons for konstant DC-link spenning ved fem lastøkninger i lademodus. Simuleringen er for det sammenkoblede systemet, hvor DC-link kondensatoren er bindeledet mellom <i>Buck and Boost-</i> og <i>Three Phase two-level</i> konverteren. . . . .	65

4.9	Oppsett av dynamisk laststyringssystem for toveis drift av sammenkoblet system, hvor DC-link kondensatoren er bindeledet mellom <i>Buck and Boost-</i> og <i>Three Phase two-level</i> konverteren. . . . .	66
4.10	Simuleringsresultat for DC-link spenning, AC-strøm ved swingbuskille og avgitt aktiv effekt for endring av driftmodus og lastnivå. Simuleringene er fra det sammenkoblede systemet, hvor DC-link kondensatoren er bindeleddet mellom <i>Buck and Boost-</i> og <i>Three Phase two-level</i> konverteren. . . . .	67
4.11	Utgangspenningsrespons (Lilla graf) for fasedetektering av inngangsspenning (blå graf) på 50Hz med fase 30°. . . . .	68
4.12	FFT analyse for nominellverdi i likeretter- og vekselretterdrift. . . . .	70
4.13	Simuleringsresultat av RMS-linjespennings-, frekvens- og effektrespons for store lastendringer. Simuleringen er utført ved bruk av simuleringsmodell for transient spenning- og frekvensanalyse med en konverterstørrelse på 50MVA . . . . .	72
A.1	linearisering av brytere . . . . .	85
A.2	linearisering av konvertere med en bryter i CCM. . . . .	86
A.3	Småsignal ekvivalent kretsen for Buck- og Boost konvertere. . . . .	87
A.4	Ekvivalentkrets av gjennomsnitt Buck konverter . . . . .	87
A.5	Ekvivalentkrets av gjennomsnitt Boost konverter . . . . .	88
C.1	FFT analyse av strøm ved nettilkobling for vekselretterdrift av "Three Phase two-level" konverter for 2MW. . . . .	93
C.2	FFT analyse av strøm ved nettilkobling for vekselretterdrift av "Three Phase two-level" konverter for 4MW. . . . .	94
C.3	FFT analyse av strøm ved nettilkobling for vekselretterdrift av "Three Phase two-level" konverter for 6MW. . . . .	94
C.4	FFT analyse av strøm ved nettilkobling for vekselretterdrift av "Three Phase two-level" konverter for 8MW. . . . .	95
C.5	FFT analyse av strøm ved nettilkobling for likeretterdrift av "Three Phase two-level" konverter for 2MW. . . . .	95
C.6	FFT analyse av strøm ved nettilkobling for likeretterdrift av "Three Phase two-level" konverter for 4MW. . . . .	96
C.7	FFT analyse av strøm ved nettilkobling for likeretterdrift av "Three Phase two-level" konverter for 6MW. . . . .	96
C.8	FFT analyse av strøm ved nettilkobling for likeretterdrift av "Three Phase two-level" konverter for 8MW. . . . .	97
C.9	Aktiv effekt respons (rød graf i øvre display), reaktiv effekt respons (blå graf i øvre display), frekvens respons (svart graf i midtre display), og spennings respons (svart graf i nedre display) for simuleringsmodellen og scenariet beskrevet i 3.6. Simuleringen er utført for en konverterstørrelse på 20MVA. . . . .	98

C.10	Aktiv effekt respons (rød graf i øvre display), reaktiv effekt respons (blå graf i øvre display), frekvens respons (svart graf i midtre display), og spennings respons (svart graf i nedre display) for simuleringsmodellen og scenariet beskrevet i 3.6. Simuleringen er utført for en konverterstørrelse på 25MVA. . . . .	99
C.11	Aktiv effekt respons (rød graf i øvre display), reaktiv effekt respons (blå graf i øvre display), frekvens respons (svart graf i midtre display), og spennings respons (svart graf i nedre display) for simuleringsmodellen og scenariet beskrevet i 3.6. Simuleringen er utført for en konverterstørrelse på 30MVA. . . . .	100
C.12	Aktiv effekt respons (rød graf i øvre display), reaktiv effekt respons (blå graf i øvre display), frekvens respons (svart graf i midtre display), og spennings respons (svart graf i nedre display) for simuleringsmodellen og scenariet beskrevet i 3.6. Simuleringen er utført for en konverterstørrelse på 35MVA. . . . .	101
C.13	Aktiv effekt respons (rød graf i øvre display), reaktiv effekt respons (blå graf i øvre display), frekvens respons (svart graf i midtre display), og spennings respons (svart graf i nedre display) for simuleringsmodellen og scenariet beskrevet i 3.6. Simuleringen er utført for en konverterstørrelse på 40MVA. . . . .	102
C.14	Aktiv effekt respons (rød graf i øvre display), reaktiv effekt respons (blå graf i øvre display), frekvens respons (svart graf i midtre display), og spennings respons (svart graf i nedre display) for simuleringsmodellen og scenariet beskrevet i 3.6. Simuleringen er utført for en konverterstørrelse på 45MVA. . . . .	103
C.15	Aktiv effekt respons (rød graf i øvre display), reaktiv effekt respons (blå graf i øvre display), frekvens respons (svart graf i midtre display), og spennings respons (svart graf i nedre display) for simuleringsmodellen og scenariet beskrevet i 3.6. Simuleringen er utført for en konverterstørrelse på 50MVA. . . . .	104
C.16	Aktiv effekt respons (rød graf i øvre display), reaktiv effekt respons (blå graf i øvre display), frekvens respons (svart graf i midtre display), og spennings respons (svart graf i nedre display) for simuleringsmodellen og scenariet beskrevet i 3.6. Simuleringen er utført for en konverterstørrelse på 55MVA. . . . .	105
C.17	Aktiv effekt respons (rød graf i øvre display), reaktiv effekt respons (blå graf i øvre display), frekvens respons (svart graf i midtre display), og spennings respons (svart graf i nedre display) for simuleringsmodellen og scenariet beskrevet i 3.6. Simuleringen er utført for en konverterstørrelse på 60MVA. . . . .	106
C.18	Aktiv effekt respons (rød graf i øvre display), reaktiv effekt respons (blå graf i øvre display), frekvens respons (svart graf i midtre display), og spennings respons (svart graf i nedre display) for simuleringsmodellen og scenariet beskrevet i 3.6. Simuleringen er utført for en konverterstørrelse på 65MVA. . . . .	107

- C.19 Aktiv effekt respons (rød graf i øvre display), reaktiv effekt respons (blå graf i øvre display), frekvens respons (svart graf i midtre display), og spennings respons (svart graf i nedre display) for simuleringsmodellen og scenariet beskrevet i 3.6. Simuleringen er utført for en konverterstørrelse på 70MVA. . . . . 108
- C.20 Aktiv effekt respons (rød graf i øvre display), reaktiv effekt respons (blå graf i øvre display), frekvens respons (svart graf i midtre display), og spennings respons (svart graf i nedre display) for simuleringsmodellen og scenariet beskrevet i 3.6. Simuleringen er utført for en konverterstørrelse på 75MVA. . . . . 109
- C.21 Aktiv effekt respons (rød graf i øvre display), reaktiv effekt respons (blå graf i øvre display), frekvens respons (svart graf i midtre display), og spennings respons (svart graf i nedre display) for simuleringsmodellen og scenariet beskrevet i 3.6. Simuleringen er utført for en konverterstørrelse på 80MVA. . . . . 110
- C.22 Aktiv effekt respons (rød graf i øvre display), reaktiv effekt respons (blå graf i øvre display), frekvens respons (svart graf i midtre display), og spennings respons (svart graf i nedre display) for simuleringsmodellen og scenariet beskrevet i 3.6. Simuleringen er utført for en konverterstørrelse på 85MVA. . . . . 111
- C.23 Aktiv effekt respons (rød graf i øvre display), reaktiv effekt respons (blå graf i øvre display), frekvens respons (svart graf i midtre display), og spennings respons (svart graf i nedre display) for simuleringsmodellen og scenariet beskrevet i 3.6. Simuleringen er utført for en konverterstørrelse på 90MVA. . . . . 112
- C.24 Aktiv effekt respons (rød graf i øvre display), reaktiv effekt respons (blå graf i øvre display), frekvens respons (svart graf i midtre display), og spennings respons (svart graf i nedre display) for simuleringsmodellen og scenariet beskrevet i 3.6. Simuleringen er utført for en konverterstørrelse på 95MVA. . . . . 113
- C.25 Aktiv effekt respons (rød graf i øvre display), reaktiv effekt respons (blå graf i øvre display), frekvens respons (svart graf i midtre display), og spennings respons (svart graf i nedre display) for simuleringsmodellen og scenariet beskrevet i 3.6. Simuleringen er utført for en konverterstørrelse på 100MVA. . . . . 114



# Tabeller

1.1	Krav til frekvensstabilitet på offshoreenheter som brukes til leting eller produksjon av petroleumsressurser fra IEC 61892 serie standardene. . . .	4
1.2	Krav til spenningsstabilitet på offshoreenheter som brukes til leting eller produksjon av petroleumsressurser fra IEC 61892 serie standardene.	4
2.1	Batteriparametere hentet fra [21]. . . . .	9
3.1	Systemparametere til design av BESS. . . . .	36
3.2	Konverter komponent parametere for <i>Buck and Boost</i> konverteren. . . .	37
3.3	Designede LCL filter komponent parametere. . . . .	41
3.4	Proporsjonal- og integrasjonsforsterkning til strøm- og spenningsregulatorer for <i>Buck and Boost</i> konverterens reguleringsystem. Regulatorparametrene er gjeldene for simuleringsmodellen til BESS. . . . .	50
3.5	Proporsjonal- og integrasjonsforsterkning til strøm-, DC-link- og PLL regulatorer for <i>Three Phase two-level</i> konverterens reguleringsystem. Regulatorparametrene er gjeldene for simuleringsmodell en til BESS. .	50
3.6	Lastendringer for simuleringsmodell for store lastendringer med inn- og utkobling tidspunkt og beskrivelse av hvilken hendelse lastendringen skal forestille. . . . .	52
3.7	Proporsjonal- og integrasjonsforsterkning for strøm- og spenningsregulatorer. Parametrene gjelder for for simuleringsmodell for transient spenning- og frekvens analyse. . . . .	54
3.8	Beregnete LCL filterkomponenter i per unit. parametrene gjelder for for simuleringsmodell for transient spenning- og frekvensanalyse. . . .	54
4.1	DC-Link utgangsspenningsrespons for <i>Buck and Boost</i> konverteren ved fem dynamiske lasttilfeller i utladingsmodus. . . . .	59
4.2	Batterispenningsrespons for <i>Buck and Boost</i> konverteren ved fem dynamiske lasttilfeller i lademodus. . . . .	62
4.3	DC-Link utgangsspenningrespons for det sammenkoblede systemet, med DC-link som bindeledd mellom <i>Buck and Boost</i> - og <i>Three Phase two-level</i> konverteren, ved fem dynamiske lasttilfeller i lademodus. . . .	64
4.4	På satt last og driftmodus for gitte tidsintervaller . . . . .	65
4.5	To ulike PI parameter innstillinger for PLL . . . . .	68
4.6	THD i % for nett-sidestrømmen for vekselrettermodus fra 2MW til 8MW og likerrettermodus fra -2MW til -8 MW, steg på 2MW. Simuleringen er utført med <i>Three Phase two-level</i> konverteren. . . . .	69

---

4.7	Spenningsfallrespons i prosent og effektendring per <i>ms</i> fra en lastøkning, på $19,7MW + 7,4MVA_r$ , til spenningsbunn, $20ms$ , for ulike konverterstørrelser. . . . .	73
4.8	Spenningsøkingsrespons i prosent og effektendring per <i>ms</i> fra en lastreduksjon, på $16,4MW + 6,2MVA_r$ , til spenningstopp, $28ms$ , for ulike konverterstørrelser. . . . .	74
4.9	Frekvensfallrespons i prosent for en lastøkning på $19,7MW + 7,4MVA_r$ og frekvensøkning for en lastreduksjon på $16,4MW + 6,2MVA_r$ for konverterstørrelser fra $20MVA$ til $100MVA$ , med steg på $5MVA$ . . . . .	75
C.1	Stabiliseringstid for spennings respons etter lastøkning på $19,7MW + 7,4MVA_r$ og last reduksjon på $16,4MW + 6,2MVA_r$ , for simuleringsmodell beskrevet i 3.6, for konverter størrelser fra $20MVA$ til $100MVA$ med steg på $5MVA$ . . . . .	115



# Kapittel 1

## Introduksjon

### 1.1 Bakgrunn og motivasjon

Verdenssamfunnet står overfor flere fundamentale utfordringer som må løses i det 21. århundret. I 2015 utarbeidet FN 17 bærekraftsmål, hvorav et av de er kampen mot globaloppvarming. Global oppvarming blir gjerne sett på som en av de største utfordringene verden står overfor i dag. Menneskeskapte klimautslipp må reduseres kraftig i løpet av de neste tiårene for å begrense oppvarmingen. Dette vil kreve en betydelig omstilling for land, næringsliv og befolkning [2].

Ifølge Miljødirektoratet og Statistisk sentralbyrå står olje- og gassutvinningen for 27% av Norges menneskeskapte klimautslipp [3]. Et tiltak Norges regjering har brukt for å påvirke industrien til å redusere klimautslipp er CO<sub>2</sub>-avgiften. Denne avgiften er varslet å øke i takt med økningen av avgiften på ikke-kvotepliktige utslipp fra 2021 til 2030 [4]. Åtte av ti kilo CO<sub>2</sub> fra norsk sokkel stammer fra gassfyrte kraftproduksjon på plattformene. Nærmere bestemt fra forbrenning av naturgass i gassturbiner [2]. På bakgrunn av dette har flere løsninger for å bedre klimaavtrykket til kraftproduksjon på norsksokkel blitt vurdert.

Som en konsekvens av kampen mot globaloppvarming utvikles kraftnettet i en retning hvor tradisjonell kraftproduksjon erstattes med kraftelektronikkstyrte fornybare energikilder og energilagring, mens kraftdistribusjon erstattes av mikronett [5]. Et mikronett kan driftes med tilknytning til hovednett eller i øymodus. Et typisk mikronett i øymodus består av flere synkrongeneratorer som ved sitt treghetsmoment lagrer kinetisk energi. Treghetsmomentet virker som spinning-reserve og har egenskapen til å tilføre eller absorbere effekt for å håndtere raske forstyrrelser i nettet [6]. En økende andel av ikke-roterende energiproduksjon i øymodus mikronett vil derfor skape utfordringer for kraftsystemers pålitelighet og stabilitet [7]. Mye forskning er utført for å bedre små signal stabiliteten til mikronett i øydrift. Likevel er en av de viktigste utfordringene for mikronett med lite roterende energiproduksjon å opprettholde stabilitet etter å ha blitt utsatt for store forstyrrelser som kortslutninger eller tap av produksjonsenheter [8].

Ettersom kraftnettet utvikles i en retning hvor det domineres av infiltrering av kraftelektronikk har det blitt utført en stor mengde forskning på emulering av oppførselen til synkronmaskiner ved å utnytte kontrollsystemene til kraftelektronikk konvertere [9].

I et studie utført av Rocky Mountain Institute i 2015 konkluderes det med at energilagringssystemer (ESS = Energy storage system) kan brukes til totalt 13 forskjellige tjenester i et kraftnett. Blant de 13 tjenestene kommer det frem at ESS har egenskapene til å etterligne synkrongeneratorer ved å gi spinning-reserve respons for å motvirke ustabilitet i nettet [10]. Blant tilgjengelige ESS teknologier har BESS enkelte fordeler framfor andre alternativer. BESS er lett portable og har rask responstid [11]. I tillegg har kostanden for teknologien blitt kraftig redusert i nyere tid. For eksempel har kostnaden for Lithium-ion batterier falt med mer enn 70 prosent siden 2012 [12].

Goodtech AS er en ledene teknologibedrift i Norden som blant annet jobber for grønnere og mer bærekraftige industriløsninger. Basert på etterspørsel fra kunder ønsker Goodtech AS å undersøke muligheten for å bytte ut en av to hovedgeneratorer med et BESS i mikronettet til en oljeplattform for å redusere bruk av gassdrevet energiproduksjon. Foreslått løsning med BESS omfatter et mikronett i øymodus med en hovedgenerator som i utgangspunktet står for all kraftproduksjon i nettet. BESS skal kunne bidra til at hovedgeneratoren kan driftes på sin beste effektivitet, i tillegg til å sikre stabilitet i nettet for ulike hendelser.

Fokusområdet for denne oppgaven skal være å bygge opp kontrollsystemet til kraftelektronikken til et BESS for å undersøke systemets evne til å sikre stabilitet i et mikronett i øymodus ved store forstyrrelser. I normal drift vil mikronettets generator bidra med spinning-reserve ved forstyrrelser. Scenariet som Goodtech ønsker undersøkt i denne rapporten omfatter hvordan og hvor mye et BESS, som eneste produksjonsenhet, må bidra med spinning-reserve for å sikre stabilitet i nettet hvis hovedgenerator tripper eller kobles ut.

### 1.1.1 Stabilitet i kraftsystemet

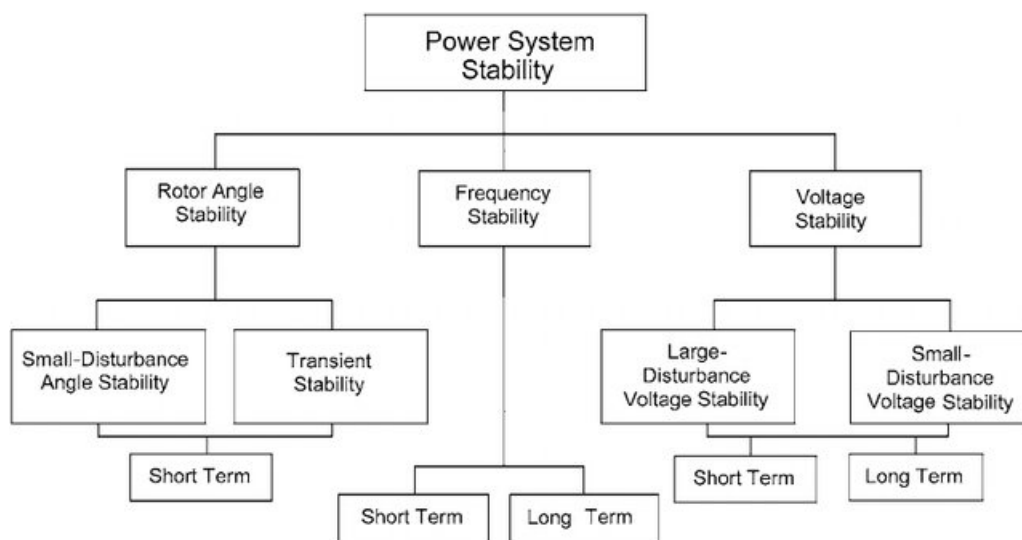
For å kunne avgrense oppgavens mål trenger en forståelse for hvilken type stabilitet BESS skal designes for å sikre. Kraftsystemstabilitet kan defineres som systemets evne til å opprettholde en akseptabel tilstand av likevekt under normaldrift, og til å gjenopprette akseptabel likevekt etter å ha blitt utsatt for en forstyrrelse. Systemet må tilpasse seg nye driftsbetingelser, og levere tilfredsstillende produksjon til systemets last [13]. Stabilitet i kraftsystemet er et essensielt problem. Likevel kan de varierende formene for ustabilitet, som et kraftsystem må unngå, være utfordrende å forstå og effektivt løst ved å behandle stabiliteten i et kraftsystem som ett problem. Kraftsystem kan bli utsatt for et bredt spekter av forstyrrelser, både små og store. I tillegg kan systemets respons involvere mange enkeltkomponentresponser med ulik funksjonalitet og konfigurasjoner. På bakgrunn av dette har det blitt utarbeidet et forslag til klassifisering av kraftsystemstabilitet vist i figur 1.1 [14]. Kraftsystemstabiliteten blir i denne inndelingen delt inn i tre hovedgrupper, rotorvinkelstabilitet, frekvensstabilitet og spenningstabilitet [13]:

- **Rotorvinkelstabilitet** vurderes ut fra egenskapen synkronmaskiner i et kraftsystem har til å forbli i synkronisme i normaltilstand og etter å ha blitt utsatt for en forstyrrelse. På bakgrunn av at de dynamiske prosessene i kraftelektronikkdrevne

fornybare energikilder er annerledes fra synkronmaskiners er ikke rotorvinkelstabiliteten veldig viktig i mikronett uten synkrongeneratorer [8].

- **Frekvensstabilitet** vurderes ut fra evnen kraftsystemet har til å opprettholde stabil frekvens innenfor et normalt område etter en forstyrrelse som resulterer i en betydelig ubalanse mellom den generelle systemgenereringen og belastningen. For et nettilkoblet mikronett er kapasiteten til mikronett veldig liten, sammenliknet med distribusjonen til hovednettet. En forstyrrelse i mikronettet har sjeldent innvirkning på frekvensjusteringen til hovednettet. I et øymodus mikronett derimot er systemets produksjonsenheter svært avgjørende for frekvens variasjoner etter forstyrrelser [8].
- **Spenningsstabilitet** vurderes ut fra evnen et kraftsystem har til å opprettholde en stabil spenning på alle samleskinner i et system under normal drift, og etter å ha blitt utsatt for en forstyrrelse. Svikt i balansert etterspørsel og tilbud av effekt kan resultere i spenningsavvik for begge typer mikronett [15].

Stabilitetsgruppene som er av interesse for oppgaven er spenning og frekvens. Dette fordi mikronetter som skal undersøkes er i øydrift, og skal driftes med et BESS som eneste produksjonsenhet for når aktuelle hendelser inntreffer. For å teste BESS evne til å bidra med spinning-reserve trippes hovedgenerator og BESS må reagere for å sikre spennings- og frekvensstabilitet.



Figur 1.1: Forslag til klassifisering av kraftsystem stabilitet fra [14].

## 1.1.2 Krav til spennings- og frekvensavvik

På bakgrunn av at mikronettet som skal undersøkes i oppgaven er en oljeplattform må stabiliteten sammenlignes og måles opp mot fagområdets standard og grenser. IEC 61892 er en serie med internasjonale standarder som handler om sikkerhet i design, installasjon, vedlikehold og bruk av elektrisk utstyr, lagring, distribusjon og utnyttelse av elektrisk energi til alle formål i offshoreenheter som brukes til leting eller produksjon av petroleumsressurser. Standardene stiller blant annet krav til studier på spenning og frekvens ved transienter, og setter grenser for akseptable spennings- og frekvensvariasjoner i kraftnettet. Grensene for frekvensavvik og spenningsavvik er vist i henholdsvis tabell 1.1 og tabell 1.2.

Frekvenskarakteristikk	Verdi
Frekvens toleranse (gjennomgående)	+5% -5%
Frekvenstransient toleranse	+10% -10%
Frekvenstransient gjenopprettingstid	mak- simalt 5s

Tabell 1.1: Krav til frekvensstabilitet på offshoreenheter som brukes til leting eller produksjon av petroleumsressurser fra IEC 61892 serie standardene.

Spenningskarakteristikk	Verdi
Spennings toleranse i primær distribusjons systemer	+2,5% -2,5%
Spennings transient toleranse	+20% -15%
Spennings transient gjenopprettingstid	mak- simalt 1,5s

Tabell 1.2: Krav til spenningsstabilitet på offshoreenheter som brukes til leting eller produksjon av petroleumsressurser fra IEC 61892 serie standardene.

## 1.2 Mål

Målene i denne rapporten er delt i to deler.

### Del 1

I del 1 av denne oppgaven skal det bygges og designes et to-steps BESS i MATLAB Simulink. Med et to-steps BESS, menes et kraftelektronikkssystem bestående av en DC-DC konverter og en DC-AC konverter.

- Det første steget i BESS er en DC-DC konverter. Det skal bygges opp en modell med styring for en toveis DC-DC konverter. Kontrollsystemet til konverteren skal kunne opprettholde konstant spenning på utgang for begge driftsretninger.
- Det andre steget i BESS er en DC-AC konverter. Det skal bygges opp en modell med styring for en toveis DC-AC konverter. Kontrollsystemet til konverteren skal kunne opprettholde konstant DC-spenning over utgang i likeretterdrift, styre effektflyten mellom DC-link og hovednett, kunne levere nettsynkronisert strøm og spenning som oppfyller standardkrav til total harmoniske forvrengninger, og kunne opprettholde konstant spenning og frekvens i et mikronett i vekselretterdrift.

### DEL 2

Den andre delen av oppgaven omfatter et scenariorstudie hvor det undersøkes hvordan et BESS kan opprettholde transientstabilitet i et mikronett i øydrift etter utfall av hovedgenerator. Med transientstabilitet menes det å holde spenning- og frekvensavvikene etter forstyrrelser innenfor grensene for transient spennings- og frekvensavvik fra IEC 61892 standardene. For å løse andre del av oppgaven skal det bygges en passende modell i MATLAB Simulink for å undersøke hvordan et BESS kan tilfredstille kravene til transient spenning- og frekvensstabilitet for ett gitt scenario. Hendelsene i scenariet er listet:

- Hovedgenerator tripper og systemets last,  $19,7MW + 7,4MVar$ , belastes BESS i 200 ms;
- Etter 200 ms reduseres systemets last av et lastavkastningssystem, ny last  $3,3MW + 1,2MVar$ . Lasten skal opprettholdes av BESS inntil reservegenerator starter opp og overtar lasten. Oppstart av reservegenerator tar ca. 1 min.

## 1.3 Rapportens struktur

I neste kapittel, kapittel 2, vil teorien bak ulike konsepter som er nødvendige for å designe et BESS bli presentert. I kapittel 3 presenteres oppbygning og funksjonalitet til flere designede kontroll moduler og to komplette simuleringsmodeller. En simuleringsmodell for et to-steps BESS, og en simuleringsmodell for transient spenning- og frekvensanalyse. Beskrivelse av tester og resultatene for de to simuleringsmodellene legges frem i kapittel 4. En diskusjon angående ytelsen til det designede BESS, basert på simuleringsresultatene, presenteres i første del av kapittel 5. Andre del av kapittel 5 presenterer en diskusjon angående simuleringsmodellen for transient spenning- og frekvensanalyse sin validitet og simuleringsresultatenes betydning. Til slutt er en konklusjon sammen med forslag til videre arbeid presentert i kapittel 6.

# Kapittel 2

## Teori

Et BESS består i hovedsak av en batteridel og en kraftomformingsdel. Batteridelen er energilagringens komponenten i systemet. Ulike kilder til energilagring, batterityper og viktige egenskaper for Li-ion batterier presenteres i første seksjon av dette kapitlet. Kraftomformings delen av BESS kan designes ved bruk av kraftkonvertere. I andre seksjon av kapitlet blir ulike konverter topologier for BESS presentert. Tredje seksjon beskriver metoder for styring av brytere i kraftkonvertere. Imens fjerde seksjon presenterer designprosedyrer for konverterkomponentene til en *Buck and boost* konverter og LCL filter komponentene til en *Three Phase two-level* konverter. I seksjon fem presenteres kontrollstrategier for BESS. For å kunne visualisere og teste modeller for BESS gjennom simuleringer kan ulike simuleringsprogrammer benyttes. I sjette seksjon presenteres et simuleringsverktøy, med tilhørende tilleggs moduler, som benyttes for å løse oppgaven i denne rapporten.

## 2.1 Energi lagring

ESS vil spille en nøkkelrolle i framtidensnett, men avhengig av applikasjon, kan forskjellige typer ESS teknologi velges. Mekaniske lagringsteknologier som pumpekraftverk og komprimertluft lagring har begge høy energikapasitet, men er ikke relevante alternativer for transientrespons forbedringer på grunn av sin trege responstid. Raskere alternativ kan være flywheels, supercapacitors og batterier. Flywheel og supercapacitorer har utfordringer med henholdsvis høy selvutladings rate på grunn av friksjonstap og begrenset energitetthet [16]. I dette prosjektet vil det benyttes batterier som ESS. Enkelte av fordelene med batterier er deres raske respons tid, høy roundtrip effektivitet og skalerbarhet [17].

Batterier kan deles inn i to typegrupper. Hvor batteriene som brukes i BESS går under gruppen oppladbare sekundær batterier. De vanligste oppladbare sekundær batteriene er lead-acid, nickel-cadmium (NiCd), nickel-metal-hydride (NiMH) og lithium-ion (Li-ion) [18]. De forskjellige batteritypene har sine styrker og svakheter, men blant de ulike batteri teknologiene er li-ion batteriteknologien i raskest utvikling. Li-ion batteriene har høy spesifikk energi, spesifikk kraft, livstid, energi effektivitet, høy enkeltcellespenning og har nådd en fornuftig pris på markedet. Dette gjør teknologien passende for bruk i blant annet portabel elektronikk, alle elektriske kjøretøy, og distribusjonsnett [19][20].



## 2.1.1 Batteri egenskaper

I kommende underseksjoner presenteres først enkelte batteribegreper. Videre beskrives Li-ion batteriets utladningskarakteristikk. Deretter blir elektriske batterimodeller vurdert og diskutert. Til slutt blir rollen og mulige egenskaper for et batteristyringssystem (BMS = Battery Management system) beskrevet.

### Batteribegreper

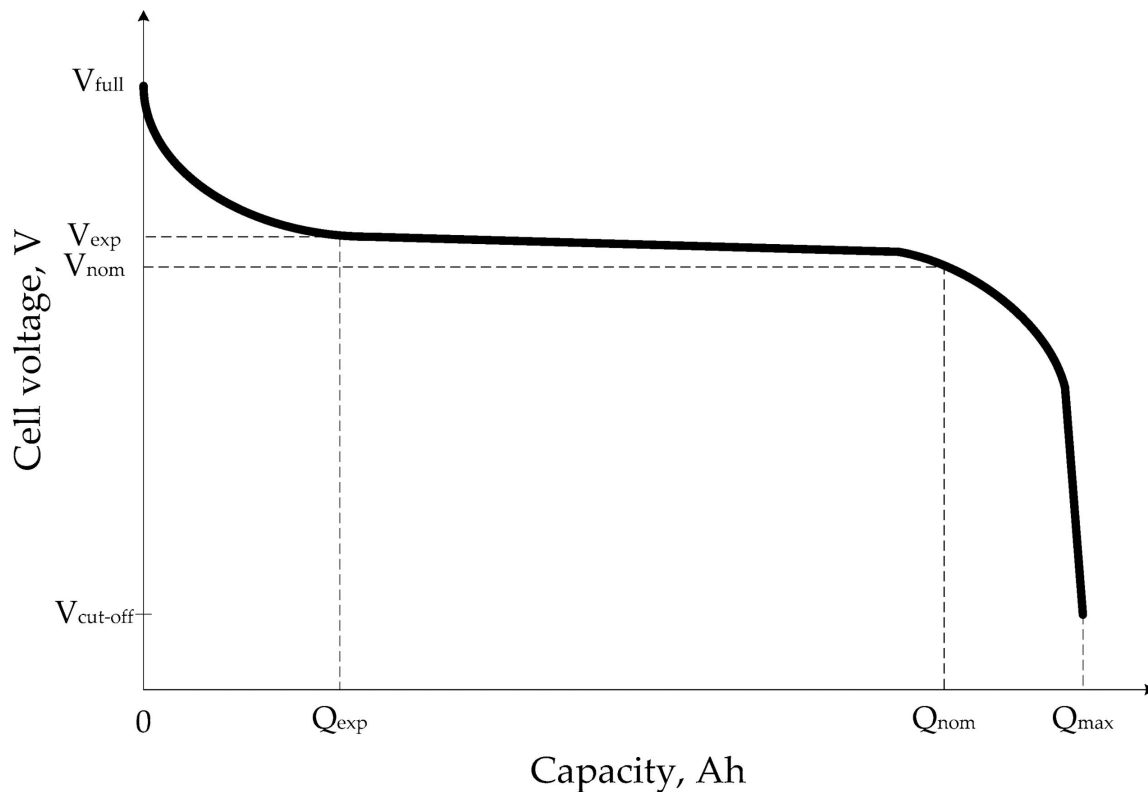
Navn	Enhet	Beskrivelse
Kapasitet	Ah	Mengden av ladning som kan lagres i et batteri. Oppgis i amper timer ved en spesifisert utladningstrøm eller c-rate.
Energi kapasitet	Wh	Den totale mengden energi som kan bli lagret i ett batteri. Oppgis som produktet av nominellspenning og kapasiteten til batteriet.
Indre motstand	$\Omega$	Den ohmske resistansen til batteriet. Vil være forskjellig ved ladning, utlading, og vill være avhengig av lagraladning.
C-raten	C	Beskriver utladningsstrøm raten med hensyn på kapasitet. For eksempel, en rate på 1C betyr at utladningstrømmen vil utlade batteriet på en time. 2C vil utlade batteriet på 30 minutter, imens en c-rate på 0.5C vil bruke 2 timer.
E-raten	E	Lik som C-raten, men beskriver utladningskraft istedet for utladningsstrøm.
State of charge (SOC)	%	Mengden av ladning som er lagret i batteriet for det aktuelle øyeblikket. Gitt som prosent av batteriets fulle kapasitet.
State of discharge (DOD)	%	Mengden av energi som har blitt utladet fra batteriet. Komplementært til SOC.
State of health (SOH)	%	Et mål på batteriets degradering. Gitt som strømmens maksimale kapasitet som prosent av den rata kapasiteten.

Tabell 2.1: Batteriparametere hentet fra [21].

### Li-ion batteri utladningskarakteristikk

Figur 2.1 viser utladningskurven til et standard Li-ion batteri. karakteristikken kan deles inn i tre forskjellige seksjoner: den eksponentielle, den nominelle og sammenbrudd seksjonen. Den eksponentielle seksjonen er avgrenset av  $V_{full}$  og  $V_{exp}$ . I denne seksjonen minker spenningen eksponentielt med batteri kapasiteten. Den nominelle seksjonen er avgrenset av  $V_{exp}$  og  $V_{nom}$ , og er tilnærmet lineært. Denne seksjonen er kurvens

ideele område. Det er i denne seksjonen batteriet bør driftes under normal drift. Sammenbrudd seksjonen er avgrenset av  $V_{nom}$  og  $V_{cut-off}$  og bør ideelt unngås for å hindre skade på batteriet [22].



Figur 2.1: Typisk utladning av spenning karakteristikk for Li-ion batter, hentet fra [22].

### Batterimodeller

For å kunne bygge opp et BESS, trengs en modell til å representere batteriet. Målet er at modellen skal oppføre seg tilnærmet likt som et reelt batteri. Ettersom etterspørselen etter Li-ion batterier øker, har utviklingen av passende modeller som beskriver batterier sin dynamiske oppførsel blitt en sentral del av forskningen rundt BESS. Det er to hovedutfordringer med batterimodeller. Den første er å unngå at modellen blir for kompleks, men likevel tilstrekkelig nøyaktig. Det andre problemet er å få parametere fra produsenten, eller egne målinger som trengs til modellen. Bare en modell med passende parametere vil gi gode resultater [23].

Ekvivalent krets modeller er enkle å implementeres og kan brukes i elektriske kretser. Flere Li-ion ekvivalent krets modeller ble evaluert i [24]. Av de ulike modellene var det to metoder som viste høyest nøyaktighet, Thèvenin modellen og dual-polarization (DP) modellen med en maksimalfeil på henholdsvis 0.5151% og 0.3790%.

I tillegg til en batterimodell som kan etterligne oppførselen til ett batteri, er det viktig å ha et system som kan estimere batterimodellens ladenivå (state of charge = SOC). SOC representerer tilgjengelig kapasitet som kan trekkes fra batteriet og brukes til å hindre overutlading eller overlading, samt å betjene batteriet på en slik måte at ald-

ringseffekten reduseres. Det finnes flere metoder for SOC estimering flere av dem er presentert i [11].

### Batteristyringsystem

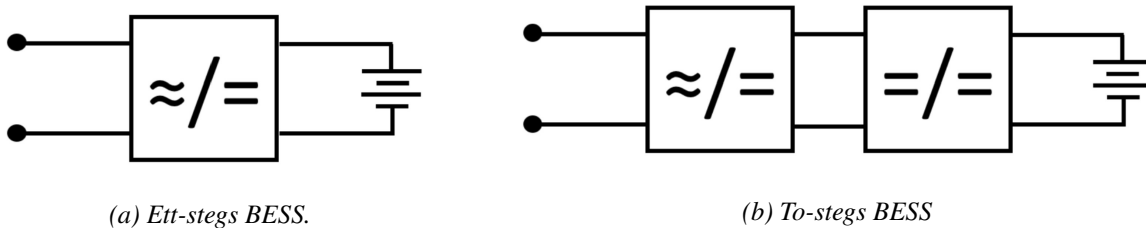
En essensiell del av funksjonaliteten til batteriet sin drift er BMS. Rollen til et BMS er å kontrollere batteridriften gjennom lading/utlading og overvåking. Kontroll og overvåking av batteriet vil føre til en signifikant økning i sikkerheten for både batteriet og driften. Primær funksjonene til et BMS er celleovervåking, cellebalansering, lade beskyttelse, termiskstyring, SOC-kontroll og -estimering, og tilstandsnivå (SOH = state of health) beregning. Ikke alle funksjonene inkluderes i alle systemer, men de er vanlige egenskaper [25], [26].

En av hovedulempene med Li-ion batterier er at de kan være farlige hvis de ikke driftes korrekt. En batteripakke inneholder flere celler koblet i serie og parallell for å oppnå ønsket spenningen og kapasitet. Siden ingen celler er produsert perfekt like, vil det være ufullkommenheter og variasjoner i cellenes struktur. Cellene sin indre resistans vil variere, dette vil videre fører til at cellene vil bli ladet og utladet ved forskjellige rater. Enkelte av cellene kan da blir overladet. Overlading av celler må unngås for å hindre skade på de aktuelle cellene. På bakgrunn av øvrig utfordring er celleovervåking og cellebalanse er essensielle aspekter i BMSen for å hindre skade på celler og omgivelser.

Batteriets SOC nivå bør ikke drivest for lavt eller for høyt, da det kan føre til overlading eller dyplading. Overlading er når batteriet er ladet over sitt maksimale spenningsnivå, imens dyplading er når SOCen til batteriets er under anbefalt prosent. begge disse tilstandene kan føre til irreversibel skade på batteri cellene.

## 2.2 Kraft omformings system

Et kraft omformings system (PCS = Power conversion system) er ansvarlig for kraftflyt mellom batteri og nett. Et PCS for BESS kan designes som en ett- eller to-steps omformer, konfigurasjonene er vist i 2.2. Ett-steps BESS består av en toveis DC-AC konverter (BDAC = bidirectional DC-AC converter) som direkte kobler batteriet til nettet. Ett-steps BESS har imidlertid enkelte utfordringer, noen av dem er presentert i [27].



Figur 2.2: Konfigurasjoner til PCS for BESS, hentet fra [28].

En alternativ løsning er å legge til en toveis DC-DC konverter (BDC = bidirectional DC-DC converter) som et bindeledd mellom BDAC og batteriet. For et slikt oppsett kobles en filtrerings kondensator mellom konverterene for å stabilisere og utjevne DC-link spenningen [29]. Dette oppsettet kalles et to-steps BESS [19]. To-steps BESS gjør PCS komplekst, men det er demonstrert at to-steps konfigurasjon er overlegen sammenliknet med ett-steps BESS på grunn av sin effektivitet over hele batterispennings raten [19]. På bakgrunn av dette er det valgt å designe systemet i denne oppgaven som et to-steps BESS.

I kommende underseksjoner presenteres potensielle konvertertyper for de to kraft omformings leddene i et to-steps BESS. Videre vil topologien og virkemåten til en *Buck and Boost* konverter og en *Three Phase two-level* presenteres.

### 2.2.1 DC-DC konvertere

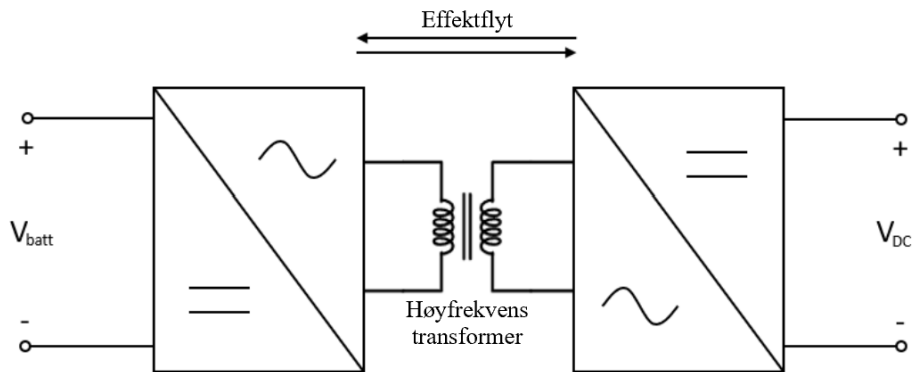
Det første steget i en to-steps BESS er en BDC. Dens oppgave er å prosessere varierende batterispennning og kontrollere lading/utladings strøm. I normale drift modus skal BDC gi stabil spenning til DC-linken for alle driftpunktene til batteriet. [19].

Ved valg av BDC kan flere egenskaper være viktige avhengig av applikasjon. For et BESS vil følgende egenskaper vurderes og være avgjørende for valg av konverter [19]:

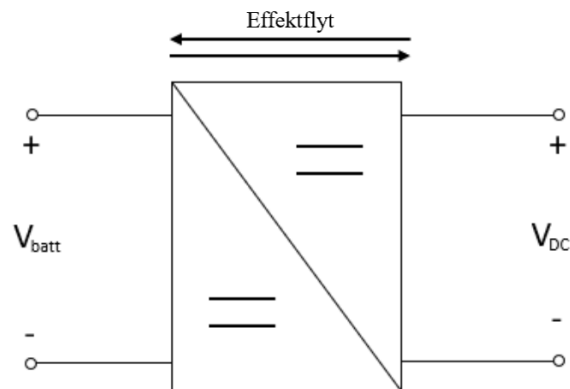
- Toveis drift
- Effektivitet
- Lav strømrripple på batteri siden
- Spenningsforholdet mellom inngang og utgang

Før det velges en konverter vurderes ulike typer BDC. BDC kan klassifiseres i to grupper, isolert og uisolert, konfigurasjonene er vist i figur 2.3. En uisolert BDC (NBDC = Non-Isolated bidirectional DC-DC Converter) har ikke behov for magnetisk isolasjon

og har derfor en enklere struktur enn en isolert BDC (IBDC = isolated bidirectional dc-dc converter). I enkelte applikasjoner og forskjellige standarder, pålegges det bruk av galvanisk skille [30].



(a) Isolert toveis DC-DC konverter.



(b) Uisolert toveis DC-DC konverter.

Figur 2.3: Konfigurasjoner for BDC, redigert versjon hentet fra [28].

Kompleksiteten til en IBDC kommer av at det må brukes en AC-link i strukturen til konverteren for å muliggjøre effektflyt gjennom et magnetisk isolert media. En IBDC består av en høyfrekvenstransformer som gir et galvanisk skille. Konverteren virker i to steg. Første steg konverterer DC til AC, andre steg konverterer AC til DC. Begge stegene er koblet til en høyfrekvenstransformer som vist i figur 2.3a [31].

NBDC har ikke et galvanisk besyktels mellom inngang og utgang. En konsekvens av å ikke ha et galvaniskskille er et lavere sikkerhetsnivå, sammenliknet med en IBDC, som gjør de mindre passende for høy kraftapplikajsoner. For lavere kraftapplikajsoner derimot er NBDC mer effektive på grunn av sin enkle kontroll og lave vekt. [31].

Videre i denne underseksjonen vil BDC typer presenteres. For å avgrense denne oppgaven blir det bare vurdert NBDC typer.

## NBDC typer

BDC skiller seg fra enveis topologiene ved å legge til en kontrollerbar bryter til deres diode. Ofte er en antiparallell diode festet til hovedbryteren. De vanligste NBDC er *Buck and Boost*, *Buck-Boost* og *cuk*. Andre topologier som *Cascaded* og *Interleaved* er utviklet med fokus på å øke spenningsforholdet mellom inngang og utgang [32]. Under er de nevnte konverterene presentert kort med tilhørende spenningsforhold mellom inngang og utgang. Strømforholdet mellom inngang og utgang, for konverterene, er omvendt proporsjonalt med spenningsforholdet. Topologiene for konverterene er vist i figur 2.4.

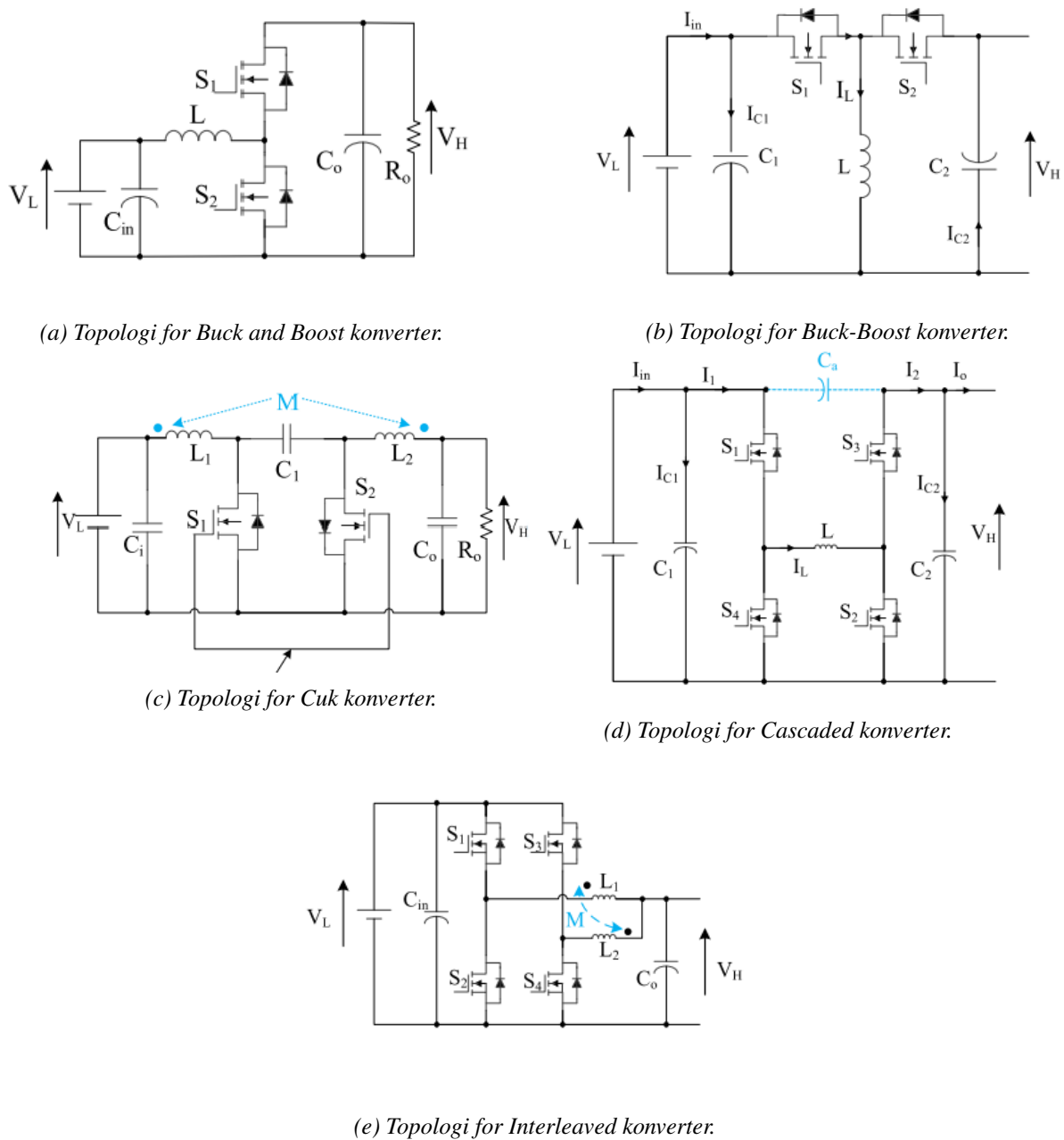
En *Buck and Boost* konverter oppfører seg som en *Buck* konverter fra inngang til utgang og *Boost* konverter i motsatt retningen. Topologien er vist i figur 2.4a. Topologien har få komponenter, med bare to kontrollerbare brytere og en enkel spole. Ulempen med denne topologien er mangelen på inngangs strøm kontinuitet. Denne konverterten har tidligere blitt brukt for solcelle systemer og avbruddsfri kraft forsyning (UPS = uninterruptible power supply). Forholdet mellom inngang og utgangspenningen er gitt av  $1/(1 - D)$  hvor  $D$  er arbeidssyklusen [32].

*Buck-Boost* topologien er vist i figur 2.4b og har en høyere grad av fleksibilitet enn *Buck and Boost*. Dette fordi *Buck-Boost* har muligheten til å øke og minke spenningen i begge retninger. Utgangspenningen til denne topologien vil reverseres, det vil gi en negativ output for en positiv input. Spenningsforholdet er gitt:  $-D/(1 - D)$ , [32].

*Cuk* topologien er vist i 2.4c og gir kontinuitet for både inngang og utgangs strøm. Dette skyldes økt antall komponenter, med dobbelt spole oppsett. Seriekondensatoren mellom spolene virker som energilagring, ved å lagre inngangsenergien før den sendes til utgangen. Spolene vil i tillegg redusere spenningsripping i konverteren. Spenningsforholdet vil, på tilsvarende måte som for *Buck-Boost* topologien, bli reversert og er gitt:  $-D/(1 - D)$ . Konverteren er allsidig og kan brukes i flere ulike applikasjoner. I [33] benyttes en *Cuk* konverter i elektriske kjøretøy, imens i [34] demonstreres bruken av en *Cuk* konvertere i et BESS.

*Cascaded* topologien er vist i figur 2.4d og består av to toveis *Buck-Boost* konvertere koblet i en kaskadeforjasjon. Ved å overlappes to konvertere kan spenningen økes til et høyere nivå, redusere strømbelastning og strømrilling. Dette gjør det mulig å drifte konverteren på høyere kraftnivåer. Designet fører til flere kontrollerbare brytere som igjen fører til høyere svitsjetap. Spenningsforholdet til *Cascaded* topologien er tilsvarende som for en klassisk *Buck and Boost* topologi:  $1/(1 - D)$ .

*Interleaved* topologien er vist i 2.4e og har to spoler lokalisert mellom de kontrollerbare bryterene. Denne topologien brukes ofte til å øke effektivitet og filterreduksjon. Ettersom strømrilling reduseres på grunn av sammenflettingen, kan filterstørrelsen reduseres. Det finnes flere bruksområder for denne type konverter, blant annet høy kraft applikasjoner [32]. Spenningsforholdet for konverteren er gitt:  $1/(1 - D)$ .

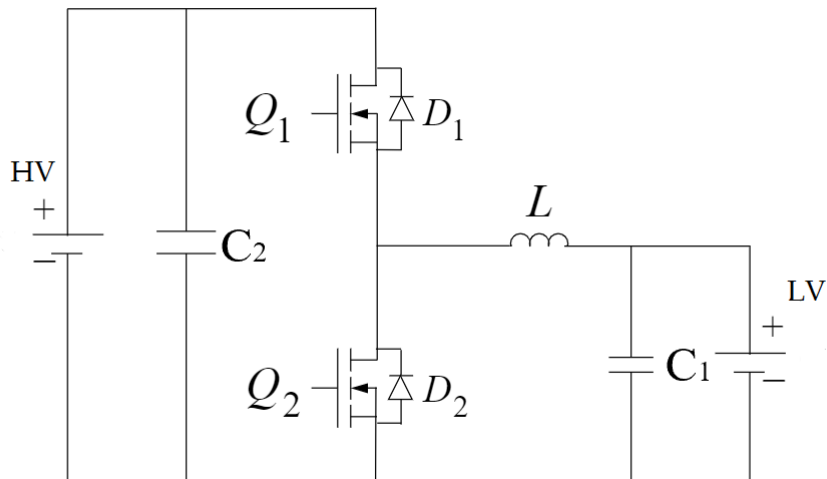


Figur 2.4: Generelle NBDC topologier hentet fra [32].

## 2.2.2 Buck and Boost konverter

En *Buck and Boost* konverter er valgt som BDC ledd for BESS. Dette har bakgrunn i konverteren sin enkelhet og at den kan tilby alle egenskapene som er nødvendig for drift av et BESS.

Kretsen vist i figur 2.5 kan driftes i både boost og buck modus, avhengig av bryterne [35] [36]. Bryterne i kombinasjon med antiparallell diodene, gir kretsen egenskapene til å både øke og minke tilført spenning. toveis driften til konverteren kan forklares med konverterens to driftstilfeller.



Figur 2.5: Topologi av Buck and Boost konverter, hentet fra [35]

**Driftstilfelle 1 (Boost drift):** I dette driftstilfellet bytter brytneren  $Q_2$  og dioden  $D_1$  på å lede avhengig av arbeidssyklusen, imens brytneren  $Q_1$  og dioden  $D_2$  er av hele tiden. Spenningen på høyspenningssiden  $HV$  er gitt i formel 2.1.

$$V_H = \frac{V_L}{(1 - D)} \quad (2.1)$$

Driftstilfellet kan videre bli delt inn i to intervaller.

- **Intervall 1:** ( $Q_1 = \text{av}$ ,  $D_1 = \text{av}$ ,  $Q_2 = \text{på}$ ,  $D_2 = \text{av}$ ) I dette intervallet er  $Q_2$  på, og dermed kan betraktes som en kortslutning. Batteriet, som er på lavspenningssiden, vil dermed lade spolen  $L$ . Spolestrømmen vil øke frem til gatesignalet på  $Q_2$  fjernes.  $D_1$  vil være reversed biased og dermed blokkere for strømgjennomgang.
- **Intervall 2:** ( $Q_1 = \text{av}$ ,  $D_1 = \text{på}$ ,  $Q_2 = \text{av}$ ,  $D_2 = \text{av}$ ) I dette intervallet er både  $Q_1$  og  $Q_2$  avskrudd og kan dermed betraktes som brudd. Siden strømflyten gjennom spolen ikke kan endres øyeblikkelig, vil polariteten til spenningen reverseres. Spolen virker da i serie med inngangsspenningen som fører til at  $D_1$  vil bli forward biased. Spolestrømmen vil da lade utgangskondensatoren  $C_1$  til en høyere spenning, som resulterer i en høyere utgangsspenning.

**Driftstilfelle 2 (Buck drift):** I dette driftstilfellet bytter brytneren  $Q_1$  og dioden  $D_2$  på å lede avhengig av arbeidssyklusen, imens brytneren  $Q_2$  og dioden  $D_1$  er av hele tiden. Spenningen på lavspenningssiden  $LV$  er gitt i formel 2.2.

$$V_L = V_H D \quad (2.2)$$

Driftstilfellet kan videre bli delt inn i to intervaller.

- **Intervall 1:** ( $Q_1 = \text{på}$ ,  $D_1 = \text{av}$ ,  $Q_2 = \text{av}$ ,  $D_2 = \text{av}$ ) I dette intervallet er  $Q_1$  på, og dermed kan brytneren betraktes som en kortslutning. Nett-siden vil lade spolen som videre lader utgangskondensatoren  $C$



- **Intervall 2:** ( $Q_1 = \text{av}$ ,  $D_1 = \text{av}$ ,  $Q_2 = \text{av}$ ,  $D_2 = \text{på}$ ) I dette intervallet er både  $Q_1$  og  $Q_2$  av. Som i tilsvarende tilfelle i Intervall 2 for Boost drift, kan ikke spolestrømmen endres øyeblikkelig. Spolen lades ut gjennom  $D_2$ , som resulterer i en lavere spenning over utgangspenningen sammenliknet med inngangspenningen.

### 2.2.3 AC-DC konvertere

Det andre steget i et to-steps BESS er en BDAC. Det er to grunnleggende egenskaper som forventes av en BDAC. Den ene egenskapen er når batterier lader, da skal konverteren oppføre seg som en likeretter ved å konvertere nettspenningen til DC-link spenning. Den andre egenskapen er ved utladning av batteriet, da skal konverteren operere som en inverter som leverer rene sinusformet spenningsbølger som er synkronisert med nettspenningen. Utenom grunnegenskapene til en BDAC, er det naturlig at ulike applikasjoner vektlegger, krever eller ønsker andre distinkte egenskaper [37].

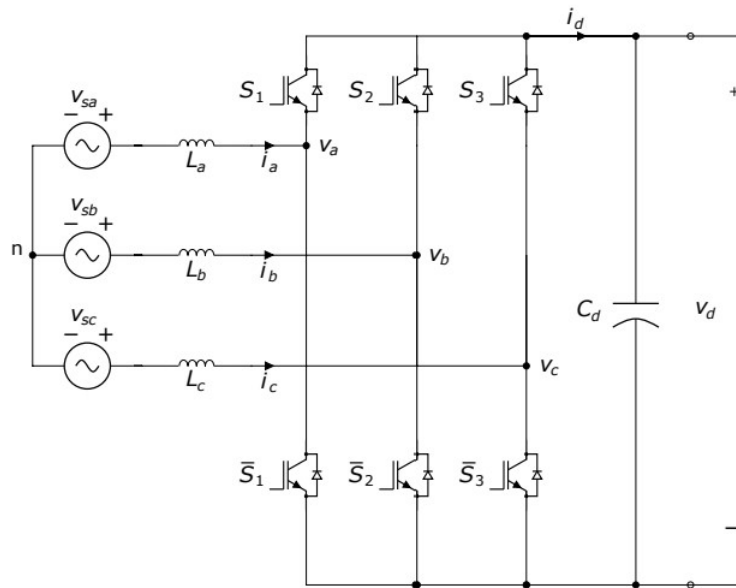
BDACen kan klassifiseres etter om det er en strømkilde konverter (CSC = Current Source Converter) eller spenningskilde konverter (VSC = Voltage Source Converter). En CSC mates med konstant strøm, imens en VSC mates med konstant spenning. For et to-steps BESS betyr dette at CSC vil ha induktiv lagring som DC-link, imens VSC vil ha kapasitiv lagring. En detaljert sammenlikning av disse konverter typene er gjennomført av Eaton i 2014 [38], hvor det ble konkludert med at VSC skåret høyest på effektivitet, dynamisk respons, harmoniforvregninger og effektfaktor.

BDACe kan også deles inn i nivåer på konverteren. Den vanligste og mest brukte konverteren er two-level VSC. Den har en enkel struktur, men har en betydelig mengde utgangsharmonier som krever et stort filter for å kunne levere rene spenningsbølger på utgangen [37]. Konvertere med høyere nivåer blir ofte samlet under betegnelsen multi-level konvertere. Disse konverterene har ofte en mer komplisert konfigurasjon som krever flere komponenter og komplekskontroll. Den økte kompleksiteten forsvarer imidlertid flere fordeler, sammenliknet med two-level konvertere. Multi-level konvertere har generelt bedre effektivitet, lavere komponentbelastning, gir mulighet for bruk av mye mindre filter, lavere akustisk støy og lav elektromagnetisk interferens [39].

### 2.2.4 Three Phase two-level konverter

En *Three Phase two-level* konverter er valgt som BDAC for BESS. Dette har bakgrunn i konverterens enkelhet og at den er mye brukt.

En klassisk *Three Phase two-level* konverter med tilhørende kretsdiagram er vist i figur 2.6. kretsdiagrammet har en aktiv front ende (AFE = Active front end) som består av en toveis kraftkonverter, et nett-sidefilter og nett-trefasespenningen. Konverteren består av tre bein, en for hver fase. Hvert bein innehold to brytere som står i antiparallell med hver sin diode. Konverteren konverterer spenning og strøm fra DC til AC, men kraftflyten kan flyte i begge retninger. AC til DC kalles likerettermodus, imens DC til AC kalles vekselrettermodus.

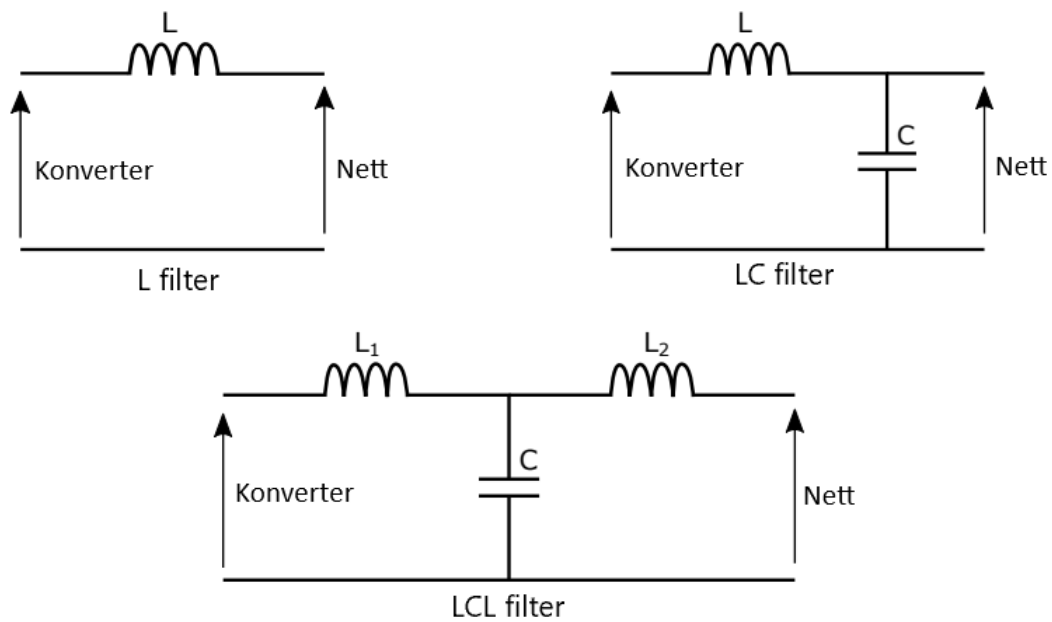


Figur 2.6: Topologi av Three Phase two-level konverter med L filtret og trefase forsyning, hentet fra [40].

Utgangsspenningen til konverteren vil være avhengig av inngangsspenningen og svitsje statusen til bryterene. Ved forskjellige kombinasjoner av  $S_1$ ,  $S_2$  og  $S_3$ , er det mulig å skape en AC-utgangsspenning med forskjellig amplitude og frekvens. Det er åtte forskjellige kombinasjoner av utgangs AC-spenning, som kommer fra åtte lovlige svitsjekombinasjoner for bryterene.

Filteret som er presentert av spolene  $L_a$ ,  $L_b$  og  $L_c$  i figur 2.6 kalles et L filter, og er nødvendig for å oppnå god kvalitet på strømutvekslingen med nettet. Det er viktig å notere seg at hensikten med et filter mellom hovednettet og konverteren er å minimalisere strøm- og spenningsharmonier generert av svitsjing i konverteren. På grunn av forskjellig karakterstikk for konvertere finnes det flere ulike filtertopologier. De enkleste og billigste konfigurasjonene består bare av passive elementer, som motstander, spoler og kondensatorer. Dette gjør passive filter til det foretrukne valget for kraft konvertere [41]. Det er hovedsaklig tre filter topologier for passive filter: L, LC og LCL, som er vist i 2.7.

Valg av topologi påvirker størrelse og pris på filteret. Størrelsen på spolen og kondensatoren er lavere for et LCL filter sammenliknet med de andre topologiene. Dette gjør LCL filteret til det billigste og foretrukne valget av passive filter. Ulempen med LCL topologien er resonans toppene som kan forårsake ustabilitet. For å takle en slik ustabilitet kan aktiv eller passiv demping benyttes for å redusere forsterkningen ved resonansfrekvensen til LCL filteret. [42]. Passiv demping kan implementeres ved å koble en motstand i serie eller parallell med kondensatoren.



Figur 2.7: Tre ulike filterstrukturer som kan brukes sammen med trefase konvertere, redigert versjon hentet fra [40].

### Harmonisk forvrengning

Forstyrrelser i kraftnettet er generelt forutsaket av ulineære laster. Ulineære laster kan foreksempel være likerettere, vekselrettere eller roterende maskiner. Grunnen til at lastene forutsaker forstyrrelser er at de ikke trekker perfekt sinusformet strøm. En ikke sinusformet bølge kan inneholde et helt spekter av forskjellige harmonier. Det er derfor vanlig å benytte et begrep total harmonisk forvrenging (THD = Total Harmonic Distortion), for å beskrive innholdet av harmonier i en forvrengt bølgeform. Det vil si at THD er en prosent måling av forholdet mellom RMS amplituden til et sett med høyharmoniske frekvenser til RMS amplituden til fundamentalfrekvensen [43].

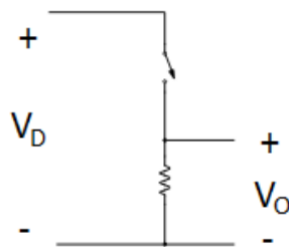
## 2.3 Kontroll av brytere

En kraft konverter kan styres ved å sende styringssignaler til konverterens brytere. Det finnes flere metoder for å generere disse styringssignalene. En av de vanligste metodene i kraftelektronikken er puls bredde modulasjon (PWM = Puls Width Modulation) [44]. I kommende underseksjoner beskrives først bruken av PWM for DC-DC konvertere. Deretter beskrives det hvordan metoden kan brukes for DC-AC konvertere.

### 2.3.1 PWM for DC-DC konvertere

PWM brukes til å kontrollere utgangspenningen til konvertere ved å kontrollere av og på tilstanden til bryteren/bryterne [44]. For en DC-DC konverter med en gitt inngangsspenning, vil gjennomsnittets utgangsspenningen derfor være avhengig av bryterenes tilstander i en gitt periode ( $t_{on}$  og  $t_{off}$ ). For denne metoden vil bredden på pulsene varieres ved å kontrollere arbeidsyklusen, som gjerne defineres som forholdet mellom på-tiden og svitsjetidsperioden, og kan uttrykkes med formel 2.3.

For å oppnå en bedre forståelse, vil en enkel dc-dc konverter vist i figur 2.8 brukes til å presentere utgangssignaler for PWM i en dc-dc konverter.

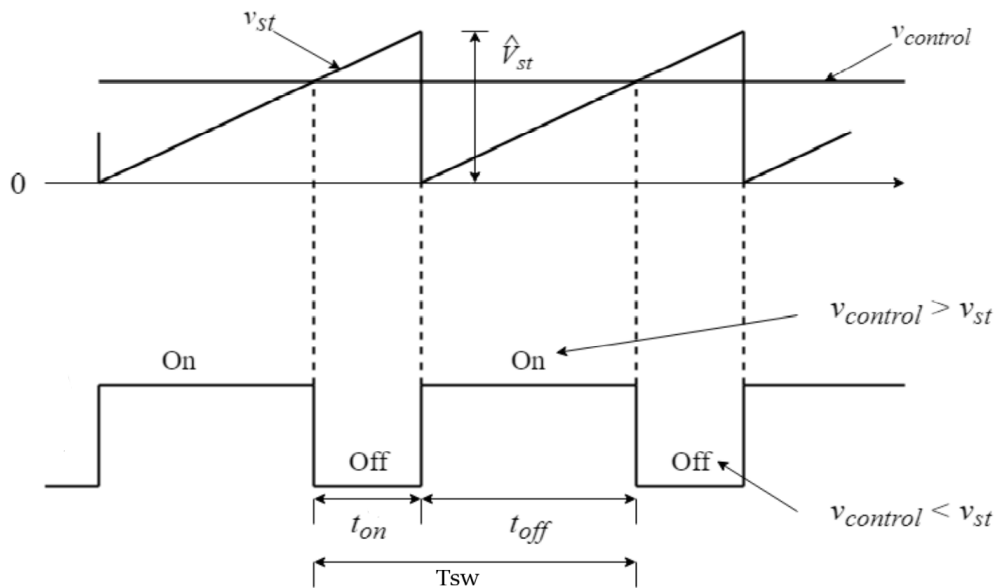


Figur 2.8: Enkel bryter dc-dc konverter, hentet fra [44]

Ved å sammelikne et kontrollsignal med et repeterende signal, med en konstant toppverdi, vil det genereres et svitsje signal til bryteren. Signalet gir arbeidssyklusen som vil resultere i den ønskede utgangsspenningen. Magnituden til kontrollsignalet er forholdet mellom den faktiske og ønskede utgangsspenningen, imens det repeterende signalet er et sagtann formet signal som repeterer med svitsjefrekvensen  $f_{sw}$ . Forholdet mellom arbeidssyklus, kontrollspenning og topp verdien til sagtann signalet kan beskrives som følger:

$$D = \frac{t_{on}}{T_{sw}} = \frac{V_{control}}{\hat{V}_{st}} \quad (2.3)$$

Hvor  $v_{control}$  er kontroll spenningen og  $\hat{V}_{st}$  er toppverdien til sagtann signalet, som vist i figur 2.9.



Figur 2.9: Bølgeformer for PWM som viser sammenlikning av referansesignalet  $V_{control}$  og sagtann signalet  $S_{st}$ , med resulterende utgangsspenning for en enkel bryter dc-dc konverter, hentet fra [44].

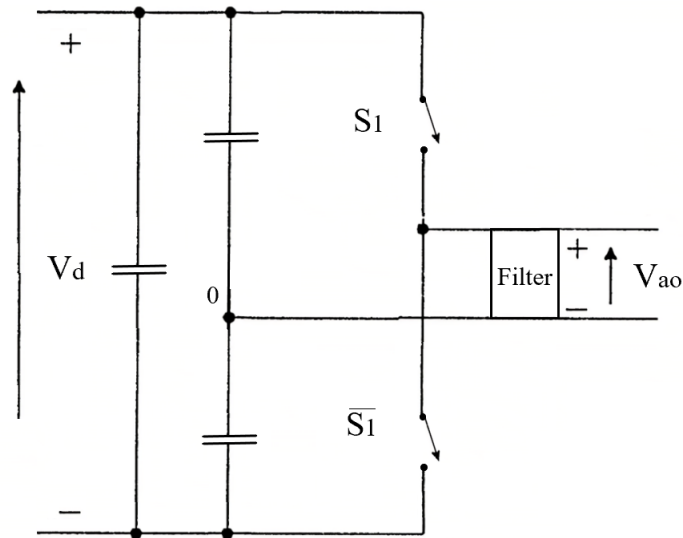
### 2.3.2 PWM for DC-AC konvertere

PWM kan benyttes for inverter kretser, men metodens kompleksitetsgrad vil være høyere sammenliknet med PWM for DC-DC konvertere [44]. Dette fordi det er ønskelig at utgangssignalene er sinusformede med kontrollerbar frekvens og magnitudo. For å produsere sinusformet utgangsspenning med ønsket frekvens, sammenliknes sinusformede kontrollsignaler med et repeterende trekantsignal,  $V_{tri}$ . Frekvensen til trekantsignaler er konverterens svitsjefrekvens  $f_{sw}$  og holdes generelt konstant sammen med signalets amplitudo  $\hat{V}_{tri}$ . Kontrollsignalene  $V_{control}$  brukes til å modellere svitsjeforholdet og har den ønskede utgangsfrekvensen  $f_1$ , denne frekvensen blir også kalles fundamentalfrekvensen.

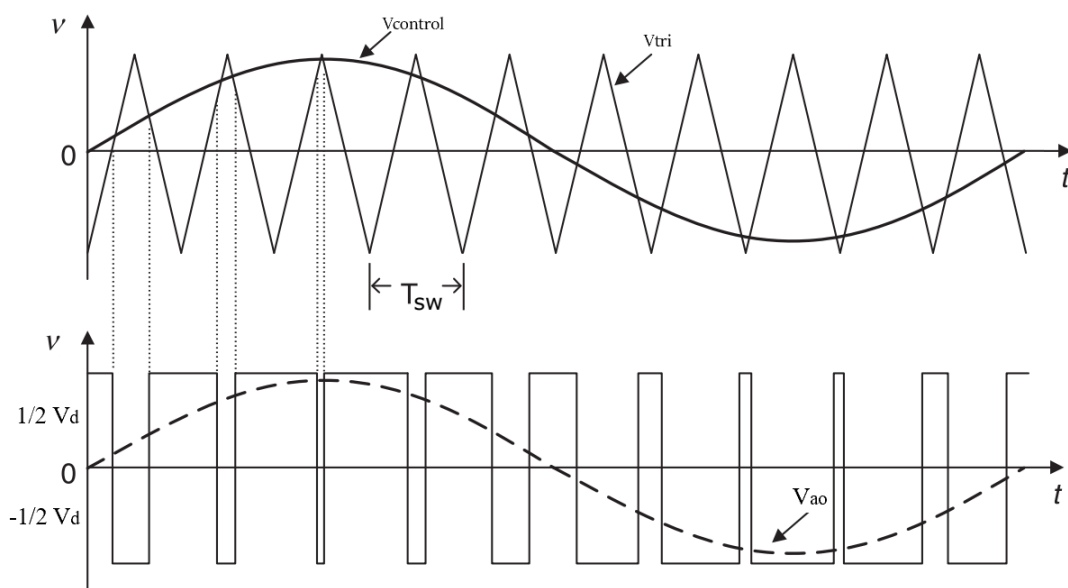
For å bedre kunne demonstrere hvordan det produseres sinusformet spenning ved bruk av PWM i en DC/AC konverter, antas en enkel fase halv bro konverter med to brytere,  $S_1$  og  $\bar{S}_1$ , som vist i figur 2.10. Bryterene styres ved å sammenligne et repeterende trekantsignalet med et sinusformet kontrollsignal som vist i øvre del av figur 2.11. Bryterenes tilstander er gitt av:

$$\begin{aligned} V_{control} > V_{tri}, S_1 \text{ er på} \\ V_{control} < V_{tri}, \bar{S}_1 \text{ er på} \end{aligned}$$

Ettersom kontrollsignalet er sinusformet vil svitsjeforholdet til bryterene variere med periode tiden. Dette forutsaker at utgangspulsene vil ha varierende tykkelse. Pulsen blir utjevnet av filterkomponenter som effektivt former et sinusformet signal,  $V_{ao}$ , som vist av stiple linje i nedre del av figur 2.11. Det sinusformede signalets glatthet er avhengig av svitsjefrekvensen, som kontrolleres av trekantsignalet, og størrelsen på fil-



Figur 2.10: Singel phase halv bro DC-AC konverter, redigert versjon hentet fra [44].



Figur 2.11: kurveformer for PWM som viser sammenlikning av referansesignalet  $V_{control}$  og trekantsignalet  $V_{tri}$ , med resulterende utgangsspenning for en enkel fase halv bro konverter, redigert versjon hentet fra [44].

terkomponenten. For et glattere sinusformet utgangssignal kan enten svitsjefrekvensen økes eller størrelsen på filterkomponentene økes. Selv om formen på det sinusformede signalets kan bedres vil signalet alltid inneholde harmoniske komponenter på fundamentalfrekvensen  $f_1$ .

Forholdet mellom svitsjefrekvensen,  $f_{sw}$  og  $f_1$  kalles frekvens modulasjons forholdet og kan uttrykkes som følger 2.4:

$$m_f = \frac{f_{sw}}{f_1} \quad (2.4)$$

Forholdet brukes til å beskrive de harmoniske utgangskomponentene til  $f_1$ . Amplituden til harmoniene har sammenheng med amplitude modulasjons forholdet  $m_a$ , som er forholdet mellom amplituden til  $V_{tri}$  og  $V_{control}$ .  $m_a$  kan uttrykkes med formel 2.5.

$$m_a = \frac{\hat{V}_{control}}{\hat{V}_{tri}} \quad (2.5)$$

$m_a$  gir et forhold på endringen av spenning i en konverter. For en enkel fase konverter som benyttet til å beskrive PWM prosessen, konverteres DC-spenning til AC-fasespenning. Siden bryterne aldri er avskrudd samtidig i drift, vil utgangsspenningen svinge mellom to spenningsverdier,  $1/2V_d$  og  $-1/2V_d$ . Fase spenningen til konverteren kan dermed uttrykkes med  $m_a$  som vist i formel 2.6 for lineær drift.

$$V_{ao} = m_a \frac{V_d}{2} \quad (2.6)$$

For en *Three Phase two-level* konverter kan enkelfase konverteren i figur 2.10 bli sett på som et av tre konverter bein. Dermed gir formel 2.6 et uttrykk for fasespenningen til en *Three Phase two-level* konverter. Med forbehold om 120 graders faseforskyvning mellom de tre fasenespenningene, kan RMS linjespenningen på AC siden av konverteren,  $V_{LL}$ , uttrykkes som i formel 2.7 for lineær drift.

$$V_{LL} \simeq 0.612m_aV_d \quad (2.7)$$

I lineærdrift er  $m_a \leq 1$ . Hvis ikke vil kontrollsignalet ha en høyere amplitude enn tre-kantsignalet, som fører til at enkelte svitsjeperioder vil bli hoppet over. Hvis  $m_a > 1$ , vil driften av PWM drives inn i overmodulajsons regionen. Denne regionen er karakterisert av et ikke lineært forhold mellom fundamentalfrekvensen og  $m_a$  og fører til at PWM produserer flere utgangsharmonier.

## 2.4 Konverter design

Etter å ha valgt konvertertype i et system, vil det neste steget være design av valgte konverter. I design prosedyren til en konverter bør alle komponenter dimensjoneres og velges med hensyn på kravspesifikasjoner til systemet. Valg av bryterstype og bryterstørrelse er ikke vektlagt i denne rapporten. I kommende underseksojsoner beskrives designprosedyren av en *Buck and Boost* konverter og LCL filteret til en *Three Phase two-level* konverter.

### 2.4.1 Buck and Boost konverter design

En viktig design aspekt for en *Buck and Boost* konverter er valg av spole [36]. Designet av spolen spiller en avgjørende rolle i omformerens totaldrift. Hovedutfordringen er knyttet til størrelse og vekt på spolen, da den kanskje er den viktigste enkeltkomponenten i hele konverteren. En liten induktansverdi er foretrukket for å redusere størrelse og vekt. I motsetning er det ønskelig å ha en induktans som er stor nok til å gi full laststrøm under kontinuerlig lede modus (Continuous Conduction Mode = CCM) og diskontinuerlig lede modus (Discontinuous Conduction Mode = DCM) grensebetingelsene.

Minimums induktansverdien som trengs for å sikre at konverteren opererer i CCM er kjent som den kritiske induktansverdien. For *Buck and Boost* konverteren er den kritiske induktansverdien avhengig av stabil tilstands arbeidssyklus, svitsjeperiode og last motstand. Formelene for den kritiske induktansen til Buck modus og Boost modus er henholdsvis gitt i 2.8 og 2.9.

$$L_{CR,Buck} = \frac{(1-D)V_o T_s}{2I_o} \quad (2.8)$$

$$L_{CR,Boost} = \frac{V_o - V_{IN}}{2P} \frac{V_{IN}^2}{V_o} T_s \quad (2.9)$$

Verdien til konverterspoken bør på bakgrunn av øvrige formler være større enn de beregnede kritiske induktansverdiene for å hindre at konverteren opererer i DCM [45].

Inngangskondensator- og utgangskondensatorkapasitans kan beregnes ut fra valgt spenningsrippel, i henholdsvis 2.10 og 2.11.

$$C_1 = \frac{\Delta I_L}{8\Delta V_{IN}} T_s \quad (2.10)$$

$$C_2 = \frac{V_o D}{R_{Load} \Delta V_o} T_s \quad (2.11)$$

Spolerippelstrømmen er gitt av formel: 2.12.

$$\Delta I_L = \frac{V_o - V_{IN}}{2L} \frac{V_{IN}}{V_o} T_s \quad (2.12)$$

hvor,  $\Delta V_o$  er utgangs rippelspanningen,  $\Delta I_L$  er spolerippelstrømmen,  $T_s$  er svitsjefrekvensen.  $R_{Load}$  er last motstanden og  $P$  er maksimal effekt rating.

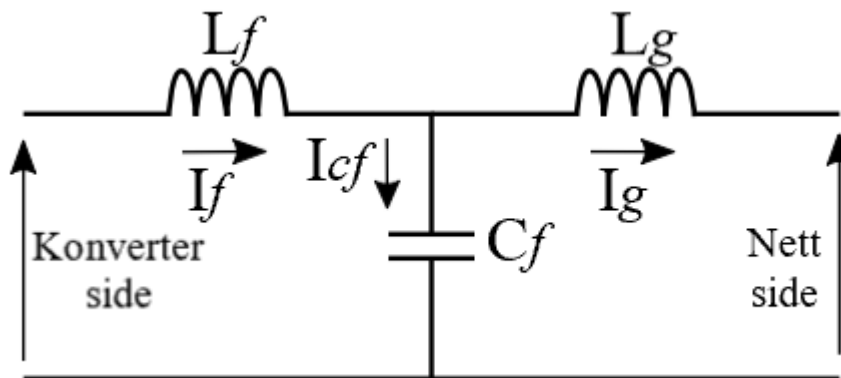


## 2.4.2 LCL Filter design

I henhold til IEEE standardene er det anbefalt at THD for strøm ved tilknytningspunkt for maksimal last holdes under 5% [46]. Et LCL filter brukes som et bindeledd mellom nettet og konverteren. Hovedhensikten med et LCL filter er å redusere høye ordensharmonier for den valgte svitsjefrekvensen for å tilfredstille det øvrige kravet. LCL filterets transferfunksjon, ved neglisjering av komponentenes indre motstander, er gitt i formel 2.13 [47].

$$G_{LCL}(s) = \frac{i_g}{V_f} = \frac{1}{C_f L_g L_f s^3 + s(L_f + L_g)} \quad (2.13)$$

Metoden som er benyttet til å beregne verdiene til LCL filter i prosjektet beskrives i kommende del, og baserer seg i hovedsak på [47]. Metoden er utviklet for å gi en enkel, robust og systematisk designmetode for LCL filter uten damping. I figur 2.12 vises et kretsskjema over LCL filteret for en fase med tilhørende filter- og strømkomponenter.



Figur 2.12: Kretsskjema av LCL filter for en fase, redigert versjon hentet fra [40]

For å kunne designet et LCL filter er det behov for følgende data: angitt aktiv effekt på nett side av filter  $P_n$ , linje til linje RMS nett spenningen på nett side av filter  $V_{LL}$ , svitsjefrekvensen til konverteren  $f_{sw}$ , og nettfrekvensen  $f_g$ .

### Filterkondensator design

Filterkondensatoren leverer reaktiv effekt, som vil redusere effektfaktoren til systemet. Generelt bør ikke mer enn fem prosent av verdien til  $P_n$  leveres til kondensatorens parasittiske motstand. Denne forutsetningen kan brukes til å beregne maksimalverdien til filter kondensatoren  $C_{fmax}$  som vist i formel 2.14. For å finne den endelige verdien til filterkondensatoren  $C_f$  anbefales det å starte med en kondensatorverdi som er lik halvparten av maksimalverdien,  $C_f = 0,5C_{fmax}$ . Hvis forutsetningene ikke tilfredstilles kan verdien til filterkondensatoren gradvis justeres mot maksimalverdien.

$$C_{fmax} = 5\% \frac{P_n}{2\pi f_g V_{LL}^2} \quad (2.14)$$

### Filterinduktans design

Første steg i å finne passende induktansverdier for filterspolene er å beregne maksimalverdien til total induktansen  $L_{Tmax}$ . Summen av LCL filterspolen bør være så lav som mulig for å oppnå minst mulig spenningsfall over filteret. Av den grunn bør  $L_{Tmax}$  være lavere enn  $0,1 pu$ . Denne detaljen forbedrer systemets hastighet og dynamikk, i tillegg til å gjøre tapene av spenningsfall i filteret neglisjerbare ved fundamental frekvens.  $L_{Tmax}$  kan bergenes med formel 2.15.

$$L_{Tmax} = 10\% \frac{V_{LL}^2}{2\pi f_g P_n} \quad (2.15)$$

Spolen på konvertersiden av filteret designes for å reduser strømriddel i tillegg til å unngå metning. Forholdet mellom riddelstrømmen og minimal konverter side induktans  $L_{fmin}$  for en gitt strømriddel  $\Delta i_{max}$  kan uttrykkes med formel 2.16.

$$L_{fmin} = \frac{V_{dc}}{6f_{sw}\Delta i_{max}} \quad (2.16)$$

For å unngå metningsproblemer, må strømmen på konverterside  $I_f$  ikke overskride den angitte spolemetnings strømmen  $I_{sat}$ . Forholdet kan uttrykkes med formel 2.17.

$$\left| I_f + \frac{\Delta i_{max}}{2} \right| < I_{sat} \quad (2.17)$$

For høye frekvenser er filterkondensator strømmen,  $I_{cf}$ , så liten at  $I_f$  kan beregnes med formel 2.18.

$$I_f \approx I_g = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{P_n}{V_{LL}} \quad (2.18)$$

$L_{fmin}$  kan bli uttrykket med hensyn på  $I_{sat}$  og maksimal strøm på konverter siden  $I_{fm}$ , som vist i formel 2.19.

$$L_{fmin} > \frac{V_{dc}}{12f_{sw}(I_{sat} - I_{fm})} \quad (2.19)$$

For å finne nett side filterinduktansen  $L_f$ , velges en dempningsfaktor  $\delta$ . Konstanten representerer forholdet mellom konverter og nett strøm ved den gitte svitsjefrekvensen og kan beregnes med formlene 2.20 og 2.21.

$$\delta = \left| \frac{i_g}{i_f} \right|_{sw} = \frac{1}{|1 + a(1 - L_f C_f \omega_s^2)|} \quad (2.20)$$

$$a = \frac{1 + \delta}{\delta a_1} \quad (2.21)$$

Hvor  $a_1$  kan beregnes på følgende måte:  $a_1 = L_f C_f \omega^2 - 1$ . Dempningsforholdet er proporsjonalt med THD, som betyr at strømharmoniene kan bli betydelig redusert med en lav  $\delta$ . Likevel, for å unngå resonansproblemer må  $\delta$  møte forutsetningene gitt i 2.22, 2.23 og 2.24.

$$\delta < \frac{36L_f - (2\pi f_{sw}L_f)^2 C_{fmax}}{a_3(2\pi f_{sw})^2 - 36a_2} \quad (2.22)$$

$$\delta < \frac{4L_f - (2\pi f_{sw}L_f)^2 C_{fmin}}{b_3(2\pi f_{sw})^2 - 4b_2} \quad (2.23)$$

$$\delta > \frac{1}{|1 + a_{max}a_1|} \quad (2.24)$$

Hvor:

- $a_2 = L_f + a_1L_{gmax} + a_1L_f$
- $a_3 = (L_f + a_1L_{gmax})L_fC_{fmax}$
- $b_2 = L_f + a_1L_{gmin} + a_1L_f$
- $b_3 = (L_f + a_1L_{gmin})L_fC_{fmin}$
- $a_{max} = \frac{L_{tmax}}{L_f} - 1$

Hvis den valgte dempningsraten oppfylder forutsetningene, kan  $L_g$  beregnes med formel 2.25.

$$L_g = aL_f = \frac{L_f(1 + \delta)}{\delta a_1} \quad (2.25)$$

### Resonans frekvens

Elektrisk resonans er en resonans som oppstår i en elektrisk svingekrets når den påføres en vekselstrøm med samme frekvens som kretsen svinger med om den overlates til seg selv, frekvensen kalles resonansfrekvens. Et eksempel: En elektrisk krets kan bestå av en kondensator og en spole. Spolen har en selvinduktans  $L$  og kondensatoren en kapasitans  $C$ . Det vil oppstå en vekselstrøm som svinger med vinkelfrekvensen,  $\omega = 1/\sqrt{LC}$ . Denne frekvensen kalles resonansfrekvensen til svingekretsen [48].

For LCL filter design er det nødvendig å unngå resonansfrekvensen til de valgte filterparametrene. Resonansfrekvensen til filteret kan beregnes med formel 2.26.

$$f_{res} = \frac{\omega_{res}}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_g + L_f}{L_g L_f C_f}} \quad (2.26)$$

For å unngå resonans på lave eller høyere ordensfrekvenser bør resonansfrekvensen til filteret oppfylle betingelsene gitt i formel 2.27.

$$10f_g \leq f_{res} \leq \frac{f_{sw}}{2} \quad (2.27)$$

Hvis resonansfrekvensen er lavere enn ti ganger  $f_g$ , kan  $C_f$  reduseres for å øke resonansfrekvensen. Alternativt, hvis resonansfrekvensen overskrider halvparten av svit-sjefrekvensen, kan  $C_f$  økes for å redusere resonansfrekvensen eller svitsjefrekvensen til konverteren kan økes.

## 2.5 Konverterkontroll

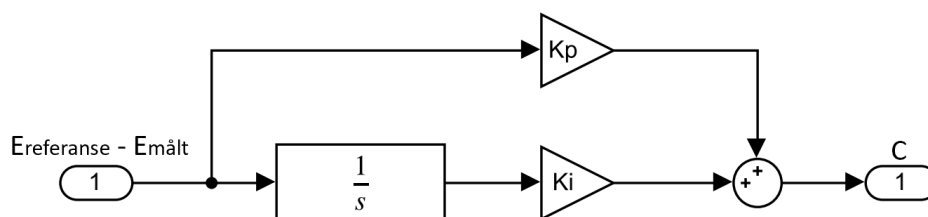
I kommende underseksjoner vil først PI regulatorteori presenteres. Denne teorien danner grunnlaget for deler av kontrollstrategiene for to-steps BESS som videre presenteres i denne seksjonen. Kontrollstrategiene baserer seg på at reguleringsystemene til konverterne bygges isolert. Ved å velge en passende DC-link kondensator, som holder en jevn spenningsverdi uavhengig av strømretning, kan konverterene driftes isolert [29].

### 2.5.1 Proporsjonal integral kontroll

Proporsjonal integral (Proportional Integral = PI) kontrollere er den mest brukte kontrollalgoritmen i prosesskontrollindustrien [49]. Hovedgrunnen til den utbredte bruken av PI kontrollere er dens relativt enkle struktur og at mange kontrollstrategier baser seg på den. Blokkdiagrammet til strukturen av en PI kontrollere er vist i figur 2.13. Kontrolleren består av et proporsjonalledd,  $k_p$ , og et integrasjonsledd,  $\frac{k_i}{s}$ .  $k_p$  er proporsjonal kontrollere forsterkningen, imens  $k_i$  er integrasjons kontrollere forsterkningen. Transferfunksjonen til PI kontrollere er vis i 2.28.

$$\frac{C(s)}{E(s)} = \left(k_p + \frac{k_i}{s}\right) \quad (2.28)$$

Inngangssignalet til kontrolleren,  $E$ , er feilen mellom et referanse inngangssignal og målt utgangssignal. Utgangssignalet,  $C$ , sendes inn i systemet som skal kontrolleres. Proporsjonalleddet produserer et utgangssignal proporsjonalt med inngangsfeilen. For *type null systemer* vil bruk av proporsjonalleddet alene føre til likevektsfeil i responsen til en steg endringer i referanse inngangssignalet [50]. Proporsjonalleddet kan da brukes i kombinasjon med et integrasjonsledd for å unngå likevektsfeil. Integrasjonsleddet produserer et utgangssignal proporsjonalt til integralet av feilen til inngangssignalet. En slik kontrollere responderer sakte, da dens handling er proporsjonal til tidsintegralet av feilen. Likevektsfeilen vil gå til null for en steg endring, fordi integrasjons handlingen fortsetter helt til feilen er null [51].

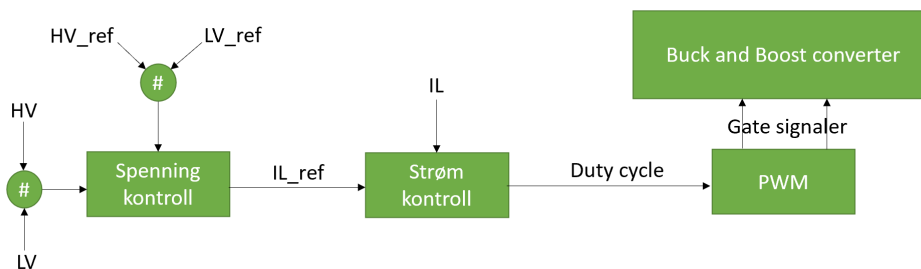


Figur 2.13: Blokkdiagram av strukturen til en PI kontrollere, med  $E$  som inngangssignal og  $C$  som utgangssignal.

For å oppnå en optimalisert utgangsrespons fra en PI kontrollere må riktig proporsjonal- og integrasjons forsterkning avhengig av prosess velges. På bakgrunn av at bruken av PI kontrollere er svært utbredt, er det utviklet mange ulike metoder for beregning og valg av regulatorparametrene basert på ulike modell typer og forutsetninger [49].

## 2.5.2 Kontrollstrategi for BDC

Hovedoppgavene til kontrollsystemet til en BDC i et tostegs BESS er å opprettholde en konstant DC-link spenning når konverteren er i utladningsmodus, i tillegg til å regulere strømretning. En måte å kontrollere spenningen direkte på er gjennom en tilbakekoblet sløyfe. Imidlertid kan det være fordelaktig å ta hensyn til andre variabler som strøm, avhengig av konverterens bruksområde. *Current-mode control* er en annen og populær metode for spenningskontroll som er passende for batteriløsninger. Oppsettet for metoden er vist i figur 2.14. Kontrollmetoden består av to tilbakekobletsøyfer, en indre strømsløyfe og en ytre spenningsløyfe [52]. Feilen i løkkene behandles av PI kontrollere. Strømkontrolleren kontrollerer spolestrømmen, som for et batteri i hovedsak er lade/utladningsstrømmen. Spenningskontrolleren kontrollerer DC-link spenningen for utladningsmodus og batterispenningen for lademodus. I følge [52] har *Current-mode control* fordeler som raskere responstid og kortslutnings beskyttelse, sammenliknet med tradisjonell spenningskontroll med enkel spenningsløyfe. I midlertid kan *Current-mode control* føre til større ustabilitet.



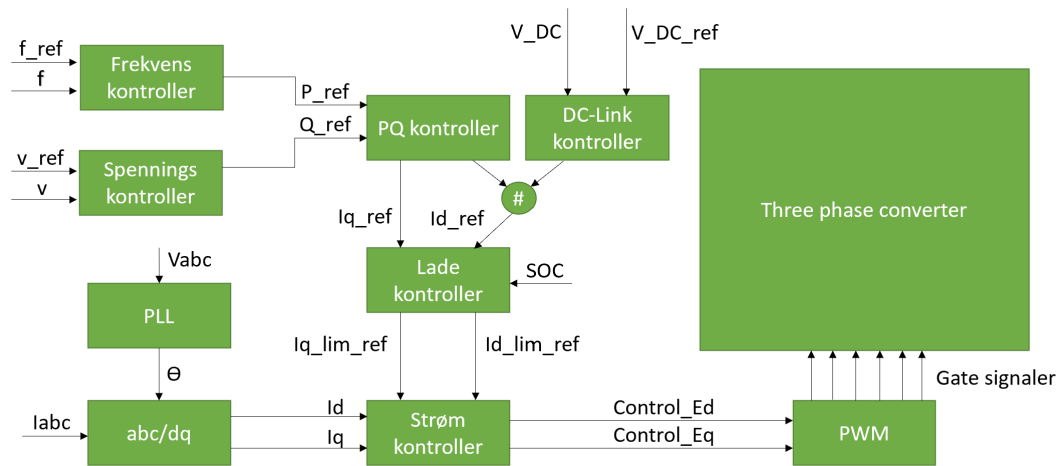
Figur 2.14: Blokkdiagram for current-mode control strategi for BDC.

## 2.5.3 Kontrollstrategi for BDAC

Figur 2.15 presenterer en blokkdiagram struktur som kan brukes til å kontrollere en BDAC i et to-stegs BESS. Kontrollmetoden baserer seg i utgangspunktet på oppsettet i [53]. I denne underseksjonen blir hensikt og ulike metoder for kontrollblokkene i figuren presentert. Først transformasjonsmatrisene for abc/dq blokken. Deretter en faseadetekteringsmetode for PLL blokken. Videre blir ulike metoder for regulatorblokkene presentert, strømkontroller, PQ-kontroller og DC-link krotroll for VSC. Tilslutt presenteres forslag til en ladekontrollblokk og droop kontroll.

### Clark- og Park transformasjon abc/dq

For å kontrollere strøm og spenninger brukes ofte koordinat transformasjon til å forenkle trefase AC-målinger til DC-verdier. Transformasjonen forutsetter synkron balansert funksjonalitet i AC-nettet. DC-verdier er mer håndterbare i kontrollsystemet og kan reguleres i kontrollsløyfer [54]. Etter regulering kan verdiene inverstransformeres tilbake til AC-verdier. I denne oppgaven er det i hovedsak to type transformasjoner som brukes, Clark- og Parktransformasjon. Clarktransformasjonen brukes til å representere



Figur 2.15: Blokkdiagram over kontrollstrategi for BDAC.

tre faseverdier som to komponenter i en ortogonal stasjonær ramme, som kalles  $\alpha\beta$  koordinatsystemet. De ortogonale  $\alpha\beta$  komponentene representert av to AC-signaler som roterer med en bestemt frekvens. Clarktransformasjonen er gitt i formel 2.29, hvor  $T_C$  er transformasjonsmatrisen.

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \\ 0 \end{bmatrix} = T_C I_{abc} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

Ved å benytte Parktransformasjon kan disse AC-signaler transformeres inn i en roterende referanseramme. Denne rammen kalles  $dq$  koordinatsystemet. Ved å anta at  $dq$  komponentene roterer med samme frekvens som referanserammen, vil komponentene oppføre seg som DC-verdier. Parktransformasjonen er gitt i formel 2.30, hvor  $T_P$  er transformasjonsmatrisen.

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ 0 \end{bmatrix} = T_P I_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

$\theta$  er vinkelen mellom fase a og q-aksen. Det er mulig å kombinere transformasjonene for å direkte transformere trefase AC-komponenter til DC-komponenter i det roterende  $dq$  koordinatsystemet. Direkte transformasjon kan gjennomføres ved formel 2.31, hvor  $T_{CP}$  er transformasjonsmatrisen.

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ 0 \end{bmatrix} = T_{CP} I_{abc} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

For å oppnå motsatt effekt, transformere komponenter fra  $dq$  domenet til abc tidsdomenet, multipliseres  $I_{dq}$  med den inverterte  $T_{CP}$  matrisen,  $T_{CP}^{-1}$ . Som vist i formel 2.32.

$$\begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = T_{CP}^{-1} I_{dq} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

For kontroll av BESS vil  $dq$  transformasjonen brukes til å transformere målte AC-verdier til DC-verdier som videre brukes i reguleringsystemet. Etter reguleringen benyttes  $T_{CP}$  matrisen fra formel 2.32, til å transformere  $dq$  verdiene tilbake til AC-verdier.

### Nett-synkronisering

Fasevinkelen,  $\theta$ , til spenningen i hovednettet er kritisk informasjon for drift av kraft tilførsel som vekselrettere. En fase-låst løyfe (PLL = Phase locked loop) er et lukkingsløyfesystem hvor en indre oscillator kontrolleres for å holde frekvensen og fasen til et eksternt periodisk signal ved å benytte en tilbakekoblingsløyfe. En PLL er en es-sensiell del av nettsynkroniseringen til en BDAC, da den brukes til å detektere fasen til nettspenningen [55].

### Strømkontroll

Hovedegenskapen til strømkontrolleren er å kontrollere BESS  $d$ - og  $q$ -akse strømkomponenter. En vanlig strømkontroll metode for VSC er beskrevet i [56]. Metoden benytter to PI kontrollere som behandler  $dq$  strøm verdiene til AC-strømmen gjennom systemet. Nettets fasevinkel beregnes ved bruk av PLL, utgangen er koblet til et referanse system for å definere transformasjonen av  $dq$ - og AC-verdiene. Utgangsverdiene fra strømkontrolleren er spenningsreferanseverdier som benyttes for PWM.

### Aktiv- og reaktiv effektkontroll

Det finnes flere måter å kontrollere aktiv- og reaktiv effekt med hensyn på de indre strømsløyferne. Tre metoder som gir effektkontroll og kan benyttes sammen med indre strømsløyfer presenteres kort:

- Beregning av  $dq$  strømreferanseverdier til strømsløyfen basert på referanse verdiene til effekten, metoden er benyttet og beskrevet for kontroll av en inverter i [56].
- Effektstyring ved bruk av to ytre løyfer for aktiv og reaktiv effekt. Målt effekt subtraheres fra referanseverdier til effektene og sendes gjennom PI kontrollere. Sløyfen for reaktiv effekt genererer  $q$  strømkomponent referanseverdien, imens sløyfen for aktiv effekt genererer  $d$  strømkomponent referanseverdien. Metodene er benyttet til kontroll av aktiv og reaktiv effektflyt gjennom en VSC i [57].
- Effektstyring gjennom to ytre spenningsløyfer, en for  $v_d$  spenningskomponenten og en for  $v_q$  spenningskomponenten. Metoden er beskrevet og benyttet til kontroll av en inverter i [58]. Hver løyfe består av en PI kontroller som behandler feilen mellom referanseverdien til spenningskomponentene og målt verdi. PI kontrollere genererer strømreferanse komponentene som kreves for å opprettholde ønsket AC-spenning for det aktuelle lasttilfelle.

### DC-link kontroll for likerettermodus

For et to-steps BESS er det essensielt å holde en konstant spenning over DC-link kondensatoren mellom BDC leddet og BDAC leddet. For vekselretter modus er dette BDC leddet sin oppgave. For likerettermodus er det imidlertid BDAC sin oppgave å opprettholde en konstant og stabil DC-link spenning. Kontroll av DC-link spenning for BDAC kan oppnås ved bruk av en ytre spenningsløyfe som kobles inn når konverteren kjøres i likerettermodus. Sløyfen består av en PI kontroller som behandler feilen mellom referanse spenningen og målt verdi. PI kontrolleren genererer d komponentens strøm referanse for indre strømsløyfe. Metoden er beskrevet og benyttet til kontroll av en VSC for mikronett i [57].

### Ladebeskyttelse

Ladebeskyttelse bør benyttes for batterier i BESS for å bedre batterihelsen. Ladebeskyttelsen som beskrives her baserer seg på ladekontrolleren som benyttes sammen med et komplett kontrollsystem for et BESS presentert og testet i [53]. Hovedformålet til beskyttelsen er å gir batteriet tillatelse til å trekke aktiv effekt fra nettet, hvis SOC er under øvre grense for opplading, og tillatelse til å mate nettet med aktiv effekt, hvis SOC er over nedre grense for utlading. Ladebeskyttelsen har også en funksjon hvor den begrenser maksimalstrøm gjennom systemet. Egenskapen er viktig for å hindre skade på PCS og batteri. Ladebeskyttelsen kan bli sett på som et BMS for BESS.

### Spennings- og frekvenskontroll

For mikronett med nettilknytning er frekvens og spenning normalt kontrollert av hovednettet. For produksjonsenheter i slike mikronett er normal aktiv- og reaktiv effektkontroll, som styres ut fra referanseverdier for effekten, tilstrekkelig for å oppnå et stabilt og driftsikkert nett. For mikronett i øymodus må spenningen og frekvensen derimot styres av mikronettets produksjonsenheter. For forskjellige typer produksjonsenheter benyttes forskjellige kontrollstrategier, en mye brukt kontrollstrategi for spennings- og frekvensstyring av vekselretterenheter i et øymodus mikronett er *Droop control* [8].

- Droop-kontroll er i utgangspunktet en konvensjonell last delings strategi for synkrongeneratorer. Metoden kan likvel modelleres til å imitere droop-karakteristikken til et tradisjonelt generator sett. Metodene er generelt anvendelig i tilfeller der flere vekselrettere er koblet i parallell. Virkemåten er som følger: Hver vekselretter detekterer sin utgangseffekt og justerer den sammen med referanse spenningen og frekvensen. Ved spennings- og frekvensforstyrrelser i nettet er hver distributørressurs i stand til å justere utgangseffekten automatisk [59]. Eksempler på bruk av droop-kontroll i BESS for å oppnå spennings- og frekvenskontroll er presentert og gjennomført i [60] og [61].



## 2.6 Software - Mathworks MATLAB og Simulink

Softwaret benyttet i denne oppgaven presenteres i denne seksjonen. Softwaret er benyttet på en datamaskin med 64-bit Windows 11 Pro operativ system.

MATLAB er et omfattende mattebasert programmerings program for beregning, programmering og visualisering. Simulink er et MATLAB basert grafisk program for design og modellering av dynamiske systemer. Programmet inneholder tilleggsapper og pakker som kan benyttes til ulike formål, følgende tilleggsapper er benyttet:

- **Simulink auto tuner app**

Appen er et innebygget verktøy i Simulink, som kan benyttes til å finne regulatorparametere for lineære systemer. Verktøyet tilatter en god balanse mellom robusthet og ytelse ved å analysere modellen. Verktøyet gjør det mulig å justere responstiden og den transiente oppførsel til signalet etter ønske.

- **Fast Fourier Transform (FFT) analyser app**

Appen kan utføre Fourier analyse av simulerings data og tilgang til simulerings data som er definert med *structure-with-time* variabler. Appen viser spekteret som et søylediagram eller som en liste i prosenter i forhold til en basisverdi eller DC-komponenten til signalet.

Essensielle tilleggs pakker benyttet:

- MATLAB v9.11
- Simulink v10.4
- Simscape v5.2
- Simscape Electrical v7.6
- MATLAB Coder v5.3
- MATLAB Compiler v8.3
- Simulink Control Design v5.6
- System Identification Toolbox v9.13



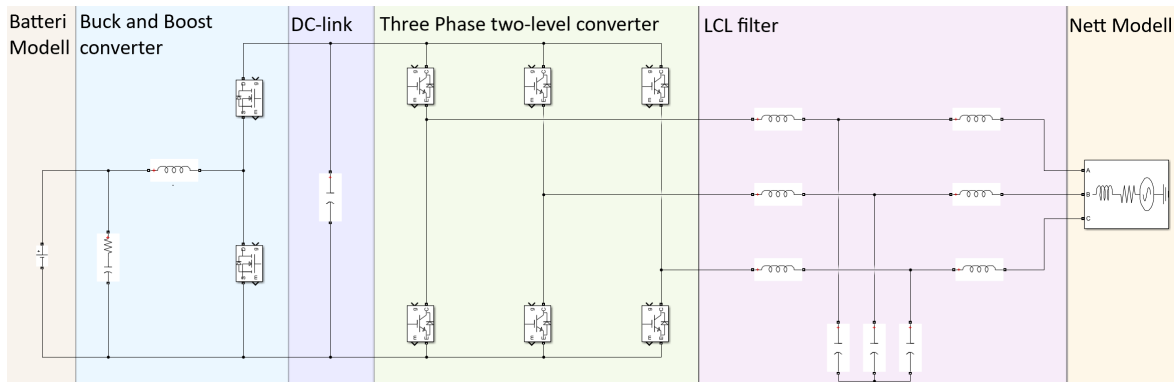
# Kapittel 3

## Metode

I kommende kapittel fremlegges fremgangsmåte og valgte metoder for å løse oppgavens to deler. I de tre første seksjonene av kapitlet presenteres en oversikt over BESS oppbygning og systemparametere, design av BESS første steg *Buck and Boost* konverter med kontrollmodul alternativer og design av BESS andre steg *Three Phase two-level* konverter med kontrollmodul alternativer. I kapitlets fjerde del presenteres en simuleringsmodell for det designede BESS. I kapitlets femte seksjon beskrives scenariet som skal undersøkes for å løse oppgavens andre del. I seksjon seks presenteres en simuleringsmodell som bygges for å undersøke hvordan et BESS kan sikre transient stabilitet for det gitte scenariet.

### 3.1 BESS oversikt

For å løse første del av oppgaven designes et to-steps BESS med toveis drift egenskaper. BESS består av et PCS som knytter en batterimodell til en swingbuskilde. Batterimodellen for BESS settes som en ideell DC-spennings kilde. Swingbuskilden skal presentere ekvivalenten til et hovednett eller mikronett. Kilden har en induktansverdi,  $L_{sw}$  som avgjør om nettkilden presenterer et stivt eller svakt nett. Svake netter har gjerne en induktansverdi på noen  $mH$ . Stive netter har imidlertid en svært lav induktansverdi og kan settes til tilnærmet lik null [47]. For denne modellen velges swingbusinduktansen til  $L_{sw} = 0.8\mu H$ . Valget er tatt på bakgrunn av at det i første omgang er ønskelig å teste BESS funksjonalitet for et stivt nett. PCS til BESS er bygges i to steg og består av en *Buck and boost* konverter og en *Three Phase two-level* konverter. En filterkondensator plasseres mellom konverterene for å sikre minimale svingninger i DC-link spenningen. Til slutt designes og plasseres et LCL filter som et grensesnitt mellom PCS og swingbuskilden for å filtrere ut høyfrekvens harmonier forutsaket av svitsjing i BDAC. Oppsettet av systemet er vist i figur 3.16.



Figur 3.1: Systemoversikt av valgt topologi for BESS.

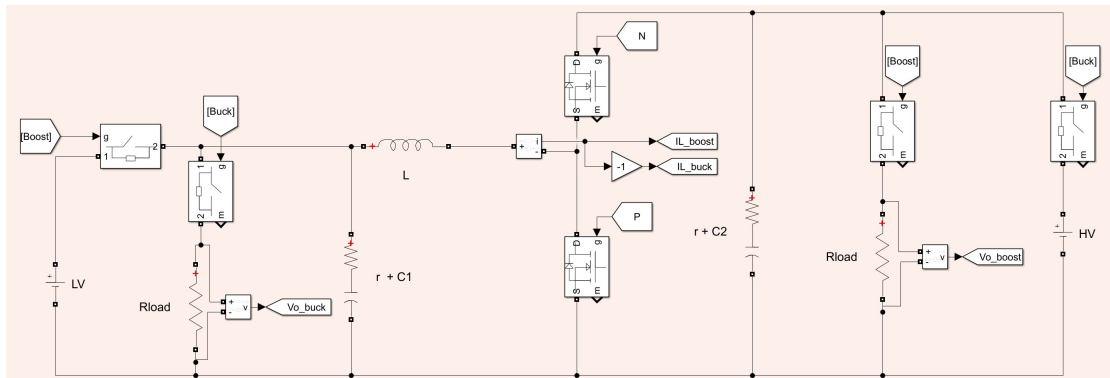
BESS designs med systemparametere gitt i tabell 3.1.

Parameter	Symbol	Verdi
Nominell effekt	$P$	4MW
Nettspenning (RMS)	$V_{LL}$	520V
DC-linkspenning	$V_{HV}$	1000V
Batterisidespenning	$V_{LV}$	500V
Nettfrekvens	$f_g$	50Hz
Svitsjefrekvens <i>Buck and boost konverter</i>	$f_{sw}^{DC}$	100kHz
Svitsjefrekvens <i>Three Phase two-level konverter</i>	$f_{sw}^{AC}$	20kHz

Tabell 3.1: Systemparametere til design av BESS.

## 3.2 Buck and Boost konverterer

Konverteren i figur 3.2, er en toveis *Buck and Boost* konverter. Konverteren bygges med to kontrollerbare brytere i parallell med dioder, to kondensatorer,  $C_1$  og  $C_2$ , og en spole  $L$ . PWM for DC/DC konvertere, beskrevet i 2.3.1, benyttes for å generere signalene,  $N$  og  $P$ , som styrer konverterens bryterne. For modellen settes  $r$  som kondensatorens indre motstand, imens  $R_{load}$  settes som lastmotstand. Hver av sidene til konverteren kobles til ideelle spenningskilder. Lavspenningside kilden  $LV$  skal representere batterisiden til konverteren, imens høyspenningsside kilden  $HV$  skal presentere DC-linksiden. Det settes inn fire ideelle brytere som avgjør hvilken retning konverteren skal driftes. To av de ideelle bryterne har kontrollsignalet "Boost" som gir strømretning fra lavspenningsiden til høyspenningssiden. De to resterende bryterne har kontrollsignalet "Buck" og gir strømretning fra høyspenningssiden til lavspenningsiden. De to signalene, "Boost" og "Buck", er boolske og komplementære. Signalene styres etter spenningen på batteriet, som bør holdes i den nominelle seksjonen beskrevet i 2.1.1, og behov for effekt på høyspenningssiden.



Figur 3.2: Simulink modellen av designet Buck and Boost konverter.

### Filterdesign

Spolen og kondensatorene til konverteren designes etter prosedyren presentert i 2.4.1. Parametrene brukt til beregning er gitt i tabell 3.1. MATLAB skriptet benyttet til beregning er vist i tillegg B. *Buck and Boost* konverterens komponentverdier for en svitsjefrekvens på  $100\text{kHz}$  er gitt i tabell 3.2. Svitsjefrekvensen er valgt på bakgrunn av å holde svitsjetapene så lave som mulig, men likevel oppnå en responstid innenfor  $20\text{ms}$ .

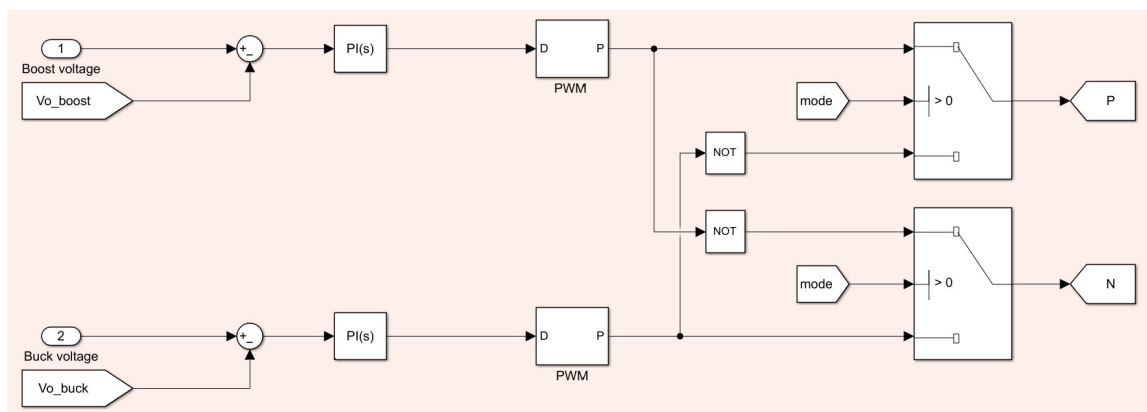
Spole	$L$	$3,125\mu\text{H}$
Høyspenningsside kondensator	$C_2$	$0,04\text{F}$
Lavspenningside kondensator	$C_1$	$0,002\text{F}$
Indre motstand til kondensator	$r$	$0,001\Omega$
Last motstand	$R_{load}$	$0,25\Omega$

Tabell 3.2: Konverter komponent parametere for Buck and Boost konverteren.

## Spenningskontroll

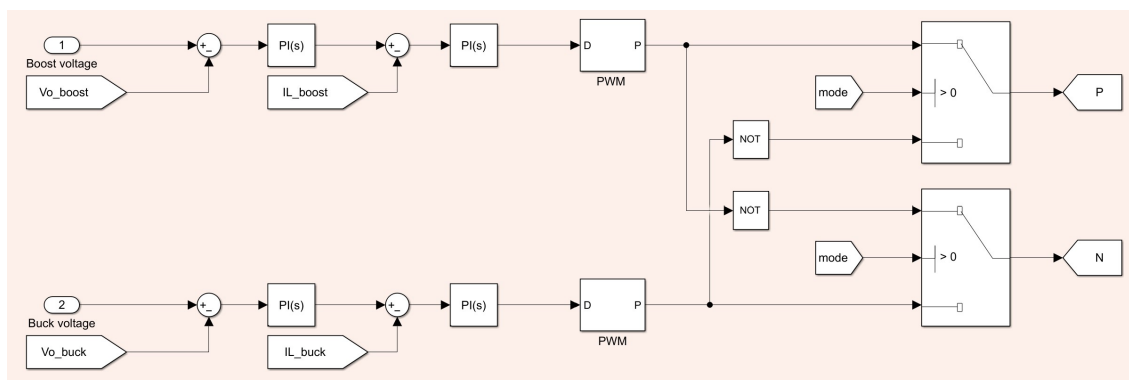
For å kunne kontrollere utgangspenningene for begge driftsretninger til konverteren vist i figur 3.2, kan det benyttes flere ulike spenningskontrollmetoder. Felles for metodene presentert i denne rapporten er at utgangssignalet fra siste kontrollsløyfe gir et signal som kan brukes i PWM for å generere kontrollsignaler til bryterne i konverteren.

For en enkelsløyfe spenningskontrollmetode benyttes en PI kontroller som behandler feilen mellom målt- og ønsket spenning. Utgangssignalet fra PI kontrolleren gir arbeids- syklus signalet, som videre kan brukes som kontrollsignal for PWM for DC-DC kon- vertere metoden. Oppsetter til kontrollsløyfene er vist i figur 3.3



Figur 3.3: Designede kontrollsløyfer for enkelsløyfe spenningskontroll av Buck and Boost konverter.

For *Current-mode control* benyttes to løkker med hver sin PI kontroller. Ytre sløyfe mottar et spenningsreferansesignal som behandles mot den målte utgangspenningen. Den indre sløyfen mottar et strømreferansesignal fra ytre sløyfe som forteller hvilken spolestrøm som trengs for å oppnå referansespenningen. Den indre sløyfens utgangssig- nal er arbeidssyklus signalet PWM modulen må driftes på for å få ønsket utgangs strøm og spenning. Oppsettet til kontrollsløyfene er vist i figur 3.4.



Figur 3.4: Designede kontrollsløyfer for Current-mode kontroll av Buck and Boost konverter.

Konverteren oppnår en toveis funksjon hvor den kan driftes både som en *Buck* konver- ter og en *Boost* konverter, ved å bygge separate kontrollsløyfer for hvert av modusene.

Virkemåten til de to driftsmodusene er beskrevet i 2.2.2. For å velge passende regulatorparametere til kontrollsløyfene lineariseres konvertermodellen rundt sitt likevekts DC-driftspunkt. Da det benyttes separate sløyfer gjøres lineariseringen separat for hver av modusene. Ved linearisering av konverteren antas drift i CCM. De gjennomsnittlige småsignalmodellene og transferfunksjonene til modusene kan utledes som beskrevet i tillegg A. Transferfunksjonene for spenningskontroll av Buck modus og Boost modus er henholdsvis gitt i formlene 3.1 og 3.2.

$$\frac{\tilde{v}_o}{\tilde{d}} = \frac{V_{in}}{LC} \frac{1 + srC}{s^2 + s\left(\frac{1}{R_{Load}C} + \frac{r}{L}\right) + \frac{1}{LC}} \quad (3.1)$$

$$\frac{\tilde{v}_o}{\tilde{d}} = \frac{V_{in}}{(1-D)^2} \left(1 - s \frac{L_e}{R_{Load}}\right) \frac{1 + srC}{s^2 + s\left(\frac{1}{R_{Load}C} + \frac{r}{L_e}\right) + \frac{1}{L_e C}} \quad (3.2)$$

Transferfunksjonene for *Current-mode control* av Buck modus og Boost modus er henholdsvis gitt i formelene 3.3 og 3.4.

$$\frac{\tilde{i}_L}{\tilde{d}} = \frac{V_{in}}{sL + R_{Load} \frac{1+srC}{1+sR_{Load}C}} \quad (3.3a)$$

$$\frac{\tilde{v}_o}{\tilde{i}_L} = \frac{R_{Load}(1 + srC)}{1 + sR_{Load}C} \quad (3.3b)$$

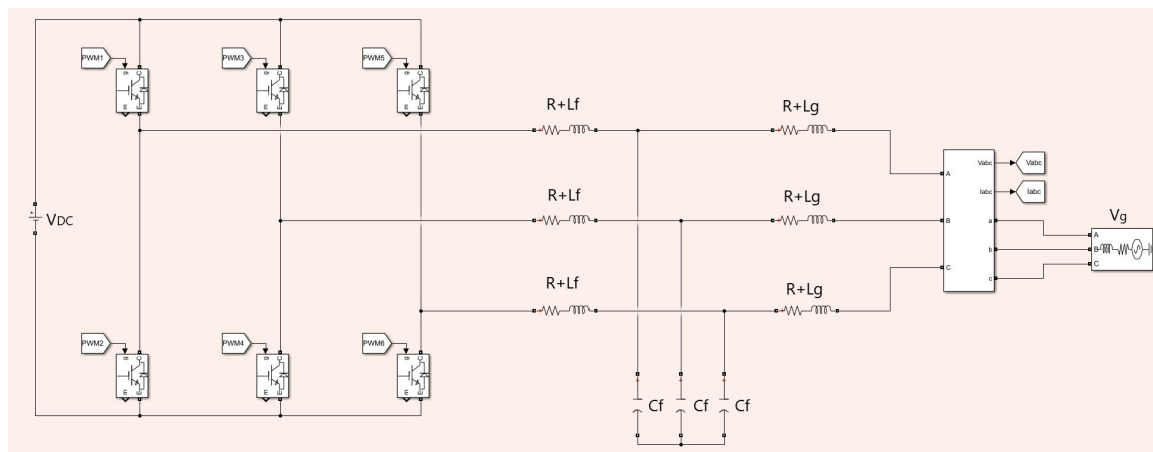
$$\frac{\tilde{i}_L}{\tilde{d}} = \frac{\frac{V_{in}}{(1-D)^2} \left(1 - \frac{sL_e}{R_{Load}}\right)}{sL_e + R_{Load} \frac{1+srC}{1+sR_{Load}C}} \quad (3.4a)$$

$$\frac{\tilde{v}_o}{\tilde{i}_L} = \frac{R_{Load}(1-D) \left(1 - \frac{sL_e}{R_{Load}(1-D)^2}\right) (1 + srC)}{2 + sR_{Load}C} \quad (3.4b)$$

Hvor  $L_e = \frac{L}{(1-D)^2}$ . Modellerete transferfunksjonene brukes til å bestemme PI regulatorparametrene for de lukkede kontrollsløyfene. Innstillingen av parametrene gjennomføres ved bruk av *Simulink Auto Tuner App*.

### 3.3 Three Phase two-level konverter

Konverteren vist i figur 3.5, er en toveis *Three Phase two-level* konverter. Konverteren bygges med seks kontrollerbare brytere i parallell med dioder, to filter spoler,  $L_f$  og  $L_g$ , og en filterkondensator  $C_f$ . PWM signalene til konverterens brytere genereres av PWM for DC-AC konvertere metoden beskrevet i 2.3.2. Filterkomponentene til konverteren designes som et *LCL* filter uten damping.  $R$  settes som spolenes indre motstand, imens  $V_{dc}$  og  $V_g$  er spenningskilder som både kan absorbere og levere effekt.  $V_{DC}$  er en ideell DC-kilde og skal representere DC-linken som knytter sytemet til BDC. Når  $V_{DC}$  leverer effekt er konverteren i vekselrettermodus, hvis  $V_{DC}$  derimot absorberer effekt er konverteren i likerettermodus.  $V_g$  er en swingbuskilde og skal representere ekvivalenten til et hovednett. AC-kilden skal virke i motsatt modus av DC-kilden. Dermed virker konverteren i likerettermodus når swingbuskilden leverer effekt og vekselrettermodus når swingbuskilden trekker effekt. Swingbuskilden har tilsvarende verdier som swingbuskilden beskrevet i 3.1.



Figur 3.5: Simulink modell av designet Two-level three phase konverter med LCL filter.

#### LCL filterdesign

Filteret til trefasekonverteren designes i henhold til prosedyren presentert i 2.4.2, med en dempningsfaktor på  $\delta = 0,07$ . Filteret designes for å begrense strømmens THD til å være under 5%, som er anbefalt i henhold til IEEE standardene. Parametrene benyttet til beregninger er oppgitt i tabell 3.1. MATLAB skriptet benyttet til beregning er vist i tillegg B. LCL filterets parametere for en svitsjefrekvens på  $20kHz$  er oppgitt i tabell 3.3. Svitsjefrekvensen er på tilsvarende måte som for BDCen valgt på bakgrunn av å holde svitsjetapene så lave som mulig, men likevel oppnå en responstid innenfor 20ms.

#### Kontrollsystem for Three Phase two-level converter

I kommende underseksjoner beskrives kontrollmoduler som benyttes for styring av *Three Phase two level* konvertere. Første steg for å kunne oppnå kontroll er gjennom en svitsjemetode for konverterens brytere. For å oppnå dette bygges en svitsjemodul som baserer seg på PWM for DC-AC konvertere. Neste steg er å synkronisere utgangsspenningen fra konverteren til nettspenningen. For å oppnå denne funksjonen bygges



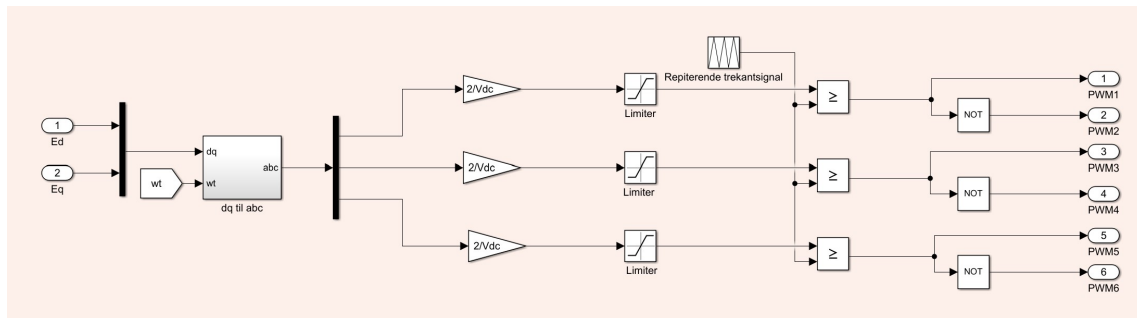
Konvertersideinduktans	$L_f$	$21,52\mu H$
Nett-sideinduktans	$L_g$	$0,82\mu H$
Filter kondensatorkapasitans	$C_f$	$1177,18\mu F$
Resonansfrekvens	$f_r$	$5206Hz$
Spolenes indre motstand	$R$	$0,001\Omega$

Tabell 3.3: Designede LCL filter komponent parametere.

en PLL. For konverterdrift uten annen nettilkobling er det presentert en fasevinkel beregnings modul. For kontroll av strøm gjennom konverteren bygges en strømkontroller med regulatorer som behandler feil mellom målt- og referansestrøm. For å forhindre at batteriets SOC beveger seg ut fra nominell seksjon bygges en en ladebeskyttelse modul som har egenskaper til å begrenser strømreferanse signalet. For å kontrollere effektflyten gjennom konverteren i vekselrettermodus bygges to alternativer. Det ene alternativet beregner strømreferanseverdiene ut fra ønsket effekt i systemet, imens den andre metoden er en spenningskontroller med regulatorer som behandler feilen mellom målt- og referanse AC-spenning. For kontroll av effektflyt i likerrettermodus bygges en DC-link spenningskontroller med en regulator som behandler feilen mellom målt- og referansespenning.

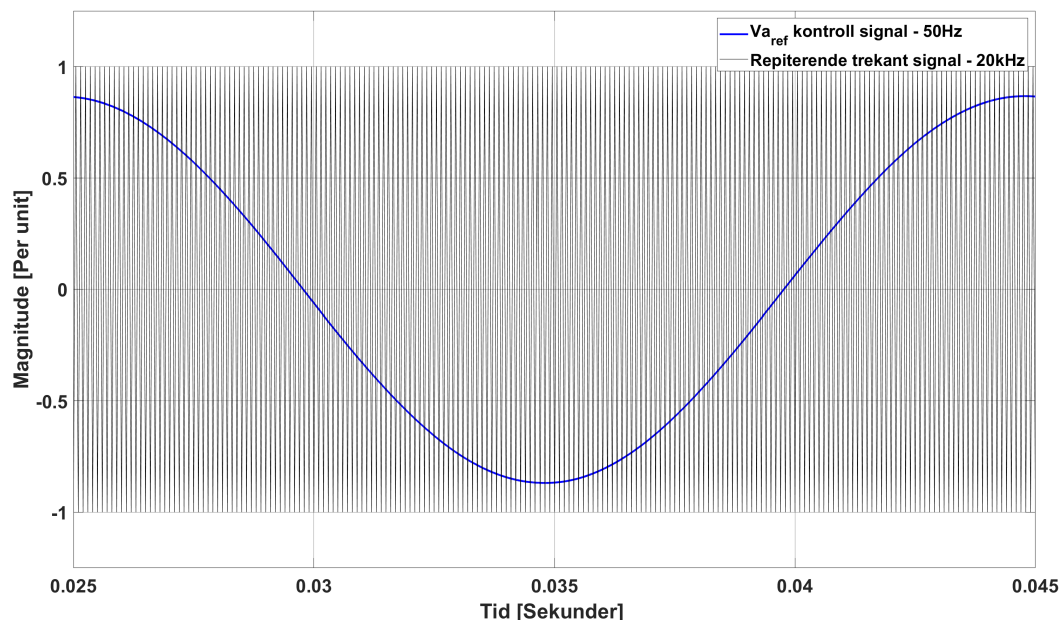
### 3.3.1 Svitsjemodul

Figur 3.6 viser oppsettet av PWM for DC-AC konverter metoden, beskrevet i 2.3.2. Modulen bygges for å generering av inngangssigaler til bryterne til en *Three Phase two-level* konverter. Spenningsreferansesignalene,  $E_d$  og  $E_q$ , transformeres til sinusformede spenningsreferansesignaler ved bruk av park og clark transformasjon i "dq til abc" blokken. De sinusformede referansesignalene regnes om til per unit i forsterkningsblokkene som multipliserer signalene med  $\frac{2}{V_{dc}}$ . Limiter blokkene settes inn for å holde magnituden til kontrollsignalet innenfor intervallet,  $[-1, 1]$ .



Figur 3.6: Simulink modell av designet PWM for DC/AC konvertere.

Kontrollsignalene er referanseverdier generert av strømkontrolleren etter invers Park- og Clarktransformasjon. Kontrollsignalet sammenlignes med en repeterende trekantsekvens som styres av svitsjefrekvensen. Figur 3.7 viser PWM signal genereringen for fase a, for en periode 0.02s, fra simuleringens modellen i Simulink.



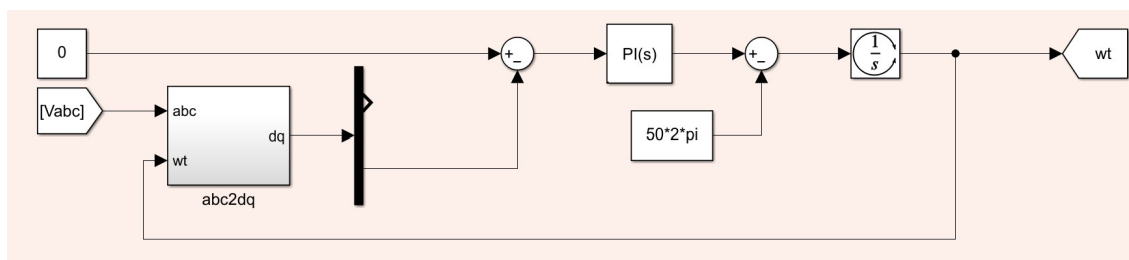
Figur 3.7: PWM genererings signaler for fase a i en periode, 20ms. Blå linje representerer kontrollsignalet for fase a, imens det svarte signalet er et repeterende trekantsignal med en frekvens på 20kHz.

### 3.3.2 Nett-synkronisering og fasevinkelberegning

I kommende del presenteres to metoder for å finne fasevinkelen til utgangspenningen for en konverter i vekselretterdrift. Den første metoden er ved fasevinkeldetektering fra et sinusformet varierende trefase system. Denne metoden brukes for å synkronisere utgangspenningen fra en vekselretter til nettspenningen. Den andre metode er fasevinkelberegning for en vekselretter som skal kontrollere frekvensen i et nett.

#### PLL for nett-synkronisering

For å synkronisere utgangspenningen til en konverter i vekselretterdrift til et AC-nett brukes en PLL. Valgt PLL metode er hentet fra [56]. PLL modulen bygges som vist i 3.6. PLLen søker synkronisering til et sinusformet varierende trefasesystem. PLLen synkroniserer konverteren til nettspenningen ved å transformere målt spenning til  $dq$  koordinater før  $v_{gq}$  komponenten justeres mot null [55].  $v_{gd}$  komponenten justeres mot  $d$ -aksen i den roterende referanserammen. Dette gjøres ved å benytte en PI kontrollertil redusere feilen mellom  $v_{gq}$  og null. Synkroniseringen til systemet er ferdig når  $v_{gq}$  når null. Integrasjonsblokken i figuren har som funksjon å nullstille  $\theta$  etter en syklus  $2\pi$ . Utgangssignalet  $\omega t$  til PLLen er et sagtannformet signal som repeteres med inputspennignens frekvens og har verdien til inputspenningens fasevinkel, som varierer fra null til  $2\pi$ .



Figur 3.8: Simulink modell av designet PLL for nett-synkronisering.

Lukket sløyfe transferfunksjonen til PLLen kan finnes ved å tilbakekoble systemet i figur 3.8:

$$G_{CL}(s) = \frac{-V_{gm}(k_p s + k_i)}{s^2 - V_{gm} k_p s - V_{gm} k_i} \quad (3.5)$$

For design av kontrolleren kan  $k_p$  og  $k_i$  finnes ved å sammenlikne lukketsløyfe transferfunksjonen i formel 3.5 med standarduttrykket for andreordens systerer, som vist i 3.6.

$$G_{CL}(s) = \frac{-V_{gm}(k_p s + k_i)}{s^2 - V_{gm} k_p s - V_{gm} k_i} = \frac{k \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta \omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.6)$$

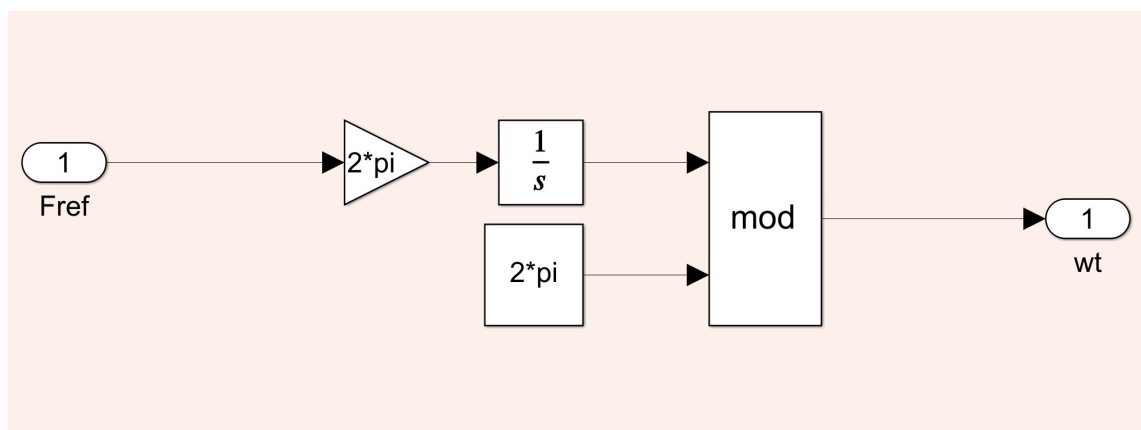
$$\rightarrow k_i = -\frac{\omega_n^2}{V_{gm}} \quad \wedge \quad K_p = -\frac{2\zeta \sqrt{V_{gm}|k_i|}}{V_{gm}} \quad (3.7)$$

Hvor  $\omega_n^2$  er den naturlige frekvensen og  $\zeta$  er dempningsforholdet. Dynamikken til sløyfen kan justeres ved å velge verdier for  $\omega_n^2$  og  $\zeta$ . Nevneren til andregradsuttrykket består av to poler som kan være imaginære eller ekte, imens telleren betår av ett nullpunkt.

En alternativ løsning for justering av PI parametere er å benytte *Simulink Auto Tuner App*

### Beregning av fasevinkel for en gitt frekvens

En metode for fasevinkel beregning for en konstant frekvens er vist i figur 3.9. Referansefrekvensen multipliseres med  $2\pi$  for å finne vinkelfrekvensen. Videre sendes signalet gjennom en integrasjonsblokk. Signalet ut fra integrasjonsblokken sendes inn i en mod funksjon som returnerer resten etter divisjon, dette utgangssignalet gir fasevinkelen til systemet for den gitte referansefrekvensen.



Figur 3.9: Simulink modell for beregning av fasevinkel for en gitt frekvens.

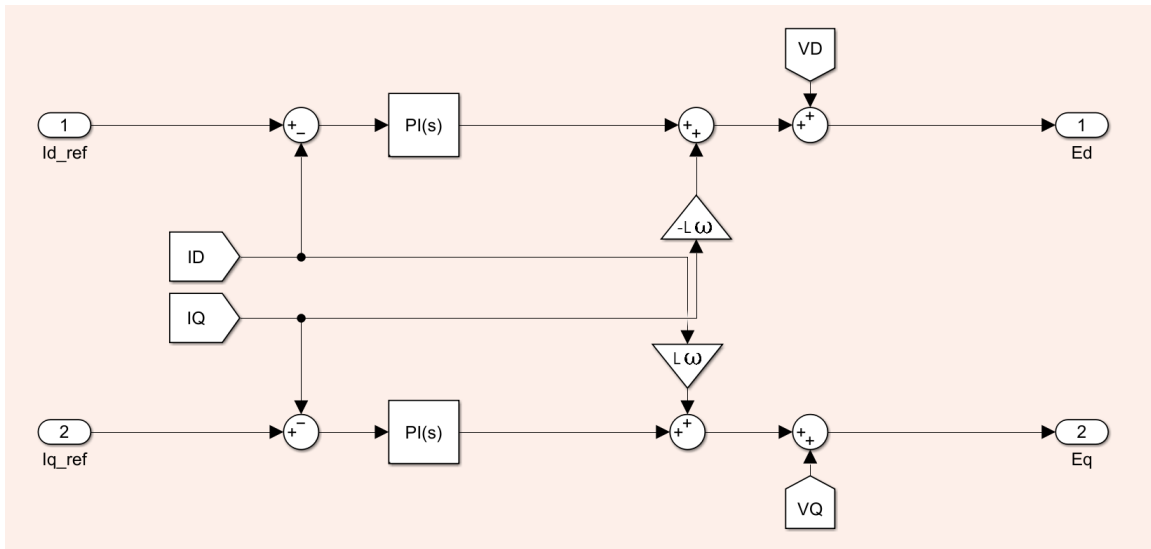
### 3.3.3 Strømkontroller

Strømflyten gjennom en DC/AC konverter kan kontrolleres med dq-strøm kontroll. kontrollsløyfene for strømkontroll bygges som vist i figur 3.10. Begge strøm komponentene,  $I_q$  og  $I_d$ , kontrolleres individuelt i to tilbakekoblede sløyfer. Referanseverdiene blir beregnet/generert i en ytre modul og videre sendt inn i strømkontrolleren. Utgangssignalene til strømkontrolleren,  $E_d$  og  $E_q$ , er referanseverdiene til spenningene som kreves for å oppnå ønsket strøm og sendes videre til en PWM modul.

Metoden for innstilling av PI kontrollerne for strømkontroll er hentet fra [56]. For å finne spenningslikningene til  $LCL$  filteret benyttes en  $L$  forenkling, [62], [63]. Det antas at  $LCL$  filteret består av ideelle komponenter og at strømmen gjennom filterkondensatoren blir neglisjert. Ved å neglisjere filterkondensatoren antas det samme strøm gjennom begge spolene i  $LCL$  filteret. Totalinduktansen kan da defineres:  $L_t = L_f + L_g$ . Spenningslikningene,  $v_{gd}$  og  $v_{gq}$ , kan da uttrykkes med henholdsvis 3.8 og 3.9.

$$v_{fd} = v_{gd} + R_t i_{fd} + L_t \frac{di_{fd}}{dt} - \omega L_t i_{fq} \quad (3.8)$$

$$v_{fq} = v_{gq} + R_t i_{fq} + L_t \frac{di_{fq}}{dt} + \omega L_t i_{fd} \quad (3.9)$$



Figur 3.10: Designede kontrollsløyfer for strømkontroll av BDAC.

$R_t$  er total motstanden til spolens indre motstand.  $L_t \frac{di_{fd}}{dt}$  og  $L_t \frac{di_{fq}}{dt}$  er spenningsfallene over spolene og kan skrives som  $\Delta v_d$  og  $\Delta v_q$ .  $\omega L_t$  er krysskoplingsleddet fra den roterende referanserammen til  $dq$  transformasjonen. Legg merke til at formlene 3.8 og 3.9 gir positiv strømretning ved utlading av batteri, vekselretterdrift. krysskoplingsleddene og spenningen før filteret,  $-\omega L_t i_{fq} + v_{gd}$  og  $\omega L_t i_{fd} + v_{gq}$ , kanselleres som vist i figur 3.11a. Utgangssignalet til PI kontrollerne gir dermed spenningsfallene over filteret  $\Delta v_d$  og  $\Delta v_q$ . Transferfunksjonene som beskriver endringen i spenningsfall ved endring i strøm gjennom filteret tar utgangspunkt i laplacetransformasjonen av gjenværende ledd i 3.8 og 3.9, og er gitt i formlene 3.10 og 3.11.

$$\frac{i_{gd}}{\Delta v_d} = \frac{1}{L_t s + R_t} \quad (3.10)$$

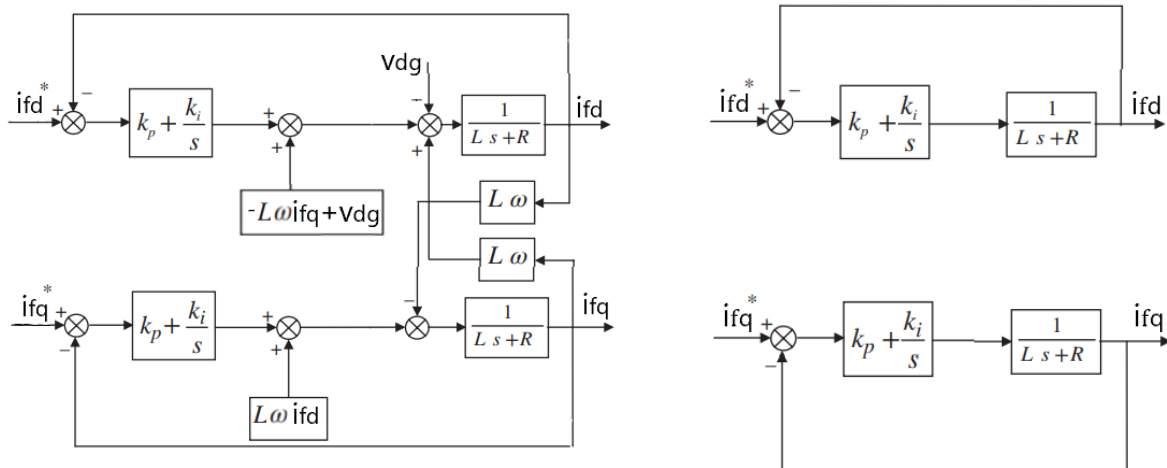
$$\frac{i_{gq}}{\Delta v_q} = \frac{1}{L_t s + R_t} \quad (3.11)$$

Transferfunksjonene kan videre representeres med tilhørende PI kontroller med blokkdiagrammer som vist i figur 3.11b. Lukketsløyfe transferfunksjonene for de to strømkomponentene er gitt i formlene 3.12 og 3.13.

$$\frac{i_{fd}}{i_{fd}^*} \approx \frac{sk_p + k_i}{s^2 L_t + s(R_t + k_p) + k_i} \quad (3.12)$$

$$\frac{i_{fq}}{i_{fq}^*} \approx \frac{sk_p + k_i}{s^2 L_t + s(R_t + k_p) + k_i} \quad (3.13)$$

Dynamikken til den lukkedesløyfen til strømsløyfen kan justeres ved flere ulike metoder, ved å velge passende  $k_p$  og  $k_i$  verdier til PI kontrollerene. For strømkontroll av  $dq$  komponenter benyttes samme PI innstillinger for de to strømsløyfene. Strømregulatorerne stilles inn ved å tilnærme lukketsløyfe uttrykket til et andreordens ekvivalenssystem



(a) Blokkdiagram av strømkontroller med kansellering av krysskoblingsledd og nettspenning.

(b) Modellerte strømsløyfer med kansellert krysskoblingsledd og nettspenning.

Figur 3.11: Strømsløyfe lukketsløyfe blokkdiagrammer for  $i_{gd}$  og  $i_{gq}$

på tilsvarende måte som for PLLen i 3.3.2. Ved bruk av standard andreordens nevner fra klassisk kontroll teori er følgende uttrykk gitt:

$$s^2 L_t + s(R_t + k_p) + k_i = s^2 + 2\zeta \omega_n s + \omega_n^2 \quad (3.14)$$

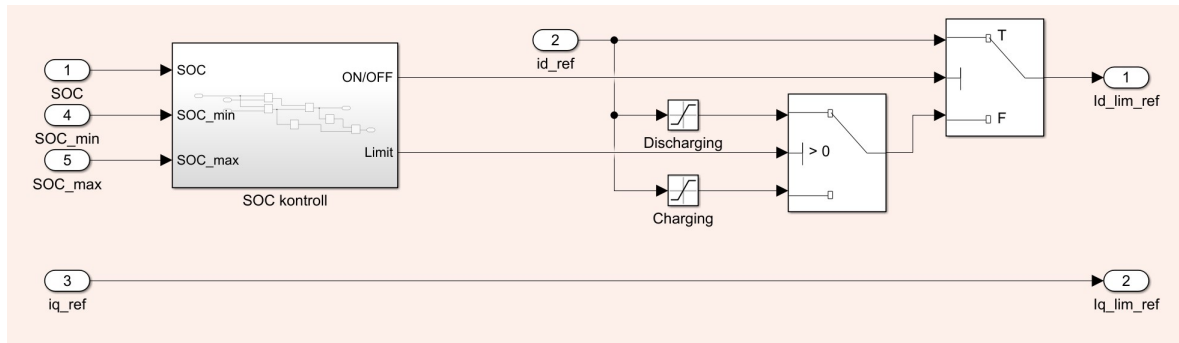
PI parametrene  $k_p$  og  $k_i$  som kreves for å oppfølge 3.14, gitt i 3.15.

$$\rightarrow k_p = L_t 2\zeta \omega_n - R_t \quad \wedge \quad k_i = L_t \omega_n^2 \quad (3.15)$$

Den naturlige frekvensen  $\omega_n$  og dempningsfaktoren  $\zeta$  velges for bestemme dynamikken til sløyfene på tilsvarende måte som beskrevet i 3.3.2.

### 3.3.4 Ladebeskyttelse

Et oppsett for ladebeskyttelse for et BESS er vist i figure 3.12. strømmreferanseverdier behandles med hensyn på batteriets SOC før de sendes til en strømkontroller. SOC kontrollblokken mottar informasjon om batteriets SOC og sammenlikner informasjonen med gitte grenser. SOC over øvre grense fører til at referanseverdien til  $i_d$  begrenses til å bare kunne være positive verdier, og dermed tillates bare aktiv effektlyt mot hovednettet. SOC under nedre grense fører imidlertid til at referanseverdien til  $i_d$  begrenses til å bare kunne være negative verdier, og dermed tillates bare aktiv effektlyt mot batteriet. I metningsblokkene "Charging" og "Discharging" som er ansvarlig for nevnte strømbegrensning, er det også mulig å legge inn grenser for maksimal strømverdi i aktuell retning.  $i_q$  referanseverdien forblir uendret i ladekontrolleren, da denne ikke vil ha innvirkning på den aktiv effektlyt.



Figur 3.12: Simulink modell av designet Ladekontroller (BMS), for SOC beskyttelse, for BDAC.

### 3.3.5 PQ-kontroller

I kommende del vil to ulike blokkdiagrammer for kontroll av effektflyt presenteres. De to blokkdiagrammene er laget for forskjellige simulerings scenarier for vekselretter drift. PQ-beregningsmodulen benyttes når konverterens AC-spenningsside er koblet til eksternt nett, i denne oppgaven en swingbuskilde, og derfor ikke har ansvaret for styring av AC-spenning og frekvens. Spenningsløyfe modulen benyttes når konverteren driftes i et øymodus mikronett hvor den har hovedansvaret for å holde en stabil AC-spenning og frekvens for mikronettet.

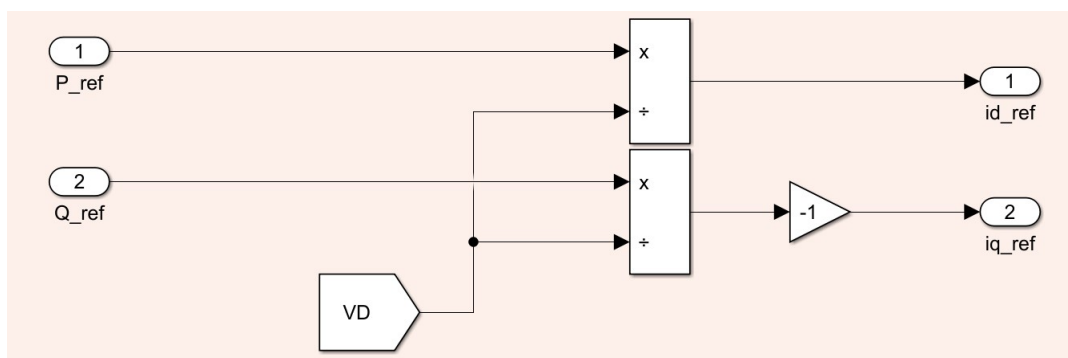
#### Effektberegning

Blokkdiagrammet for PQ-effektberegning bygges som vist i figur 3.13. Inngangsverdiene er referanseverdiene til aktiv- og reaktiv effekt, imens utgangssignalene representerer strømmene som trengs for å oppnå ønskede effekter. Formelene anvendt i PQ kontrolleren er gitt i 3.16 og 3.17.

$$P_g = v_{gd}i_{gd} + v_{gq}i_{gq} \approx v_{gd}i_{gd} \quad (3.16)$$

$$Q_g = v_{gq}i_{gd} - v_{gd}i_{gq} \approx -v_{gd}i_{gq} \quad (3.17)$$

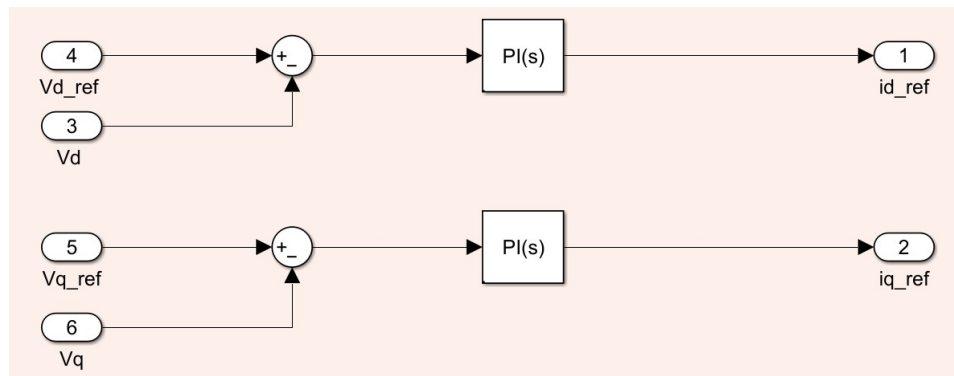
Hvor  $P_g$  er aktiv effekt og  $Q_g$  er reaktiv effekt.  $v_{gq}$  justerest mot null som beskrevet i 3.3.2.



Figur 3.13: Simulink modell av designet beregningsmodul, for P og Q til  $I_d$  og  $I_q$ , for BDAC.

## Spenningsløyfer

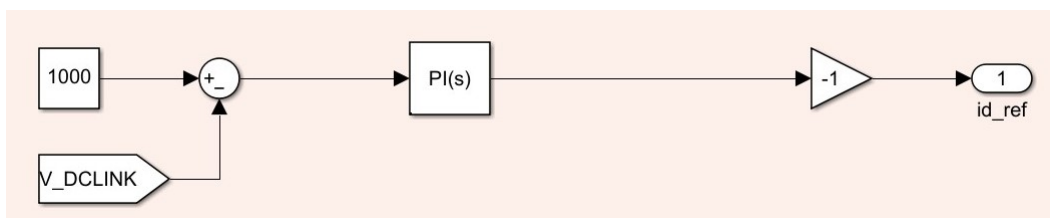
For kontroll av nettspenningen og effektflyt for vekselrettermodus uten ideell spenningskilde bygges to ytre spenningsløyfer. Formelene i 3.16 og 3.17 viser sammenhengen mellom effekt og spenningen sløyfene behandler.  $v_{gd}$  er RMS-verdien til nettspenningen når  $v_{gq}$  justeres mot null, i mens  $i_{gd}$  og  $i_{gq}$  dq verdiene til målt strøm i nettet. Blokkdiagrammet for spenningsløyferne er vist i figur 3.14. Hver sløyfe har en PI kontroll som justerer feilen mellom referanse- og målt verdi.



Figur 3.14: Simulink modell av designede ytre spenningsløyfer, for spenningskontroll i vekselrettermodus, for BDAC.

## 3.3.6 DC-linkkontroller

For å oppnå konstant spenning over DC-linken i et to-steps BESS i likeretterdrift benyttes en DC-link kontroller. DC-link kontrolleren bygges som vist i 3.15. Systemet består av en spenningskontroll sløyfe, hvor inngangsverdiene er referanse verdien til DC-link spenningen og målt DC-link spenning. En PI kontroller behandler feilen og genererer referanse verdien til  $I_d$ , som gir hvor stor strøm som trengs for å oppnå ønsket spenningsverdi for DC-linken. Fordi positiv strømretning for konverteren er i utladningsretning brukes en forsterkningsblokk til å snu polariteten til strømmen.



Figur 3.15: Simulink modell av designet DC-Link kontrollsløyfe, for kontroll av DC-link spenning i likerettermodus, for BDAC.

Dynamikken til den lukkedesløyfen kan justeres ved flere ulike metoder ved å velge passende kontrollparametere for kontrolleren, to ulike metoder er presentert i [64]. En av metodene gir et andreordenssystem som kan behandles på tilsvarende måte som PLLen og strømkontrolleren for å finne passende PI parametere. For å finne andregrads-uttrykket til systemet trengs dynamikken til systemet, som i dette tilfellet er DC-linken.



Forholdet mellom DC-link spenningen  $V_{dc}$  og strømmen  $i_c$  som flyter inn i DC-link kondensatoren  $C_2$  er gitt i formel 3.18.

$$G_{DC}(s) = \frac{U(s)}{I(s)} = \frac{1}{sC_2} \quad (3.18)$$

For en endring i last kan lukketsløyfe transferfunksjonen til figur 3.15 med figuren i 3.18 som systemmodell, skrives som 3.19.

$$\frac{G_{DC}}{1 + G_{PI}G_{DC}} = \frac{\frac{s}{C_2}}{s^2 + s\frac{k_p}{C_2} + \frac{k_i}{C_2}} \quad (3.19)$$

Videre kan standarduttrykket for et andreordens systemer sammenliknes med nevneren i 3.19, som vist i 3.20.

$$s^2 + s\frac{k_p}{C_2} + \frac{k_i}{C_2} = s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2 \quad (3.20)$$

PI parametrene  $k_i$  og  $k_p$  beregnes med 3.21 for å oppfølge likningen i 3.20.

$$\rightarrow k_p = 2C_2\zeta\omega_n \quad \wedge \quad k_i = C_2\omega_n^2 \quad (3.21)$$

Den naturlige frekvensen  $\omega_n$  og dempningsfaktoren  $\zeta$  velges for å bestemme dynamikken til sløyfen på tilsvarende måte som beskrevet i delseksjon 3.3.2 og 3.3.3. Da denne sløyfen er en ytre sløyfe av to, bør denne være designet til å ha en tregere respons enn strømsløyfene, som er indre sløyfe.

### 3.4 Simuleringsmodell for BESS

En simuleringsmodell for et BESS er bygget i Simulink ved bruk av blokker fra *Simscape Electrical Specialized Power System*. Simuleringene for modellen gjennomføres i discrete domenet. Sampletiden som brukes for å løse differensiallikningen til den elektriske kretsen er valgt til  $1\mu s$ . Sampletiden spesifiseres bare i Powergui blokken. Sampletiden i programmets discrete blokker settes til  $-1$  som indikerer at sampletiden er *inherited* som vil si at Simulink finner den beste sampletiden for blokken. I solveren til simuleringen benyttes variable steg for å redusere simuleringstiden og *automatisk solver selection* som gir Simulink mulighet til å velge solver typen programmet mener passer best til simuleringen.

Simuleringsmodellen for BESS er bygget som et to-steps BESS bestående av en *Buck and Boost* konverter og en *Three Phase two-level* konverter. BESS er designet etter systemparametrene i tabell 3.1. Filterkomponentene for LCL filteret og *Buck and Boost* konverteren er vist i tabell 3.2 og 3.3. Kontrollsystemet til *Buck and Boost* konverteren er designet som to kaskadekoblede kontrollsløyfer, en indre strømsløyfe og en ytre spenningsløyfe, for hvert av driftsmodusene som beskrevet i seksjon 3.2. Kontrollsystemet til *Three Phase two-level* konverteren består av PWM modulen presentert i delseksjon 2.3.2, en PLL presenter i delseksjon 3.3.2, indre strømsløyfer som presentert i delseksjon 3.3.3, en ytre effektberegningsmodul som presentert i delseksjon 3.3.5, og en ytre spenningsløyfe for DC-link kontroll i likerettermodus som presentert i delseksjon 3.3.6. Regulatorparametrene til kontrollsystemene er vist i tabell 3.4 og 3.5.

Regulator	Proporsjonal forsterking $K_p$	Integrasjons forsterkning $K_i$
Boost Strøm	0,00015	0,02
Boost Spenning	35	25500
Buck Strøm	0,00002	0,5
Buck Spenning	2	4500

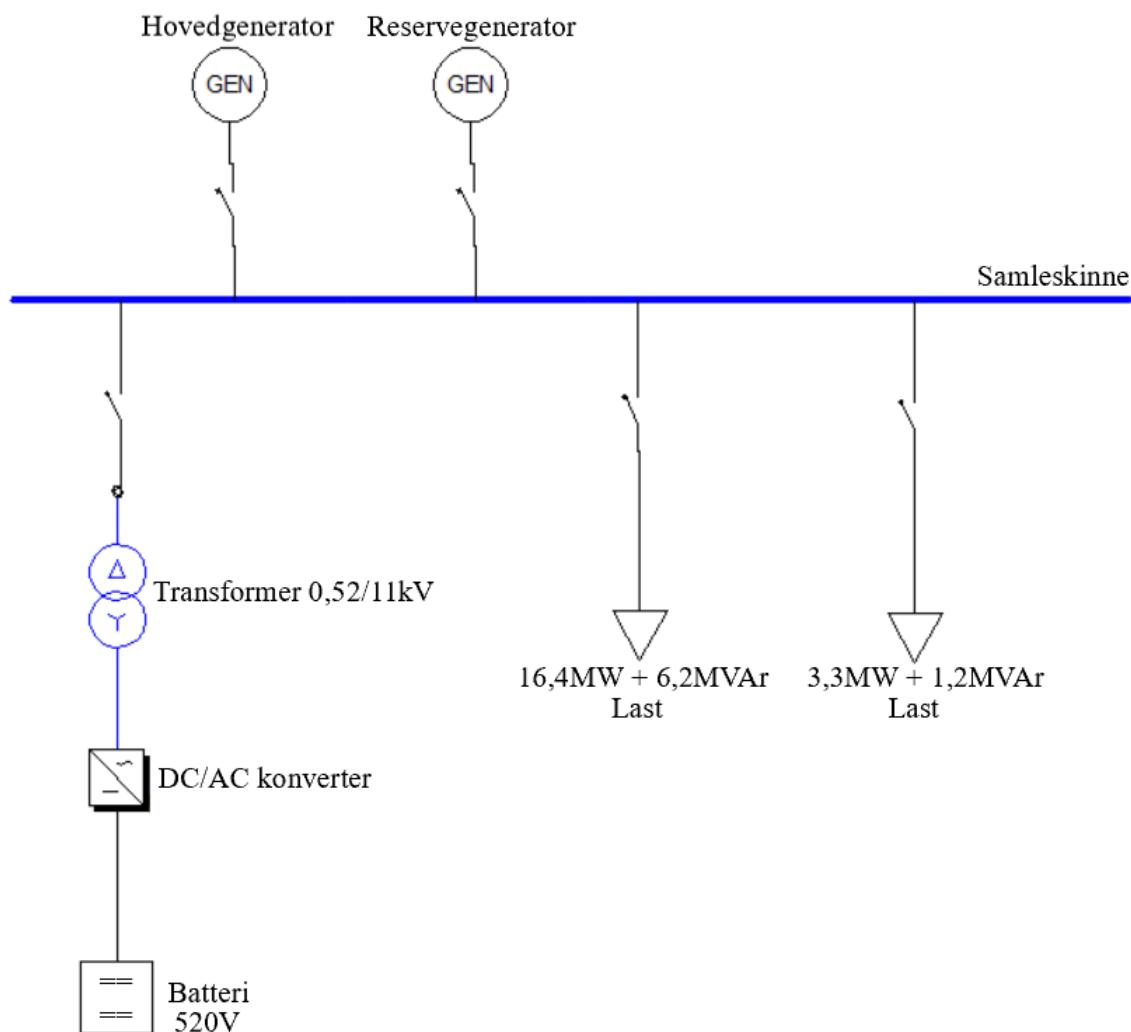
Tabell 3.4: Proporsjonal- og integrasjonsforsterkning til strøm- og spenningsregulatorer for *Buck and Boost* konverterens reguleringsystem. Regulatorparametrene er gjeldene for simuleringsmodellen til BESS.

Regulator	Proporsjonal forsterking $K_p$	Integrasjons forsterkning $K_i$
Strøm	0,018	3,175
DC-link	30,159	3947,84
PLL	-188,3	-3899755,3

Tabell 3.5: Proporsjonal- og integrasjonsforsterkning til strøm-, DC-link- og PLL regulatorer for *Three Phase two-level* konverterens reguleringsystem. Regulatorparametrene er gjeldene for simuleringsmodellen til BESS.

### 3.5 Scenariobeskrivelse for transientanalyse

Et en linje skjema av et forenklet mikronett i øydrift fra en oljeplattform er vist i figur 3.16. De ulike lastene til systemet er samlet til to lastgrener. Den ene lastgrenen gir reservelast,  $3,3\text{MW} + 1,2\text{MVAr}$ , imens den andre lastgrenen gir resterende last,  $16,4\text{MW} + 6,2\text{MVAr}$ , for å oppnå en totallast på  $19,7\text{MW} + 7,4\text{MVAr}$ . I normaldrift leverer hovedgeneratoren effekt til begge lasten alene. For dette scenariet skal hovedgenerator trippes når systemet er i likevekt. Når hovedgeneratoren tripper skal batteriet bidra med spinning-reserve ved å ta over totallasten og levere effekt til nettet for å opprettholde leveringskvalitet, spenningsnivået og nettfrekvensen. Laten reduseres til reservelast av et lastavkastningssystem, resterende lastgren kobles ut, etter  $200\text{ms}$ . Batteriet må da kunne justere ned produksjonen og holde nettet stabilt frem til en reservegenerator kan overta belastningen, eller hovedgeneratoren er i stand til å levere ønsket effekt igjen.



Figur 3.16: Forenklet en-linje kretsskjema av oppgavescenario.

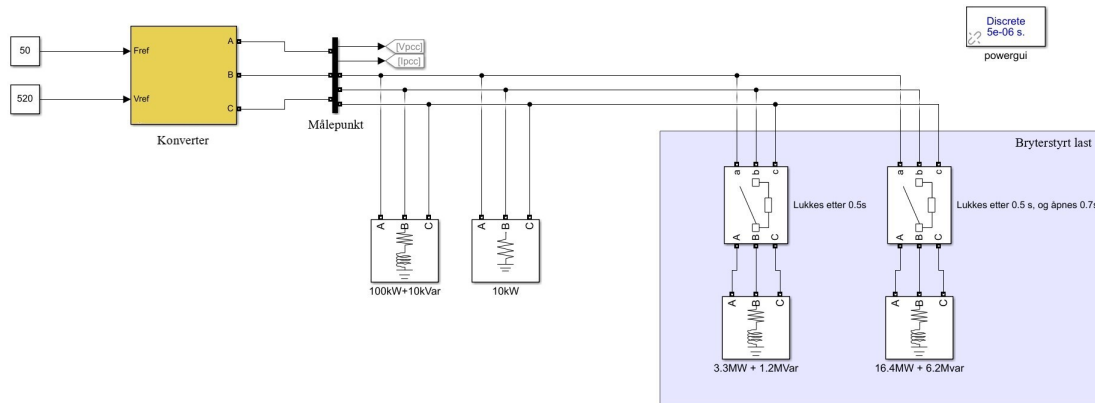
### 3.6 Simuleringsmodell for transient spenning- og frekvensanalyse

En simuleringsmodell for transient spenning- og frekvensanalyse er bygget i Simulink ved bruk av blokker fra *Simscape Eletrical Specialized Power System*. Simuleringene for modellen gjennomføres i discrete domenet. Sampletiden som brukes for å løse differensiallikningen til den elektriske kretsen er valgt til  $5\mu s$ . Sampletiden spesifiseres i Powergui blokken og discrete blokker. I solveren til simuleringen benyttes faste steg og *descret solver non continuous state*. Denne konfigurasjonen gjør modellen mer passende for sanntid implementering med en mikrokontroller.

En oversikt over simuleringsmodellen for transient spennings- og frekvensanalyse er vist i figur 3.17. Simuleringsmodellen implementerer scenariet beskrevet i 3.5. Lastendringene som påsettes BESS etter at hovedgenerator tripper modelleres ved bryterstyrte lasten. Modellen består av to stasjonære laster og to dynamiske laster som kan kobles inn og ut med brytere. Referansefrekvensen,  $50Hz$  og referanse RMS-spenningen,  $520V$ , til systemet sendes inn i en vekselrettermodell, som er modellert til å ha egenskapene til et BESS som kan styre nettets AC-spenning og frekvens. vekselrettermodellen er vist i figur 3.18 og beskrevet i delseksjon 3.6.1. For å undersøke responsen til vekselretteren for store lastendringer er det nødvendig at den er synkronisert med lastsystemet når endringen inntreffer. Dette for å hindre at oppstartstransienter påvirker responsen til lastendringen. I modellen benyttes de konstante lastgreinene,  $100kW + 10kVAr$  og  $10kW$ , til å holde vekselretteren innkoblet i systemet frem til de store lastendringene inntreffer. Bryterene som kobler inn og ut  $3,3MW + 1,2MVAr$  og  $16,4MW + 6,2MVAr$  kobles inn etter  $500ms$  ut i simuleringen. Denne lastendringen belaster vekselretteren med  $19,7MW + 7,4MVAr$  og skal presentere lasten som frem til innkoblingsøyeblikket har blitt driftet av hovedgenerator.  $200ms$  etter innkobling av bryterene,  $700ms$  ut i simuleringen, kobles  $16,4MW + 6,2MVAr$  lasten ut. Utkoblingen av lastgrenen er modellert til å gi samme effekt som lastavkastningsystemet som kobler ut overflødig last fra scenariet. Hendelsene i simuleringsmodellen er oppsummert i tabell 3.6. Målinger for testing av modellen utføres i målepunktet.

Tid [s]	Last [MW + MVAr]	Beskrivelse
$< 0,5$	$0,11 + 0,01$	Last som holder vekselretter innkoblet
$0,5 < 0,7$	$19,81 + 7,41$	Generator trip, lasten som generator har driftet overføres til vekselretter
$0,7 <$	$3,41 + 1,21$	Lastavkastning, systemet kobler ut overflødiglast

Tabell 3.6: Lastendringer for simuleringsmodell for store lastendringer med inn- og utkobling tidspunkt og beskrivelse av hvilken hendelse lastendringen skal forestille.



Figur 3.17: Designet simuleringsmodell for transientanalyse av spenning og frekvens fra Simulink for vekselretter i vekselretterdrift ved ulike lasttilfeller.

### 3.6.1 Vekselrettermodell

Vekselrettermodell med kontrollblokker benyttet i simuleringsmodell for transient spenning- og frekvensanalyse er vist i figur 3.18. vekselrettermodellen består av en blokk som representerer en *Three Phase two-level* vekselretter og tre blokker som utgjør et LCL filter. Oppsettet er en forenkling av konverteren beskrevet i 3.3. vekselrettermodellen er koblet til en ideell spenningskilde,  $V_{dc}$ , på DC-siden og en utgang for hver fase på AC-siden.  $V_{dc}$  skal presentere systemets DC-link og er satt til en konstant DC-spenning på 1000V. Ved bruk av en ideell spenningskilde neglisjeres DC-DC konverteren og en potensiell batterimodell sin påvirkning på systemresponsen.

Kontrollsystemet til vekselretteren består av en indre strømsløyfe, en ytre spenningsløyfe, en fasevinkel beregningsmodul og PWM for DC/AC konvertere. Strømsløyfen, spenningsløyfen og PWM er bygget og designet som beskrevet henholdsvis i 3.3.3, 3.3.5 og 3.3.1. Fasevinkel beregningsmodulen benyttes til å produsere et fasevinkel signal for referansfrekvensen til systemet. Signalet er nødvendig for Park- og Clark transformasjon av strøm og spenning til riktig frekvens. Fordi simuleringsmodellen ikke er koblet til andre produksjonsheter eller eksternt nett må vekselrettermodulen ha egenskapen til å styre nettfrekvensen. For å oppfylle dette kravet benyttes en fasevinkel beregningsmodul. Modulen er beskrevet i 3.3.2.

Vekselrettermodellen er designet for å bidra med spinning-reserve for å opprettholde stabil AC-spenning og frekvens i et mikronett i øydrift ved last endringer. For å kunne undersøke hvordan vekselretterens størrelse påvirker utgangs effekt-, frekvens- og spenningsrespons ved lastendringer, er det nødvendig å kunne justere modellens nominell verdi. For at simuleringsmodellen skal ha denne funksjonen er vekselretteren forenklet i per unit verdier. Ved å benytte per unit velges regulatorparametrene til strøm og spenningsregulatorene for per unit verdier, og vil derfor være like uavhengig av vekselretterens størrelse. Regulatorparametrene for kontrollsløyfene er funnet ved eksperimentell testing. Parametrene er gitt i tabell 3.7.

LCL filterkomponentene til simuleringsmodellen er beregnet i per unit. For å generali-

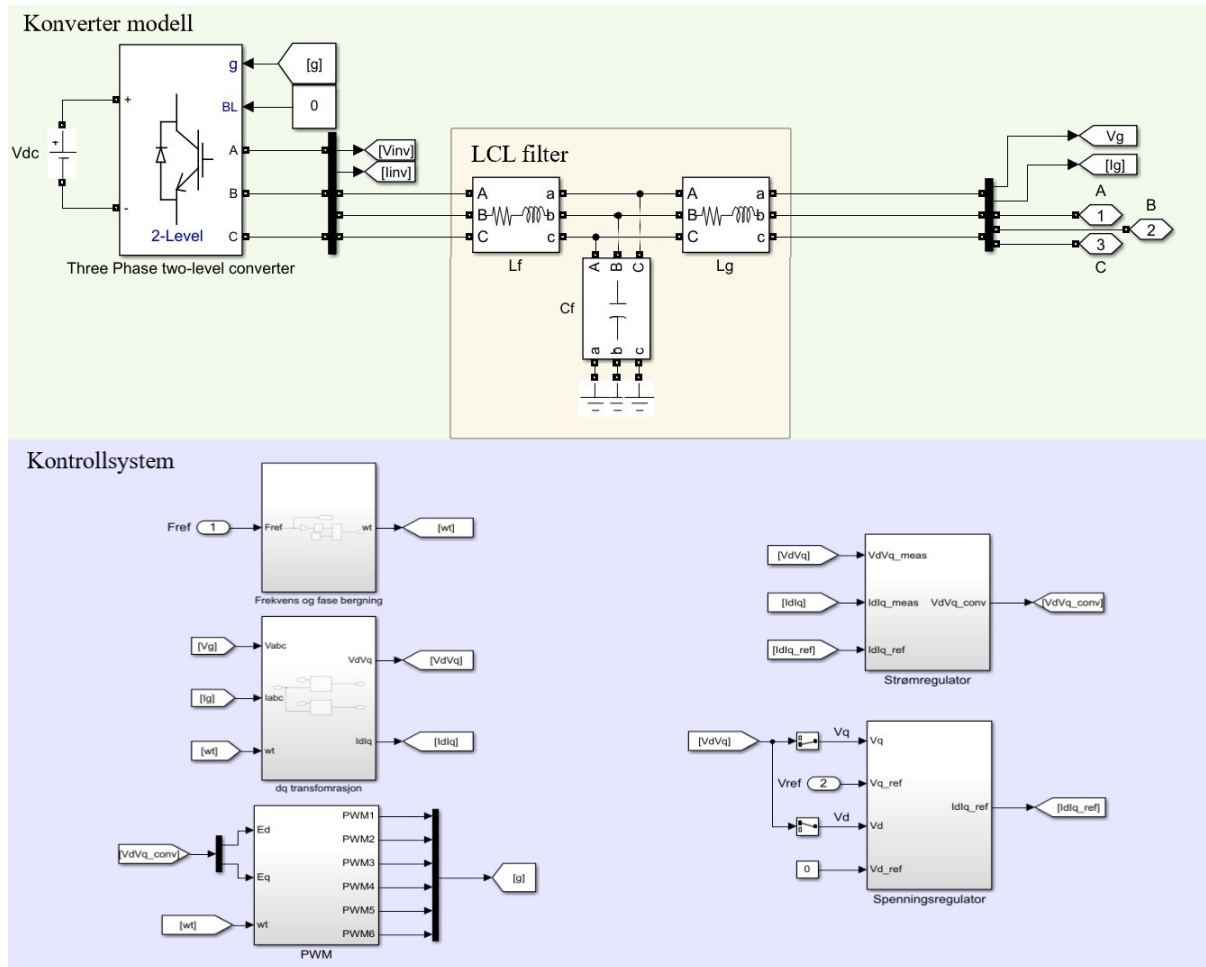
Regulator	Proporsjonal forsterkning $K_p$	Integrasjons forsterkning $K_i$
Strøm	0,3	20
Spenning	2	14

Tabell 3.7: Proporsjonal- og integrasjonsforsterkning for strøm- og spenningsregulatorer. Parametrene gjelder for for simuleringsmodell for transient spenning- og frekvens analyse.

sere beregningen og filterets påvirkning på modellens respons, benyttes standard prosentdel av per unit verdiene til komponentene for filterdesign. Filterkondensatoren er satt til 2.5% av per unit verdien til en kondensator. Denne prosentandelen er valgt på grunnlag av at anbefalt effekttap over filterkondensatoren er mindre enn 5% for nominelle verdier. For å finne endelig filterkondensatorverdi er det videre anbefalt å begynne med halvparten av verdien som gir maksimalt effekttap og justere oppover for å oppfylle ønskede spesifikasjoner. For å generalisere filterkondensatorens verdi er halvparten av verdien som gir maksimalt effekttap i filterkondensatoren,  $0.5 \cdot 5\% = 2.5\%$ , valgt som prosentandel av per unit verdien til en kondensator. Hver av filterspolene er satt til 2.5% av per unit verdiene til en spole. Dette for å oppnå et simpelt filter som oppfyller anbefalingen for maksimal filterspole verdi på  $0.1 pu$ .. Nevnte anbefalinger er beskrevet i prosedyren for LCL filter design 2.4.2.

Filterkomponent	Magnitudo [Per unit]
Filterkondensator, $C_f$	0,025
Vekselrettersidespole, $L_f$	0,05
Nett-sidespole, $L_g$	0,05

Tabell 3.8: Beregnede LCL filterkomponenter i per unit. parametrene gjelder for for simuleringsmodell for transient spenning- og frekvensanalyse.



Figur 3.18: Designet vekselrettermodell for transientanalyse av spenning og frekvens fra Simulink med LCL filter og kontrollsystemblokker.





# Kapittel 4

## Resultater

I dette kapitlet presenteres tester og resultater for utførte simuleringstester. I første seksjon beskrives tester og resultater for BESS modellen beskrevet i 3.4. I andre seksjon beskrives tester og resultater for modellen for transient spenning- og frekvensanalyse beskrevet i 3.6.

### 4.1 Simuleringsresultater for BESS modell

I denne seksjonen vil funksjonaliteten til ulike deler av BESS modellen presentert i 3.4 testes. Valg av tester er valgt for å illustrere funksjonaliteten til systemet med hensyn på målene beskrevet i 1.2. Simuleringsmodellen for seksjonens tester vil variere for å kunne fremheve de ulike modulenes ytelse og funksjonalitet.

Reaktiv effektreferanse er satt til null for alle seksjonens tester, altså vil effektfaktoren til systemet justeres mot en. Det ønskes å undersøke i hvilken grad BESS kan levere effekt over og under sin nominelle verdi. Av den grunn vil flere av testen i denne seksjonen presse konverteren til å levere effekter 500% over sin nominelle verdi og trekke effekter på 25% av sin nominelle verdi.

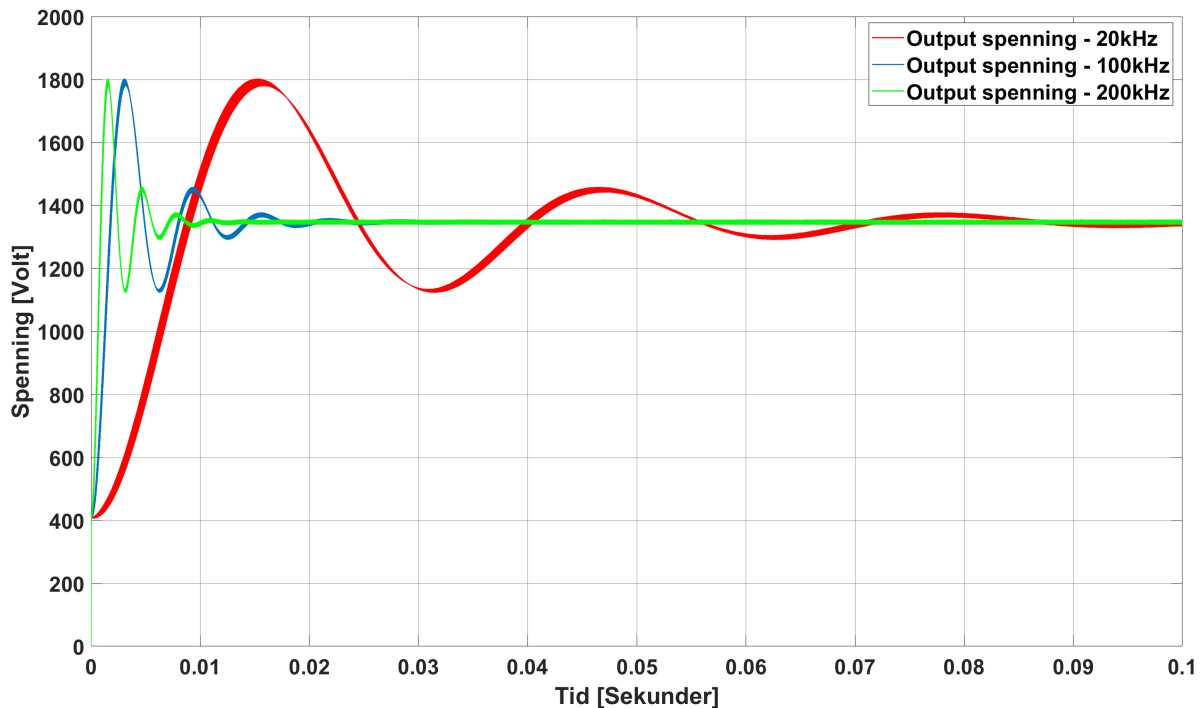
#### 4.1.1 Responstid

BESSets responstid vil ha en avgjørende rolle for i hvilken grad spennings- og frekvenskvaliteten kan holdes innefor gitte grenser. Mulig responstiden for systemet er i hovedsak gitt av tidskonstanten,  $\tau = R/L$  til konverterene. Responssimuleringer for systemets BDC, vist i 3.2, presenteres i kommende seksjon.

Designprosedyren av komponentene for systemets BDC er presentert i 2.4.1. I prosedyren kommer det fram at induktansverdien,  $L$ , kan justeres ved å endre svitsjefrekvens eller strømrivsel. Strømrivsel bør holdes under 10% og gir derfor liten mulighet for justering. For et raskt system er en høy svitsjefrekvens ønskelig, det må likevel bemerkes at høye svitsjefrekvenser fører til høye svitsjetap.

Figur 4.1 viser test av *Buck and Boost* konverterens utgangspennings respons for et arbeidssyklus steg med magnitudo på 0,6 for tre ulike svitsjefrekvenser, 200kHz, 100kHz

og  $20\text{kHz}$ . Dempningsfaktoren er konstant for de tre frekvensene. Grønngraf har en svitsjefrekvens på  $200\text{kHz}$ , blågraf har en svitsjefrekvens på  $100\text{kHz}$  og rødgraf har en svitsjefrekvens på  $20\text{kHz}$ . Frekvensen mellom første og andre svingning for grønn-, blå- og rødgraf er henholdsvis  $320\text{Hz}$ ,  $160\text{Hz}$  og  $32\text{Hz}$ . Som indikerer at forholdet mellom hastigheten til responsen og svitsjefrekvensen er lineært. Altså, ved å øke svitsjefrekvensen fra  $20\text{kHz}$  til  $100\text{kHz}$  blir responsen fem ganger raskere.



Figur 4.1: Utgangspenningsrespons for et arbeidssyklus steg med magnitude på 0,6 for Buck and Boost konverteren. Simuleringen er gjort for tre svitsjefrekvenser med konstant dempningsfaktor, grønngraf =  $200\text{kHz}$ , blågraf =  $100\text{kHz}$  og rødgraf =  $20\text{kHz}$ .

## 4.1.2 Utladningsmodus

I denne underseksjon vil *Buck and Boost*- og *Three Phase two-level* konverterene testes for utladningsmodus. For DC-link spenning ved utlading test benyttes *Buck and Boost* konverteren, presentert i 3.2, sammen med en ideell spenningskilde på lavspenningsiden og et dynamisk stegløstoppsett på høyspenningsiden. Effektflyt gjennom BDAC ved utlading testes ved å benytte *Three Phase two-level* konverteren presentert i 3.3 sammen med en ideell DC-spenningskilde på DC-link siden og en swingbuskilde på AC-siden.

### DC-link spenning ved utlading

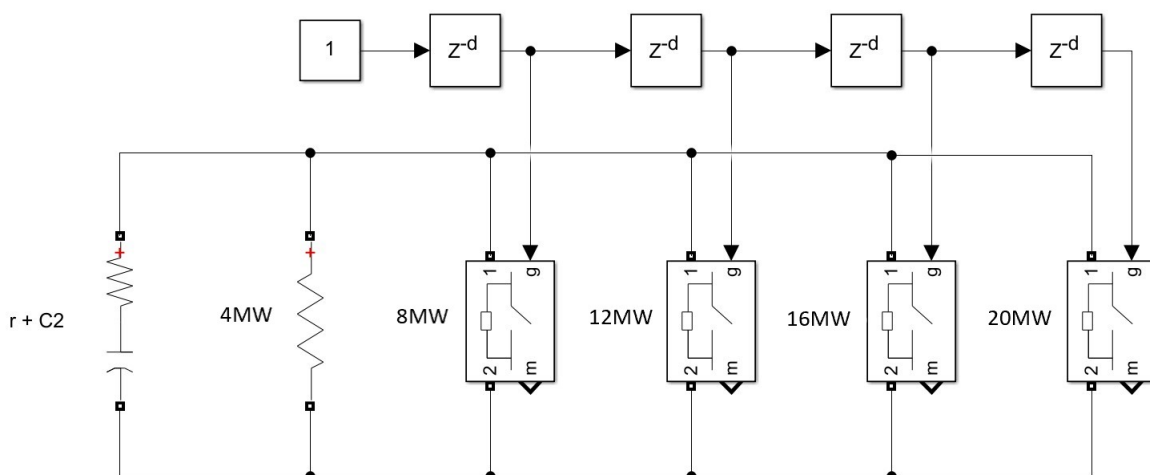
I kommende test blir et stegløstsystem koblet til filter kondensatoren på høyspenningsiden av *Buck and Boost* konverteren. Lasten økes for hvert  $50\text{ms}$ . Simuleringen varer i  $250\text{ms}$ , altså økes lasten totalt fire ganger fra nominell last. Hvert steg øker lasten med  $4\text{MW}$ . Lastsystemet består av en ideell motstand som gir nominell drift og fire ideelle brytere koblet i parallell. Tidsforsinkelseblokker sikrer en forsinkelse mellom

innkobling av motstandene. Oppsettet er vist i figur 4.2. Hver bryter har en indre motstand som fungerer som en lastmotstand når bryteren er lukket. Snubber motstanden til bryterne er mye større enn lastmotstandene og kan derfor neglisjeres når bryterne er åpne. Ved start av simuleringen er alle brytere åpne, som gir en start effekt på  $4MW$ . Kondensatoren i oppsettet er filterkondensatoren i DC-linken mellom konverterene, og er hentet fra høyspenningssiden til modellen i 3.2. Testen undersøker i hvilken grad konverteren klarer å opprettholde stabil DC-link spenning over lasten for ulike lastbetingelser. For å unngå oppstartstransienter forutasket av opplading av kondensatorer ved start fra null, startes testen ved at DC-link kondensatoren  $C_2$  har en iboende spenningsverdi på  $1000V$ . Total last påsatt systemet med hensyn på tid kan observeres i tabell 4.1. Tabellen gir informasjon om DC-linkens transiente spenningsfall, stabiliserings tid og likevekts spenningsripping.

Tid [s]	Last [MW]	Spenningsfall [V]	Stabiliserings tid [ms]	Spenningsripping [V]
< 0,05	4	141	16	9,8
< 0,10	8	92	14	19
< 0,15	12	88	16	30
< 0,20	16	84	16	41
< 0,25	20	83	22	53

Tabell 4.1: DC-Link utgangsspenningsrespons for Buck and Boost konverteren ved fem dynamiske lasttilfeller i utladingsmodus.

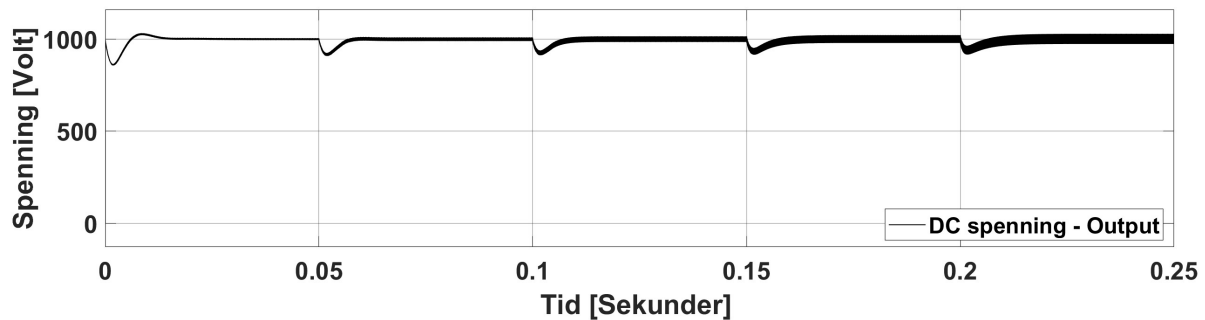
Grafene for DC-link spenningen og tilhørende strøm er vist i figur 4.3. Ved start av simulering oppstår et spenningsfall som PI kontrollerene utligner. Hver gang det kobles inne en ny last oppstår et nytt spenningsfall. Resultatene viser at simuleringen er stabil for alle de utprøvde lastnivåene.



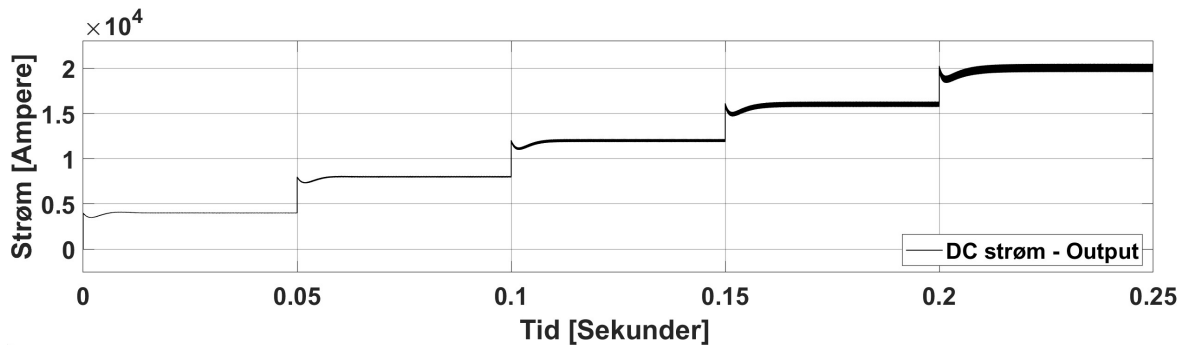
Figur 4.2: Oppsett av dynamisk stegsystem for Buck and Boost konverteren.

### Effektflukt gjennom BDAC ved utlading

I kommende test testes *Three Phase two-level* konverteren i vekselrettermodus. Hvor konverterens evne til å sende aktiv effekt fra DC-link siden til hovednettet undersøkes.



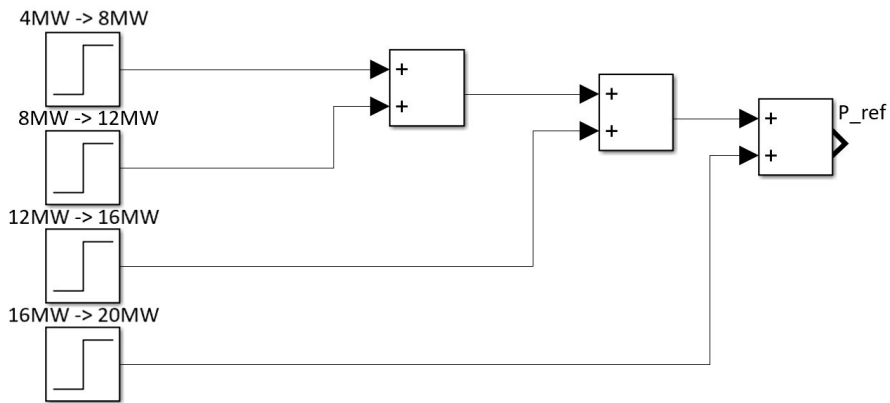
(a) DC-Link utgangsspenningsrespons for konstant DC-link spenning ved fem lastøkninger i utladingsmodus.



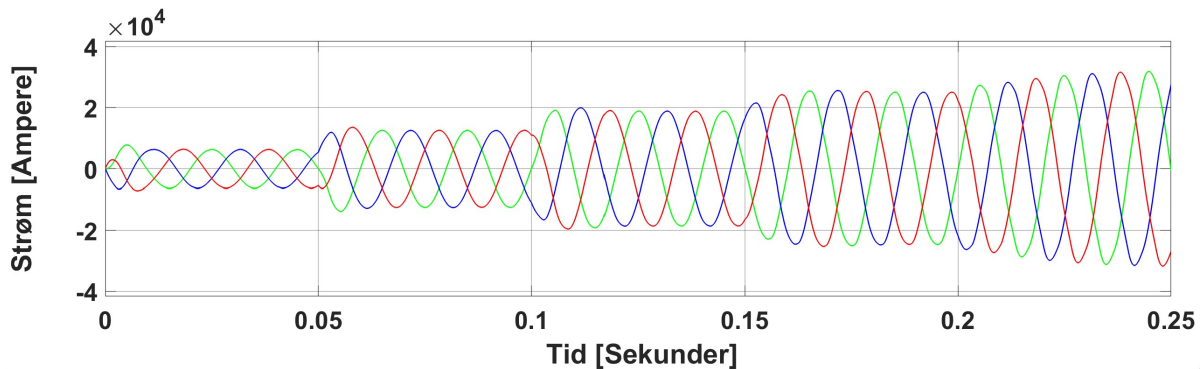
(b) Utgangstrømrespons for konstant DC-link spenning ved fem lastøkninger i utladingsmodus.

Figur 4.3: Simuleringsresultat for utgangsstrøm og utgangsspenning ved DC-link for fem lastilfeller. Simuleringene er fra Buck and Boost konverteren i utladingsmodus.

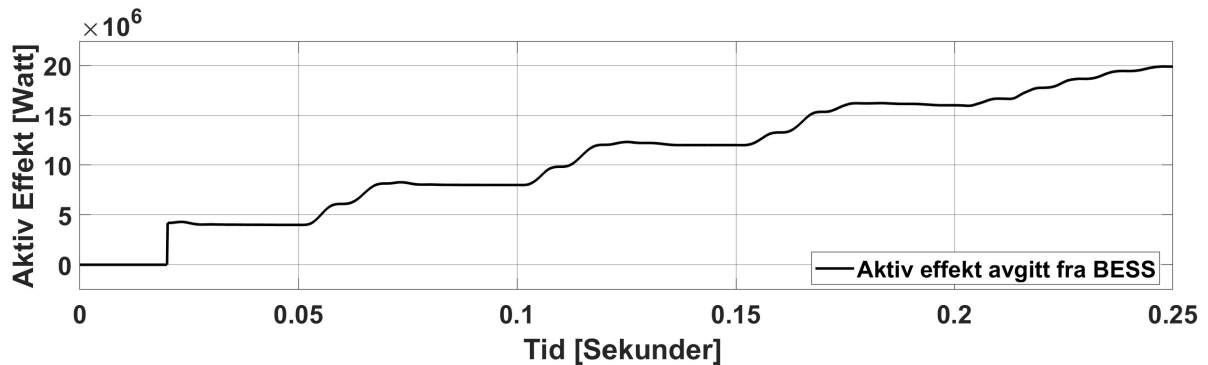
Simuleringen varer i 250ms, og lasten økes fire ganger. Effektnivåene er tilsvarende som for DC-link kontroll testen, 4MW, 8MW, 12MW, 16MW og 20MW. På bakgrunn av at det er koblet en ideell spenningskilde på DC-siden av konverteren og en swingbuskilde på AC-siden av konverteren, styres størrelsen på lastenflyten i systemet ved å justere referanseverdien til den aktive effekten med det dynamiske effektstyringsoppsettet vist figur 4.4. Stegblokkene har innebygde tidsforsinkelser som kan justeres slik at det oppstår en lastøking hvert 50ms. Den første stegblokken er satt til 4MW ved oppstart og 8MW som endelig verdi. De andre stegblokkene er satt til null som startverdi og 4MW som endelig verdi. Grafene fra simuleringen av AC-strøm ved nett-siden og effektflyten fra nett-siden er vist i figur 4.5. Effektgrafen i figur 4.5b har en tidsforsinkelse ved oppstart på en syklus i simuleringen, 20ms, som skyldes en innstilling i beregningsblokken fra Simulink. I denne perioden holdes blokkens iboende spennings- og strømverdier konstante, som for aktuelt tilfelle er null. Resultatene fra grafene viser at utgangsstrømmen fra konverteren er stabil for alle lastilfeller, og at den aktive effekten når sine likevekts referanseverdier innenfor simuleringstiden.



Figur 4.4: Oppsett for dynamisk aktiv effektstyring for effektflyt gjennom Three Phase two-level konverteren.



(a) Utgangs AC-strømrespons for konstant RMS-spenning, 520V, for fem effektnivåer i utladingsmodus.



(b) Avgitt aktiv effektrespons til swingbuskilde for fem effektnivåer ved utladingsmodus.

Figur 4.5: Simuleringsresultat for utgangstrøm og aktiv effekt for fem effektnivåer. Simuleringene er fra Three Phase two-level konverteren i utladingsmodus.

### 4.1.3 Lademodus

I denne underseksjon vil *Buck and Boost*- og *Three Phase two-level* konverterene testes for lademodus. For batterispenning ved lading-testen benyttes *Buck and Boost* Konverteren presentert i 3.2 sammen med en ideell spenningskilde på høyspenningsiden og et dynamisk steglasteroppsett på lavspenningsiden. Effektflyt gjennom BDAC ved lading testes ved å benytte *Three Phase two-level* konverteren presentert i 3.3 sammen med en ideell DC-spenningskilde på DC-link siden og en swingbuskilde på AC-siden. For DC-link spenning ved lading testen er hele systemet sammenkoblet, hvor filterkondensatoren i DC-linken er bindeleddet mellom *Buck and Boost* konverteren og *Three Phase two-level* konverteren. AC-siden av systemet er koblet til en swingbuskilde, imens lavspenningsiden til *Buck and Boost* konverteren er koblet til et dynamisk steglasteroppsett.

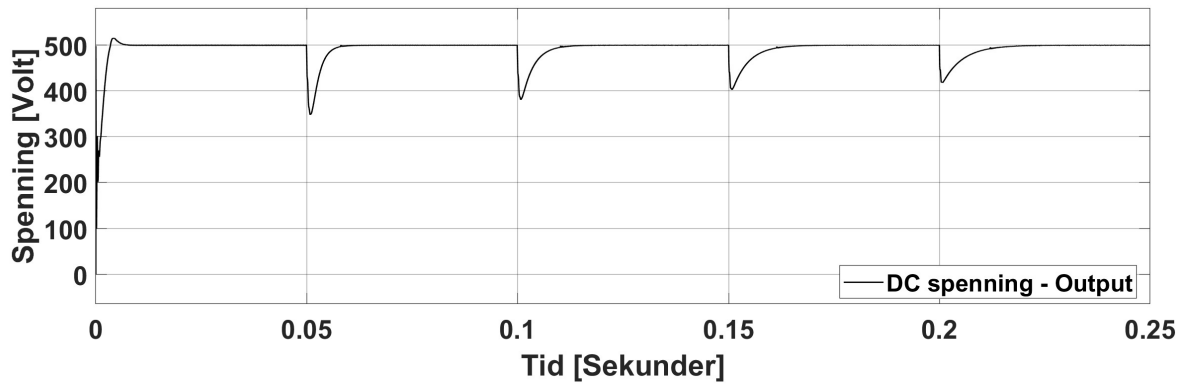
#### Batterispenning ved lading

I kommende test blir en steglaster koblet til batterisiden av *Buck and Boost* konverteren. Simuleringen varer i 250ms og lasten økes for hvert 50ms. Steglasteroppsettet er en modellert versjon av oppsettet brukt for utladingstesten, vist i figur 4.2. Kondensatoren i oppsettet  $C_2$  erstattes med lavspenningskondensatoren  $C_1$  fra modellen i 3.2.  $C_1$  er ved oppstart satt til å ha en iboende spenningsverdi på 500V for å hindre opplading av kondensatoren skal påvirke oppstartstransienten. Effektnivåene for steglasteroppsettet for batteritesten endres fra, 4MW, 8MW, 12MW, 16MW og 20MW, til henholdsvis 1MW, 2MW, 3MW, 4MW og 5MW. Testen undersøker i hvilken grad konverteren klarer å opprettholde stabil spenning på batterisiden for ulike lastbetingelser. Total last påsatt systemet med hensyn på tid kan observeres i tabell 4.2. Tabellen gir informasjon om batteriets transiente spenningsfall, stabiliseringstid og likevektsspenningsripping.

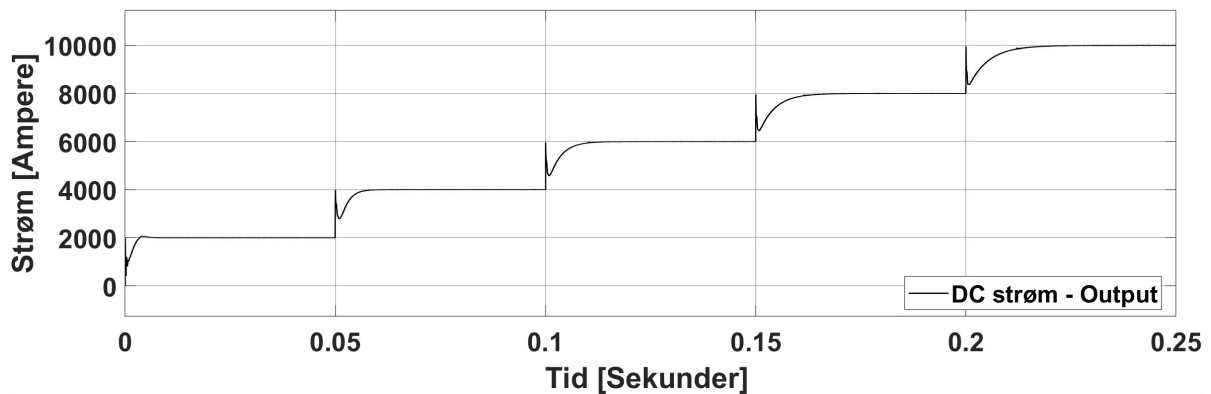
Tid [s]	Last [MW]	Spenningsfall [V]	Stabiliserings tid [ms]	Spenningsripping [V]
< 0,05	1	—	8	2,6
< 0,10	2	150	12	1,4
< 0,15	3	120	18	1,2
< 0,20	4	97	25	1
< 0,25	5	81	25	1

Tabell 4.2: Batterispenningsrespons for *Buck and Boost* konverteren ved fem dynamiske lasttilfeller i lademodus.

Grafene for batterisidespenningen og tilhørende strøm er vist i figur 4.6. Ved start av simulering oppstår et betydelig spenningsfall som PI kontrollerene utligner. Hver gang det kobles inn en ny last oppstår et nytt spenningsfall. Resultatene viser at simuleringen er stabil for alle de utprøvde lastnivåene.



(a) Batterisideutgangsspenningsrespons for konstant batterispenning ved fem lastøkninger i lademodus.



(b) Batterisideutgangsstrømrespons for konstant batterispenning ved fem lastøkninger i lademodus.

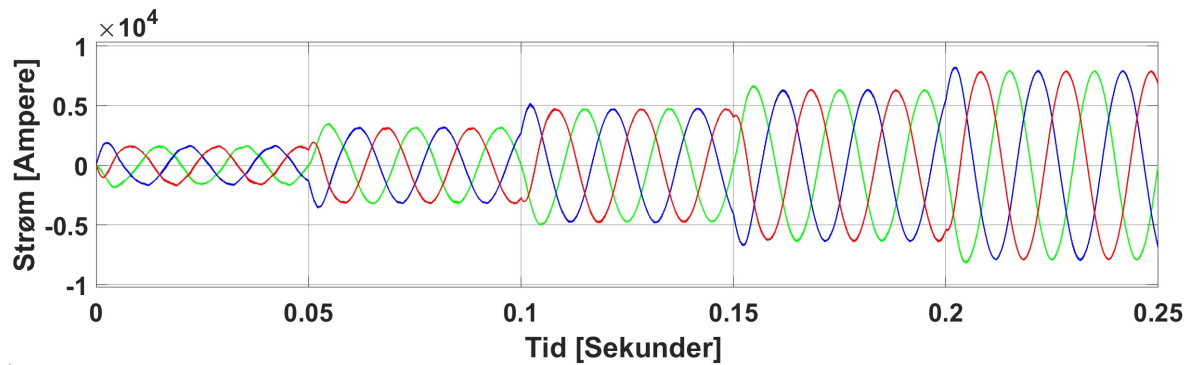
Figur 4.6: Simuleringsresultat for utgangsspenning og utgangsstrøm på batteriside for fem lastilfeller. Simuleringene er fra Buck and Boost konverteren i lademodus.

### Effektflyt gjennom trefasekonverter ved lading

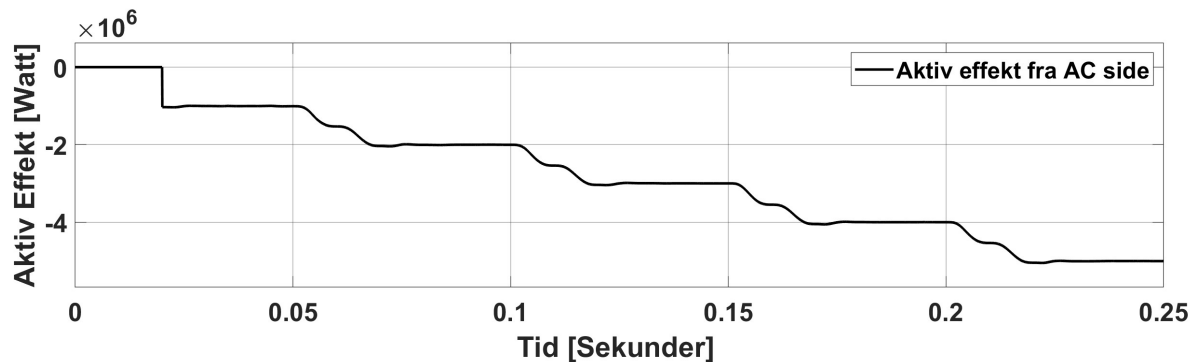
I kommende test testes *Three Phase two-level* konverteren i likerettermodus. Hvor konverterens evne til å sende aktiv effekt fra hovednettet til DC-link siden undersøkes. Simuleringen varer i 250ms, og lasten økes hvert 50ms. Effektnivåene er tilsvarende som for batterispenning testen, 1MW, 2MW, 3MW, 4MW og 5MW. Da det er en ideell spenningskilde på hver side av konverteren benyttes ikke DC-link kontrollen for likeretterdrift for aktuell test. Lastenflyten gjennom konverteren styres dermed ved å justere referanseverdien til den aktive effekten med en modellert versjon av steglatsystemet i figur 4.4. Systemet er modellert til å generere referanseverdier for de nye effektnivåene. Grafene fra simuleringene av AC-strøm ved nett-siden og effektflyten fra nett-siden er vist i figur 4.7. Effektgrafene i figur 4.7b har en tidsforsinkelse på tilsvarende måte som 4.5b ved oppstart på 20ms, som skyldes en innstilling i beregningsblokken fra Simulink. I denne perioden holdes utgangssignalet konstant for inngangsspennings- og inngangsstrømmens oppstartsverdier, som for aktuelt tilfelle er null. Resultatene fra grafene viser at inngangsstrømmen fra konverteren er stabil for alle lastilfeller, og at den aktive effekten fra nettet når sine likevektsreferanseverdier innenfor simuleringstiden.

### DC-link spenning ved lading

I kommende test testes trefasekonverterens evne til å opprettholde en konstant DC-spenning for DC-linken, i likerettermodus, ved lading av batteriet for det sammenkoble-



(a) Inngangs AC-strømrespons fra swingbuskilde for konstant RMS-spenning, 520V, for fem effektnivåer i lademodus.



(b) Avgitt aktiv effektrespons fra swingbuskilde for fem effektnivåer ved lademodus.

Figur 4.7: Simuleringsresultat for inngangstrøm og avgitt aktiv effekt for fem effektnivåer. Simuleringene er fra Three Phase two-level konverteren i lademodus.

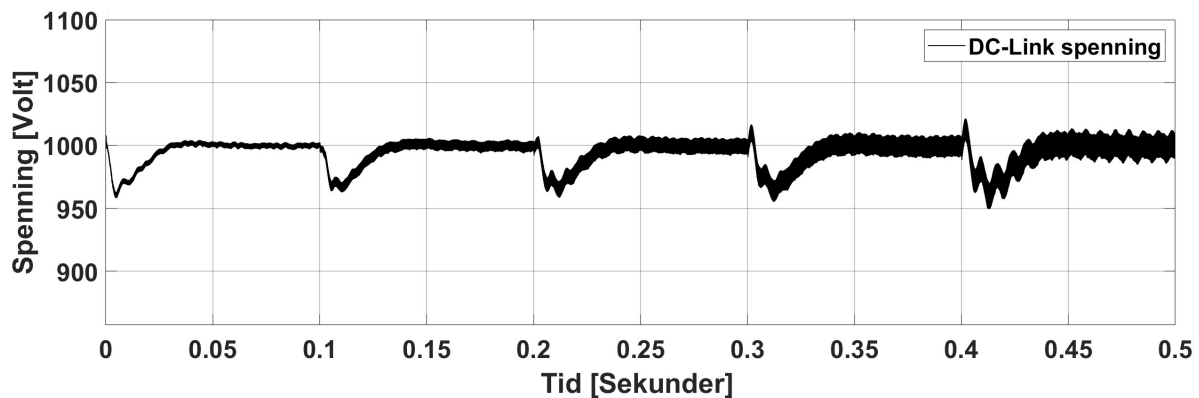
de systemet for ulike lastbetingelser. Steglastsystemet er tilsvarende som benyttet i batterispenning ved lading-testen. Simuleringen varer i 500ms og lasten økes hvert 100ms. Total last påsatt systemet med hensyn på tid er gitt i tabell 4.3. Tabellen gir informasjon om DC-link spennings transiente spenningsfall, stabiliserings tid og likevekts rippel. Grafen for DC-link spenningen i lademodus for gitte lastendringer er vist figur

Tid [s]	Last [MW]	Spenningsfall [V]	Stabiliserings tid [ms]	Spenningsrippel [V]
< 0,1	1	42	35	4,6
< 0,2	2	37,2	38	7,8
< 0,3	3	41	41	12
< 0,4	4	44,1	42	16,1
< 0,5	5	50	43	25,1

Tabell 4.3: DC-Link utgangspenningrespons for det sammenkoblede systemet, med DC-link som bindeledd mellom Buck and Boost- og Three Phase two-level konverteren, ved fem dynamiske lastilfeller i lademodus.

4.8. Ved start av simulering oppstår et betydelig spenningsfall som PI kontrollere utligner. Hver gang det kobles inn en ny last oppstår et nytt spenningsfall. Resultatene viser at simuleringen er stabil for alle de utprøvde lastnivåene.





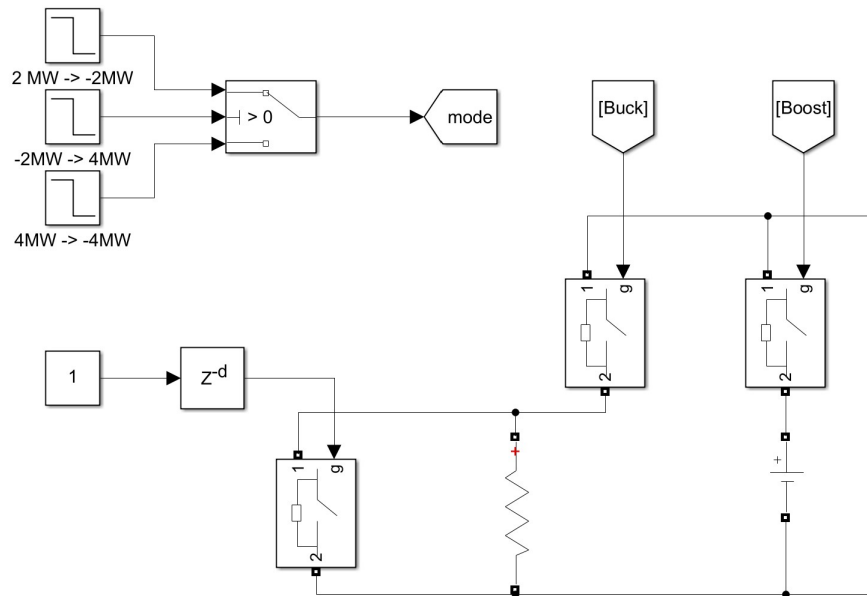
Figur 4.8: DC-Link spenningsrespons for konstant DC-link spenning ved fem lastøkninger i lademodus. Simuleringen er for det sammenkoblede systemet, hvor DC-link kondensatoren er bindeledet mellom Buck and Boost- og Three Phase two-level konverteren.

#### 4.1.4 Toveis drift

I kommende test testes konverterens evne til å bytte strømretning i drift. For toveis drift test benyttes hele det sammenkoblede systemet. Simuleringen varer i 400ms og lasttilfellet endres hvert 100ms. Strømretningen styres ved å veksle mellom en ideell spenningskilde på lavspenningssiden av *Buck and Boost* konverteren og lastmotsander. Oppsettet for steglaster og styring av driftsretning er vist i figur 4.9. "mode" er en boolean som styrer "Buck" og "Boost" signalene, når "mode" er en vil "Boost" også være en, imens "Buck" er null. Motsatt verdi for "mode" gir motstatt verdier for "Buck" og "Boost". Når den ideelle spenningskilden er innkoblet styres lastflytomfanget av referanse verdien til PQ kontrollere. Denne er satt til 2MW for første "Boost" intervall og 4MW for andre "Boost" intervall. Motstanden og den ideelle bryterens indre motstand er 0,125Ω hver og gir dermed last på 2MW alene og 4MW sammen. Motstanden i de to ideelle bryterne som styres av "Buck" og "Boost" signalene er satt til 0,01mΩ for å minimalisere påvirkning. For oppstart av simuleringen er kondensatorene  $C_1$  og  $C_2$  satt til å ha iboende spenningsverdier på henholdsvis 500V og 1000V. For å unngå ustabilitet i PI kontrollerene som bare er i drift for ett av modusene nullstilles disse PI kontrollerene av "mode" signalet. Dette gjelder PI kontrollerene i kontrollsystemet til *Buck and Boost* konverteren og PI kontrolleren i DC-link spenningsløyfen til *Three Phase two-level* konverteren. Tabell 4.4 viser effekt og modus i forhold til simuleringstiden for toveis drift test.

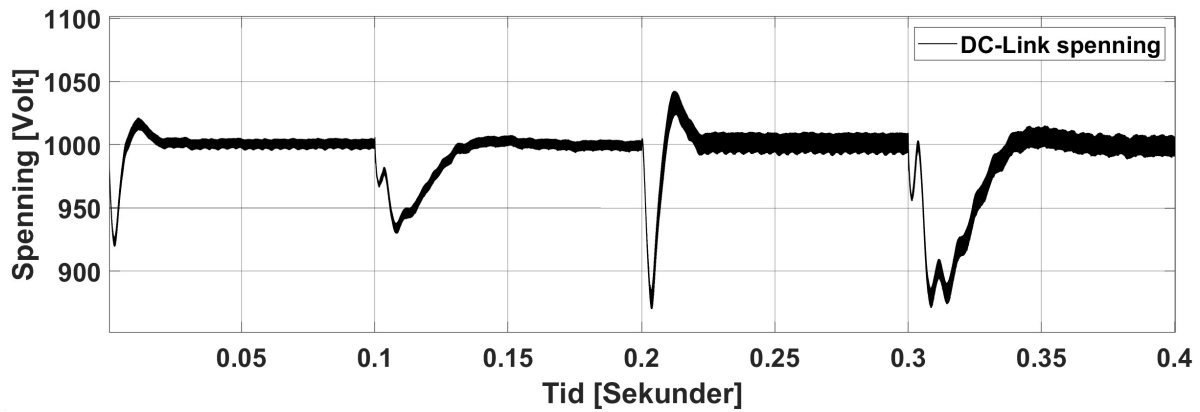
Tid [s]	Last [MW]	Modus
< 0.1	+2	Vekselretter
< 0.2	-2	Likeretter
< 0.3	+4	Vekselretter
< 0.4	-4	Likeretter

Tabell 4.4: Påsatt last og driftmodus for gitte tidsintervaller

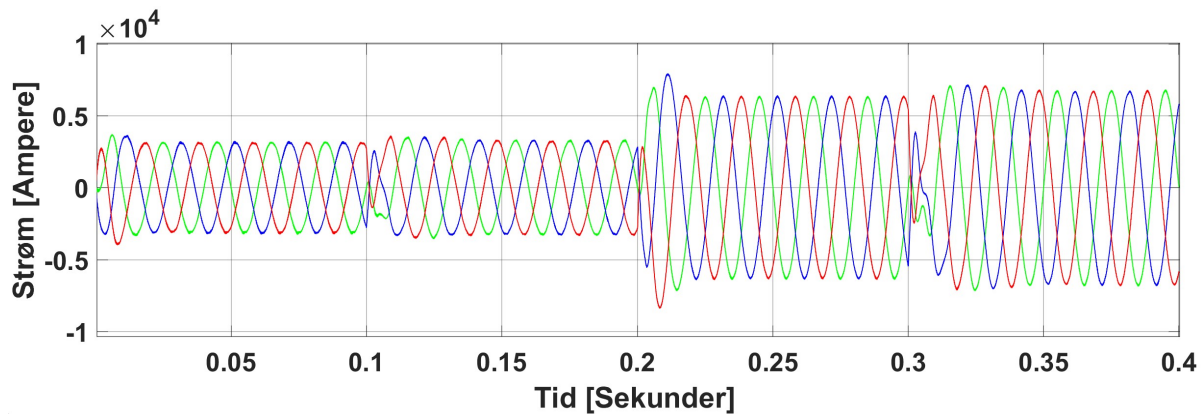


Figur 4.9: Oppsett av dynamisk laststyringsystem for toveis drift av sammenkoblet system, hvor DC-link kondensatoren er bindeledet mellom Buck and Boost- og Three Phase two-level konverteren.

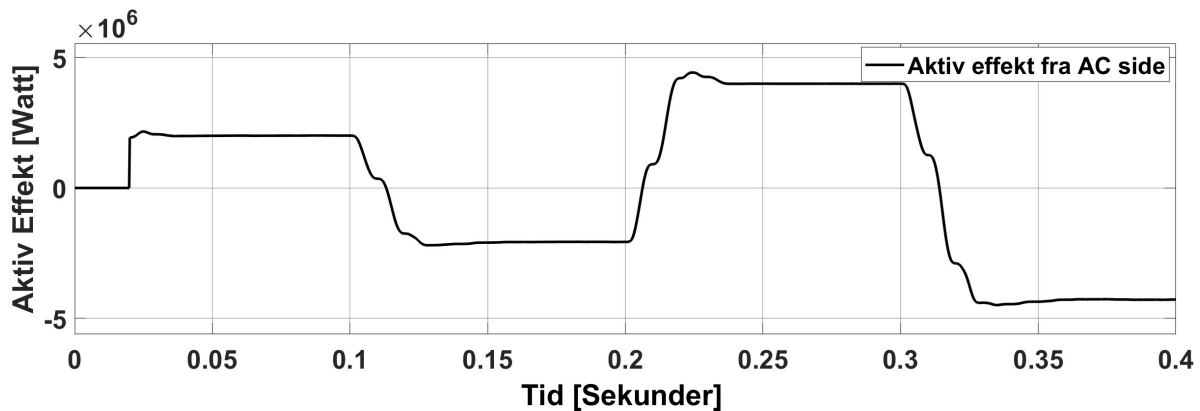
Grafene for aktiv effekt på AC-siden, AC-strøm og DC-link spenning for simuleringen er vist i 4.10. Effektgrafene i 4.10c har en tidsforsinkelse ved oppstart på  $20\text{ms}$ . Forsinkelsen skyldes en innstilling i beregningsblokken fra Simulink. I denne perioden holdes utgangssignalet konstant for inngangsspenningens og inngangstrømmens oppstartsverdier, som for aktuelt tilfelle er null. Resultatene fra simuleringen viser at reguleringen klarer å holde en stabil DC-link spenning og AC-strøm samtidig som effekten når sin referanseverdi for de utprøvde lastbetingelsene.



(a) DC-Link spenningsrespons for konstant DC-link spenning ved endring av driftmodus og lastnivå.



(b) AC-strømsrespons ved swingbuskilde for konstant RMS-spenning, 520V, for endring av driftmodus og lastnivå.



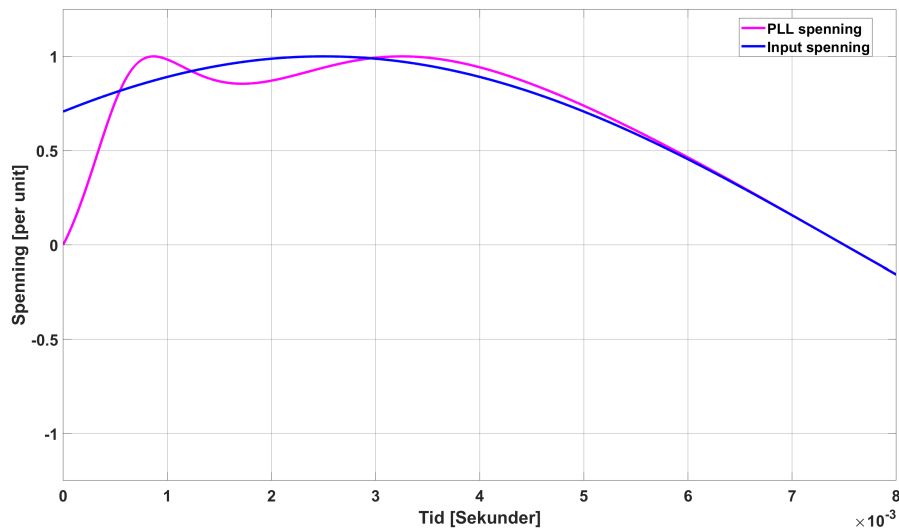
(c) Avgitt aktiv effektrespons fra swingbuskilde for endring av driftmodus og lastnivå.

Figur 4.10: Simuleringsresultat for DC-link spenning, AC-strøm ved swingbuskilde og avgitt aktiv effekt for endring av driftmodus og lastnivå. Simuleringene er fra det sammenkoblede systemet, hvor DC-link kondensatoren er bindeleddet mellom Buck and Boost- og Three Phase two-level konverteren.

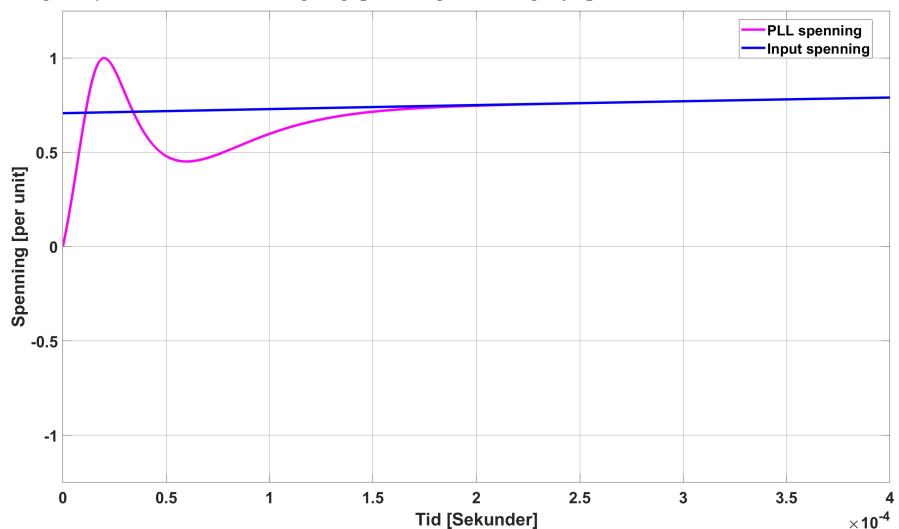
### 4.1.5 Nett-synkronisering

For å analysere systemets nettsynkroniseringseven er PLLen beskrevet i 3.3.2 testet for en inngangsspenning på 50Hz med fase  $30^\circ$ . Resultatene for to ulike PI innstillinger er vist i figurene 4.11. Som det fremkommer av nevnte figurer kan hastigheten til PLLen justeres ved valg av PI parametere. Resultatet i figur 4.11a viser synkronisering av spenning innen 7ms. PI parametere  $k_p$  og  $k_i$ , er beregnet etter prosedyren presentert i 3.3.2. Den naturlige frekvensen  $\omega_n$  er valgt til 1000, imens dempningsfaktoren  $\zeta$  er satt

til 0.8. Resultatet gitt i figur 4.11b gir synkronisering innen  $0.25ms$ . PI parametrene for nevnt resultat er funnet ved bruk av *Simulink auto tuner app*. PI parametrene for de to resultatene er gitt i 4.5. Legg merke til at oppløsningen på x-aksen til figurene i 4.11 er ulik. Oppløsningen på x-aksen til figur 4.11b er 20 ganger mindre enn oppløsningen på x-aksen til 4.11a. Dette er gjort for å visualisere oppførselen til svingingene og stabiliseringsstiden til hver av grafene.



(a) PLL spenningsrespons (Lilla graf) for trege PI regulator parametere. PLL spenningen synkroniseres til inngangspenningen (blå graf) på  $7ms$



(b) PLL spenningsrespons (Lilla graf) for raske PI regulator parametere. PLL spenningen synkroniseres til inngangspenningen (blå graf) på  $0.25ms$

Figur 4.11: Utgangspenningsrespons (Lilla graf) for fasedetektering av inngangspenning (blå graf) på  $50Hz$  med fase  $30^\circ$ .

PI parametere	Synkronisering på $7,5ms$	Synkronisering på $0,25ms$
$k_p$	-5	-188,3
$k_i$	-3125	-3899755,3

Tabell 4.5: To ulike PI parameter innstillinger for PLL

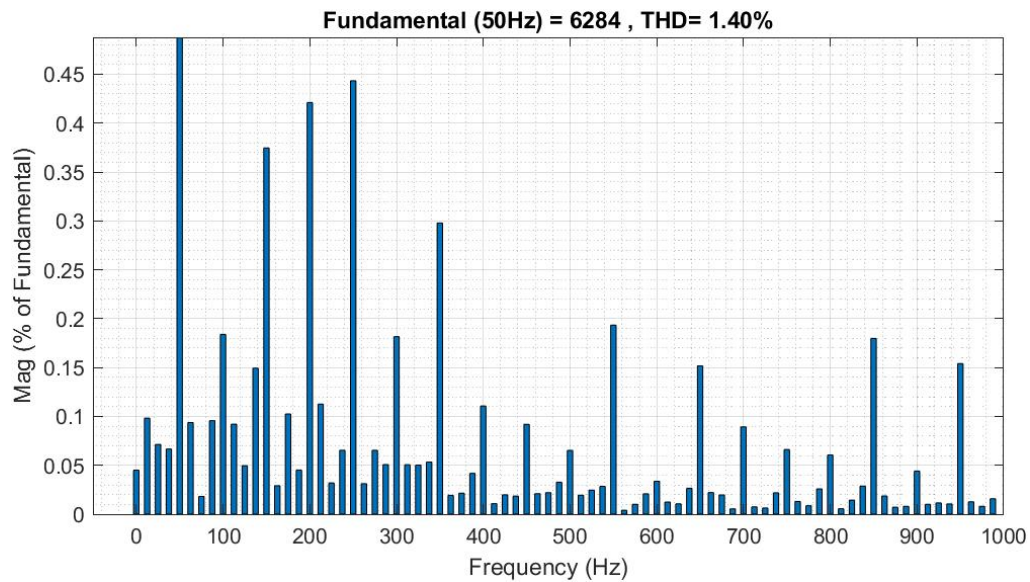
### 4.1.6 LCL filterfunksjonalitet

For undersøke LCL filterets funksjonalitet testes *Three Phase two-level* konverteren, presentert i 3.3, for åtte ulike lastnivåer. DC-siden av konvertermodellen er koblet til en ideell spenningskilde, imens AC-siden er koblet til en swingbuskilde. THD analyse av målt nett-sidestrøm utføres for de ulike lastscenariene for å undersøke ytelsen til LCL filteret for lastnivåer på, over og under sin tiltenkte nominelle verdi.

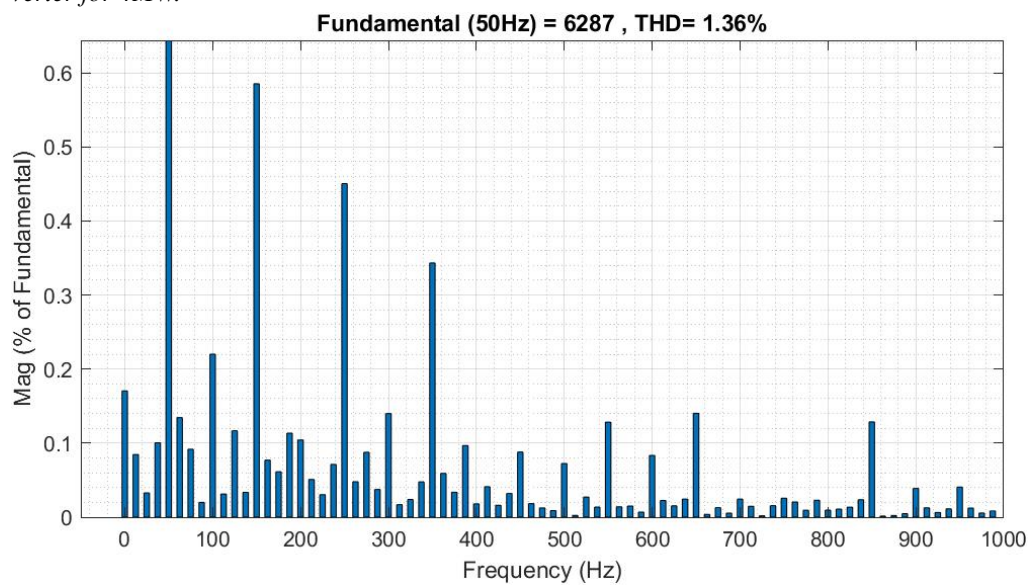
THD analysen utføres med Simulink sin innebygde FFT analysis funksjon. THD beregnes fra  $0.06s$ , for at strømmen skal ha nådd sin likevektsverdi, og fire sykluser videre for hvert lastnivå. FFT algoritmen identifiserer alle harmoniene relative til fundamentalfrekvensen. Maksimalfrekvensen for THD beregning er satt til *Nyquist frekvensen*. Strømmens THD oppgis i prosent for resultatene fra FFT analysene. FFT analysen for nominell drift,  $4MW$ , i likerettermodus og vekselrettermodus er vist i henholdsvis figur 4.12b og figur 4.12a. Tabell 4.6 viser nettstrømmens THD for lastflyt gjennom konverteren fra  $-8MW$  til  $8MW$  med steg på  $2MW$ . Resultatene for THD beregningene viser at THDen til nett-sidestrømmen for de testede lastnivåene er godt innenfor anbefalt grense på  $5\%$  fra IEEE standardene.

Effekt [MW]	2	4	6	8	-2	-4	-6	-8
THD [%]	2,82	1,40	0,93	0,76	2,23	1,36	0,94	0,78

Tabell 4.6: THD i % for nett-sidestrømmen for vekselrettermodus fra  $2MW$  til  $8MW$  og likerettermodus fra  $-2MW$  til  $-8 MW$ , steg på  $2MW$ . Simuleringen er utført med *Three Phase two-level* konverteren.



(a) FFT analyse av strøm ved nettilkobling for vekselretterdrift av Three Phase two-level konverter for 4MW.



(b) FFT analyse av strøm ved nettilkobling for likeretterdrift av Three Phase two-level konverter for 4MW.

Figur 4.12: FFT analyse for nominellverdi i likeretter- og vekselretterdrift.

## 4.2 Simuleringsresultater for simuleringsmodell for transient spenning- og frekvensanalyse

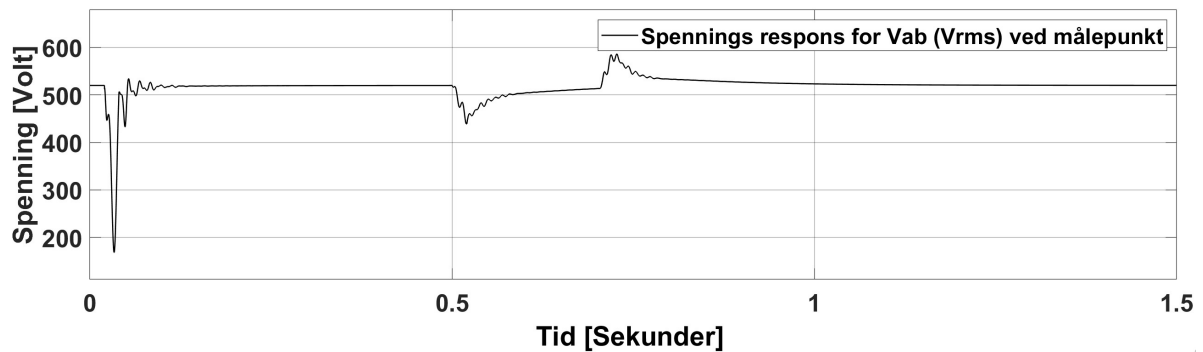
I denne seksjonen testes evnen til modellen presentert i 3.6, til å holde spennings- og frekvensvariasjoner innenfor grenser, gitt i tabell 1.2 og 1.1, ved en lastendring som tilsvarer tap av hovedgenerator. Det er flere ulike aspekter som kan være av interesse å undersøke i denne sammenheng. Blant annet kan det være hensiktsmessig å teste ulike kontrollsystemer og regulatorparametere for å optimalisere et system for de bestemte lastendringene. I denne rapporten er det imidlertid valgt å undersøke hvor mye effekt en konverterer må kunne levere per *ms* for å holde spennings- og frekvensvariasjoner innenfor de gitte grensene ved to bestemte lastendringer. For å teste følgende, testes det hvor mye effekt en konverterer med justerbar størrelse kan levere ved de bestemte lastendringene. Med konverterstørrelse menes den tilsynelatende effekten konverteren er designet for.

Simuleringsmodellen er testet for en lastøkning og en lastreduksjon. Lastøkningen tilsvarer tap av hovedgenerator og lastreduksjonen tilsvarer lastavkastning av overflødig last for scenariet beskrevet i 3.6. Hendelseforløpet til scenariet er listet i tabell 3.6. Utgangsresponsen til spenningen, frekvensen, aktiv effekt og reaktiv effekt i målepunktet for gitte lastvariasjoner med en konverterstørrelse på 50MVA er vist i 4.13. Tilsvarende simulering er gjennomført for konverterstørrelser fra 20MVA til 100MVA med steg på 5MVA. Grafene for effekt, frekvens og spenning for alle simuleringene er vist i tillegg C. Alle tidspunktene for funn i simuleringen som trekkes frem er like for alle simuleringene. Ved oppstart av simuleringen holdes alle systemets iboende verdier konstante for den første perioden, 20ms. Dette skyldes en innstilling i beregningsblokkene fra Simulink.

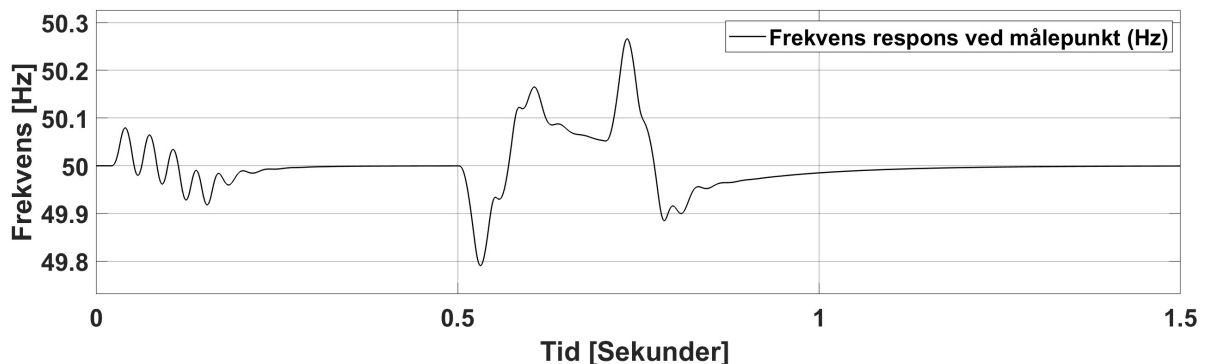
For de første 500ms i simuleringen, vist i figur 4.13, synkroniseres konverteren og lasten. Synkroniseringen forutsaker en oppstartstransient som ikke vurderes i denne sammenheng. Innen lastøkningen inntreffer etter 500ms har spennings-, frekvens-, aktiv effekt- og reaktiv effektresponsen nådd sine likevekts verdier. Bryterene i simuleringmodellen lukkes ved 500ms og pålegger systemet en lastøkning på 19,7MW + 7,4MVA<sub>r</sub>. Når denne hendelsen inntreffer vil konverteren prøve å levere ønsket effekt så raskt som kontrollsystemet tillater. Frekvensen og spenningen faller som en konsekvens av mangel på aktiv og reaktiv effekt. Fra figur 4.13a og 4.13c kan det observeres at den første perioden, 20ms etter innkobling av lasten er den avgjørende tidsperioden for omfanget til spenningsfallet. Det er undersøkt hvor mye effekt konvertermodellen med ulike størrelser kan levere innenfor den første perioden, 20ms, etter lastinnkobling. I tillegg er omfanget av frekvensensfallet, vist i 4.13b, undersøkt for lastøkningen.

Ved lastavkastning, 700ms inn i simuleringen, vil konverteren redusere og tilpasse effekt produksjonen til det nye lasttilfellet så raskt som kontrollsystemet tillater. Spenningen og frekvensen stiger som en konsekvens av overskudd av aktiv og reaktiv effekt. Spenningstoppen inntreffer 28ms etter lastavkastningen. Det er undersøkt hvor mye effekt konvertermodellen med ulike størrelser kan redusere innenfor tidsrommet på 28ms.

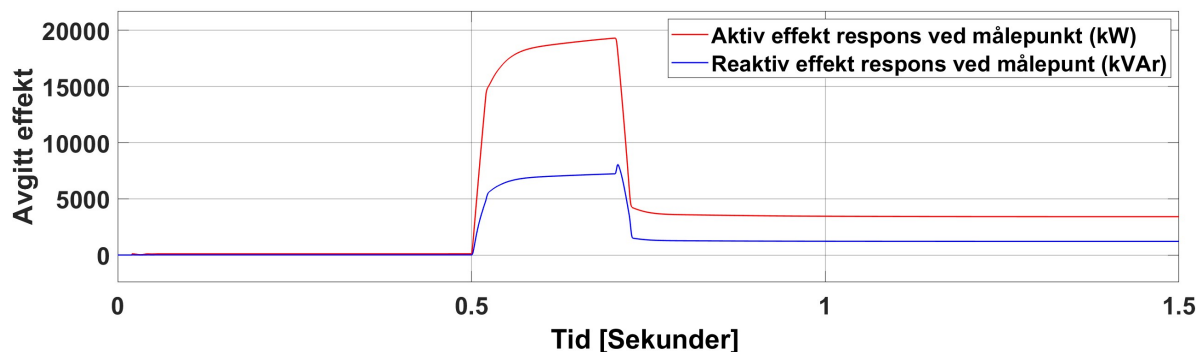
I tillegg er omfanget av frekvensøkningen undersøkt for lastreduksjonen.



(a) Spenningsrespons for simuleringsmodell for oppstart av systemet, lastøkning etter 500ms (19,7MW + 7,4MVA) og lastreduksjon etter 700ms (16,3MW + 6,2MVA).



(b) Frekvensrespons for simuleringsmodell for oppstart av systemet, lastøkning etter 500ms (19,7MW + 7,4MVA) og lastreduksjon etter 700ms (16,3MW + 6,2MVA).



(c) Aktiv- (Rød graf) og reaktiv effekt (Blå graf) respons for simuleringsmodell for oppstart av systemet, lastøkning etter 500ms (19,7MW + 7,4MVA) og lastreduksjon etter 700ms (16,3MW + 6,2MVA).

Figur 4.13: Simuleringsresultat av RMS-linjespennings-, frekvens- og effektrespons for store lastendringer. Simuleringen er utført ved bruk av simuleringsmodell for transient spenning- og frekvensanalyse med en konverterstørrelse på 50MVA

Etter lastendringene stabiliseres spenningen og frekvensen rundt sine likevekts verdier. For de ulike simuleringene er det målt hvor lang tid det tar fra første lastendring, 500ms, til spenningen og frekvensen er innenfor gitte toleranseområder fra IEC 61892 standardene, etter lastreduksjon, 700ms. Altså undersøkes ikke stabiliseringstiden separat for de to hendelsene. Resultatene fra simuleringene gitt i tabell 4.9 viser at frekvensen ikke beveger seg utenfor sitt toleranseområdet for gjennomførte simuleringer. Av



den grunn vurderes ikke frekvensens stabiliseringstid etter gitte lastendringer. Kravet fra IEC 61892 standardene til stabiliseringstid etter en spennignstransient er 1.5s. Alle gjennomførte simuleringer gir stabilisering av spenning innenfor den gitte tidsrammen. Simuleringene og tabell med konverterstørrelse mot stabiliseringstid er gitt i tillegg C. På bakgrunn av at alle resultatene oppfyller kravet til spennings stabiliseringstid med god margin, vurderes ikke emnet videre i oppgaven.

### 4.2.1 Spenningsvariasjoner etter lastendringer

I denne delseksjonen er omfanget av spenningsvariasjonene som oppstår etter lastendringer undersøkt. Spenningen er målt 20ms etter lastøkning, som er spennings laveste punkt etter lastøkning, og 28ms etter lastreduksjon, som er spennings høyeste punkt etter lastreduksjon. I den sammenheng er også målinger utført for den aktive- og reaktive effektendringen fra last inn eller -utkobling frem til spenningsbunn eller -topp. Den målte effekten divideres på tidsperioden den er målt over i ms. Dette for å få et utrykk for hvor mye effekt som leveres per ms. I kommende resultater presenteres spenningsvariasjoner i prosent av sin likevekts verdi, 520V. Effektendringene er presentert som den totale effektendringen dividert på tidsperiode, altså subtraheres startverdien til effekten fra sluttverdien før den divideres med måleperioden.

Konverterstørrelse med tilhørende spenningsfall og effekt endring per ms for lastøkning er vist i tabell 4.7. Resultatene i tabellen viser en klar trend hvor spenningsfallet reduseres når konverterens evne til å levere høyere effekt per ms til nettet øker. Resultatene viser at denne evnen øker med konverterstørrelsen.

Konverter [MVA]	Spenningsfall [%]	Aktiv effekt [ $\frac{kW}{ms}$ ]	Reaktiv effekt [ $\frac{kVAR}{ms}$ ]
20	44,46	318,4	109,4
25	31,90	472,65	162,25
30	22,50	601	205,75
35	20,00	634	217,55
40	18,21	658,5	226,45
45	16,75	678,5	233,65
50	15,56	694,5	239,6
55	14,58	708	244,55
60	13,75	719,5	248,75
65	13,06	729,5	252,35
70	12,44	738	255,45
75	11,92	745,5	258,2
80	11,46	752	260,6
85	11,06	757,5	262,75
90	10,69	763	264,65
95	10,37	767,5	266,35
100	10,08	771,5	267,9

Tabell 4.7: Spenningsfallrespons i prosent og effektendring per ms fra en lastøkning, på 19,7MW + 7,4MVA, til spenningsbunn, 20ms, for ulike konverterstørrelser.

Konverterstørrelse med tilhørende spenningstopp og effekt endring per  $ms$  for lastreduksjon er vist i tabell 4.8. Resultatene i tabellen viser en trend hvor spenningstoppen reduseres når konverterens evne til å redusere effektproduksjonen til lasten øker. Spenningstopp resultatet for en konverterstørrelse på  $20MVA$  avviker fra den generelle trenden i resultatene, med å ha en lavere verdi enn spenningstoppen til neste konverterstørrelse simulering,  $25MVA$ . Dette avviket kan trolig forklares med spenningsverdi før lastreduksjonen. For flere av simuleringene vil ikke spenningen nå sin likevekts verdi i tidsrommet mellom lastøkning og lastreduksjon. Altså kan økningen i spenning fra lastutkoblingøyeblikket være større for en konverterstørrelse på  $20MVA$  enn for en konverterstørrelse på  $25MVA$ , men fordi prosentandelen til spenningsvariasjonen beregnes ut fra en gitt referanse er prosentandelen oppgitt i tabellen lavere.

Konverter [MVA]	Spenningsøkning [%]	Aktiv effekt [ $\frac{kW}{ms}$ ]	Reaktiv effekt [ $\frac{kVAr}{ms}$ ]
20	19,20	403,43	153,54
25	20,80	480,14	181,71
30	19,50	508,07	192,93
35	16,85	519,82	197,25
40	14,98	527,93	200,21
45	13,54	533,82	202,46
50	12,40	538,61	204,21
55	11,50	542,54	205,61
60	10,75	545,68	206,75
65	10,11	548,18	207,71
70	9,58	550,46	208,5
75	9,12	552,21	209,21
80	8,71	553,82	210,18
85	8,37	555,32	210,32
90	8,06	556,71	210,82
95	7,79	558,04	211,25
100	7,56	558,93	211,61

Tabell 4.8: Spenningsøkingsrespons i prosent og effektendring per  $ms$  fra en lastreduksjon, på  $16,4MW + 6,2MVar$ , til spenningstopp,  $28ms$ , for ulike konverterstørrelser.

Resultatene i øvrige tabeller viser at spenningsvariasjonenes omfang ved lastøkning eller lastreduksjon reduseres ved å øke konverterstørrelsen. Resultatene viser også at konverterens evne til å levere effekt per tidsenhet øker med konverterstørrelsen. Fra resultatene fremkommer det et behov for en konverter som kan levere  $708kW/ms + 244,55kVar/ms$  ved en last økning på  $19,7MW + 7,4MVar$  og redusere effekten til lasten med  $527,9kW/ms + 200,2kVar/s$  for å opprettholde kravene fra IEC 61892 standardene gitt i tabell 1.2. For å oppnå denne funksjonaliteten i simuleringmodellen presentert i 3.6, er det behov for en konverter som designs for  $55MVA$ .

## 4.2.2 Frekvensvariasjoner etter lastendringer

I denne delen er omfanget av frekvensvariasjonene som oppstår etter lastendringer undersøkt. Frekvensen er målt med en PLL som benytter målt spenning i målepunkt som

inngangsverdi. Frekvensen måles 34ms etter lastøkning, som er frekvensens laveste punkt etter lastøkning. For å undersøke frekvensendringen etter lastavkastning, måles frekvensen ved sin toppverdi som er 35ms etter lastavkastningen. Frekvensvariasjonene for gitt lastøkning og reduksjon for de ulike konverterstørrelsene er gitt i tabell 4.9. Resultater for frekvensvariasjoner presenteres i prosent av sin likevekts verdi, 50Hz. Tabellen viser at frekvenstoppen etter lastavslag er tilnærmet lik for alle konverterstørrelsene, imens frekvensbunnen etter lastøkning blir mindre for større konvertere. Frekvensen er likevel godt innenfor grensene fra IEC 61892 standardene gitt i 1.1 for begge lastendringene.

Konverter [MVA]	Frekvensfall [%]	Frekvensøkning [%]
20	0,72	0,44
25	0,66	0,40
30	0,62	0,42
35	0,58	0,40
40	0,56	0,40
45	0,54	0,40
50	0,54	0,40
55	0,52	0,40
60	0,50	0,40
65	0,50	0,40
70	0,50	0,40
75	0,48	0,40
80	0,48	0,40
85	0,48	0,40
90	0,48	0,40
95	0,48	0,40
100	0,46	0,40

Tabell 4.9: Frekvensfallrespons i prosent for en lastøkning på 19,7MW + 7,4MVA<sub>r</sub> og frekvensøkning for en lastreduksjon på 16,4MW + 6,2MVA<sub>r</sub> for konverterstørrelser fra 20MVA til 100MVA, med steg på 5MVA.



# Kapittel 5

## Diskusjon

I dette kapittelet diskuteres hovedresultatene fra simuleringstestene og påvirkning enkelte metodiske valg har på resultater. Første seksjon diskuterer resultater og valg for simuleringmodellen for BESS. I andre seksjon diskuteres resultater og valg for simuleringmodellen for transient spenning- og frekvensanalyse. Til slutt oppsummeres og diskuteres det til hvilken grad resultatene og bygde modeller oppfyller oppgavemål fra seksjon 1.2.

### 5.1 BESS modellanalyse

BESS modellen er bygget som et to-steps BESS, bestående av en *Buck and Boost* konverter og en *Three Phase two-level* konverter, i Simulink. BESS modellens to steg og modellen i sin helhet er testet for varierende lastbetingelser i seksjon 4.1. Simulerings-testene er valgt for å demonstrere ytelsen til de ulike delene av det designede kontrollsystemet. Det er utført tester for lademodus, utladningsmodus, toveis drift, LCL filteret og PLLen. I tillegg er det utført en test av responstid for en *Buck and Boost* konverter.

#### 5.1.1 BESS funksjonalitet for ulike modus og lastnivåer

Lademodus-, utladningsmodus- og toveis-drift test er gjennomført for konverterens nominelle verdi  $4MW$ . BESS er også testet for effekter opp mot 500% over sin nominelle verdi og effekter ned mot 25% av sin nominelle verdi for å undersøke spennings- og effektresponsens oppførsel for lastendringer utenfor nominellverdien. Testene er vist i delseksjonene 4.1.2, 4.1.3 og 4.1.4. For de ulike simuleringene for *Three Phase two-level* konverteren er grafene for effektutveksling og AC-strøm ved nettilkoblingspunktet observert. Grafene fra utførte tester for utladningsmodus og lademodus er vist henholdsvis figur 4.5 og figur 4.7. For de ulike simuleringene for *Buck and Boost* konverteren og sammenkoblet system er DC-utgangspenningsresponsens spenningsfall, stabiliseringstid og spenningsrippel observert. (DC-link spenning for utlading uten BDAC ledd er vist i figur 4.3a, batterisidespenning for lading uten BDAC ledd er vist i figur 4.6a, DC-link spenning for lading ved sammenkoblet BDC og BDAC er vist i figur 4.8).

Totalt sett viser resultatene i figurene 4.3, 4.5, 4.6, 4.7, 4.8 og 4.10 at de to stegene i BESS bygget i Simulink, *Buck and Boost* og *Three Phase two-level* konverterene,

med tilhørende kontrollsystem er funksjonelle for selvstendig- og sammenkoblet drift. BESS er designet for å være stabilt og holde DC-link spenningen rundt sitt driftspunkt (1000VDC), holde batterisidespenningen stabil rundt sitt driftspunkt (500VDC) og levere eller trekke nødvendig effekt fra nettet. Resultatene for responsen til systemet bekrefter at BESS oppfyller denne hensikten. Resultatene viser at begge BESS steg kan driftes i både lade- og utladningsmodus, i tillegg til at BESS kan bytte fra oppladningsmodus til utladningsmodus og omvendt i drift. Resultatene viser også at systemet kan levere en likevekts DC-spenning til batteriet for effekter under systemets nominell verdi, og til DC-linken for effekter over og under systemets nominell verdi. Det er viktig å notere at resultatene viser at BESS kan driftes 500% over sin nominelle verdi og på 25% av sin nominelle verdi.

Effektnivåene utladningsmodus er testet for er over nominell verdi, mens nivåene for lademodus er under nominell verdi. Dette ble valgt på bakgrunn av at BESS i utgangspunktet er designet for å motvirke spennings- og frekvenstransienter forårsaket av store lastendringer, som krever stor effektilførsel over kort tid. Det var derfor ønskelig å undersøke om et BESS kan dimensjoneres for lavere effekter enn verst tenkelig lasttilfelle. Grunnen for at BESS er testet for lavere effekter i lademodus, er at lading av batteriet ikke trenger å gjennomføres for effektnivåer over BESS nominell verdi. Tanken var at BESS lader når det er overskuddseffekt i nettet, og av den grunn er det mer sannsynlig at BESS lader på effekter under nominell verdi. Til ettertanke hadde det vært interessant å undersøke effektnivåer over og under nominellverdi for begge driftsmodusene. For det første kan det være interessant å se på muligheten batteriet har til å absorbere overskuddseffekt, for å redusere spennings- og frekvenstransienter, i nettet ved lastutkoblinger når lasten forsynes av energiproduksjonsenheter med treg responstid. For det andre kan det være interessant å undersøke om BESS kan bidra med effekter under nominellverdi for å kunne bidra med andre netjtjenester enn spinning-reserve.

PI regulatorparametrene til systemet er beregnet og valgt med ulike metoder for å oppnå rask og stabil systemrespons. Regulatorparametrene for *Buck and Boost* konverteren er funnet ved å linearisere konverteren for å finne en transferfunksjon som videre behandles i Simulink sin innebygde *Simulink Auto Tuner App*. Transferfunksjonen som er benyttet er en modellering av simuleringsmodellen. Resultatene viser at valgte regulatorparametre for *Buck and Boost* konverteren gir stabil utgangsrespons med en rask responstid. PI regulatorparametrene for *Three Phase two-level* konverteren er beregnet ved å finne et andreordens ekvivalentsystem for den aktuelle kontrollsløyfen. Videre er naturlig frekvens valgt med hensyn på å oppnå rask respons og en dempningsfaktor for å oppnå lav oversving. Denne metoden, er på tilsvarende måte som *Buck and Boost* konverterer kontrollsystemet, en modellering av simuleringsmodellen. Resultatene gir at valgte regulatorparametre for *Three Phase two-level* konverteren fører til stabil utgangsrespons med rask responstid.

## 5.1.2 LCL filter og PLL ytelse

LCL filteret til BESS er testet i 4.1.6. Filteret er testet for åtte forskjellige lastnivåer, fire i vekselrettermodus og fire i likerettermodus. Resultatene viser at THD-en til strømmen ved nettilknytningspunkt for testede lastnivåer er under 5%. Dette indikerer at det designede LCL filteret klarer å redusere svitsjefrekvens strømharmenier produsert av *Three Phase two-level* konverteren tilstrekkelig til å oppfylle anbefalingen fra IEEE standardene. Det er viktig å notere seg at resultatene viser at THD for nominell last i vekselrettermodus er 1,40% og likerettermodus er 1,36%, mens THD for høyere effekter gir lavere THD. På bakgrunn av disse resultatene er det designede filteret godt egnet for lastbetingelser på og rundt nominell verdi.

PLLen til BESS er testet i 4.1.5. Resultatene viser at PLLen klarer å detektere fasevinkelen til en AC spenning på 50Hz med en fase på 30°. PLL sløyfen er testet for to sett med PI regulator parametere. Begge settene fører til detektering av fasen og null likevektsfeil etter synkronisering. Regulatorparametrene gir imidlertid ganske ulik stabiliseringstid. Dette indikerer at BESS synkroniseringstid til nettet kan justeres ved valg av PI regulator parametere. PLLen er en essensiell del av kontrollsystemet til *Three Phase two-level* konverteren og er derfor også benyttet for å finne fasevinkelen til nettspenningen for testene som inneholder systemets BDAC. Da resultatene fra disse testene gir stabil AC strøm ved tilkobling til nettet, indikerer dette at PLLen synkroniseres og forblir synkronisert til nettet for de ulike lastendringene.

## 5.1.3 Responstid

For å undersøke mulighetene for å bedre responstiden til BESS er *Buck and Boost* konverteren testet, i 4.1.1, for en bestemt arbeidssyklus for tre ulike svitsjefrekvenser. Resultatene fra testen indikerer et lineært forhold mellom svitsjefrekvensen og konverterresponsens svingningsfrekvens. Altså kan hastigheten til konverterresponsen doubles ved å doble svitsjefrekvensen. Økt svitsjefrekvens fører imidlertid til høyere svitsjetap og krever konverterkomponenter som tåler en høyere svitsjefrekvens. I forkant av konverterdesign bør det derfor settes krav til hvilke funksjoner eller egenskaper som skal og bør prioriteres. Responstiden til BESS begrenses i utgangspunktet av hvor raskt konverterene kan reagere, men påvirkes også av reguleringssystemets hastighet. Som demonstrert i test av PLL, 4.1.5, har valg av regulator parametere en betydelig innvirkning på hastigheten til et reguleringssystem. Det er imidlertid viktig å notere seg at responstiden til en konverter begrenses av tidskonstanten satt av konverterens komponenter.

## 5.1.4 BESS avvik fra oppgavemål

I målene for første del av oppgaven er det ønskelig å designe et BESS som kan opprettholde konstant spenning og frekvens i et mikronett i øydrift. BESS i denne oppgaven er imidlertid designet for bruk sammen med en swingbuskilde. Swingbuskilden bærer ansvaret for systemfrekvensen og AC-spenningen i gjennomførte tester for BESS

simuleringsmodellen. BESS kontrollsystem er derfor bygget for å styre effektflyt gjennom referanseverdier. Kontrollsystemet til vekselrettermodellen benyttet for transient analysen, presentert i 3.6.1, er imidlertid designet for å opprettholde stabil systemfrekvens og AC-spenning. For videre utvikling av designet BESS modell kan det derfor være interessant å implementere deler av vekselrettermodellens kontrollsystem i BESS.

Nettilknytningsmodellen for tester av BESS er satt som en swingbuskilde med nettinduktans,  $L_{sw}$ , på  $0,8\mu H$ . Induktansverdien presenterer et stivt nett. LCL filteret til BESS er designet for nettinduktansvariasjoner i området fra stivt nett ( $0mH$ ) til svake nettbetingelser ( $13mH$ ). Resultatene fra gjennomførte tester viser at systemet er stabilt for benyttet nettinduktans. Det bør imidlertid bemerkes at det designede BESS i hovedsak er tiltenkt et mikronett i øydrift. Da mikronett i øydrift med lav mengde roterende energiproduksjon er sensitive for lastendringer og har flere likhetstrekk med svake nett [65], bør BESS også testes for svake nettbetingelser.

## 5.2 Modell for transient spenning- og frekvensanalyse

Simuleringsmodellen for transient spenning- og frekvensanalyse består av en *Three Phase two-level* konverter som forsyner dynamiske laster i Simulink og er beskrevet i 3.6. Simuleringsmodellen er designet for å undersøke hvor mye effekt per tidsenhet som må tilføres ved en momentan lastendring for å holde spennings- og frekvenstransienter innenfor grensene gitt av kravene i IEC 61892 standardene til spennings- og frekvensstabilitet på offshore enheter som brukes til leting eller produksjon av petroleumsressurser. Modellen er testet for ulike LCL filter komponenter basert på tiltenkt nominell verdi for konverteren. Hensikten med utførte tester er å undersøke hvordan et BESS kan bidra til å redusere spenning- og frekvenstransienter som oppstår ved store lastendringer. Lastbetingelsene konverteren er testet for er valgt for å oppfylle målene for den andre delen av oppgaven beskrevet i 1.2.

### 5.2.1 Modell validitet

Simuleringsmodellen for transient spenning- og frekvensanalyse er en løsning av systemet gitt av oppdragsgiver, vist og beskrevet i 3.5. Det er to modelleringshandlinger benyttet i simuleringsmodellen som presenteres videre. Den første viser hvordan lastgrener kan brukes til å erstatte hovedgeneratoren til systemet. Den andre viser hvordan en vekselretter kan benyttes å presentere oppførselen til BESS.

Denne oppgaven handler i hovedsak om å undersøke hvor mye effekttilførsel et BESS kan tilføre et nett for å redusere transiente spennings- og frekvensvariasjoner etter lastendringer. Av den grunn er det ikke interessant hvor lastendringene kommer fra, men at lastendringen skjer momentant. Altså innenfor rammene for hva som undersøkes med simuleringsmodellen kan generator trip hendelsen erstattes med bryterstyrte laster.

BESS til simuleringsmodellen er forenklet til en vekselretter, altså er påvirkning fra batterimodell og BDC neglisjert. På bakgrunn av at vekselretteren er eneste produksjonsenhet i nettet er kontrollsystemet til konverteren designet for å opprettholde kon-



stant spenning og frekvens. Altså vil vekselrettermodellen respondere med å øke eller redusere effektilførselen til nettet ved lastendringer, for å holde spenning og frekvens til sine referanseverdier. Effekten som vekselretteren klarer å tilføre for en gitt tidsperiode for å respondere til lastendringer er informasjonen som er av interesse. Dette fordi det er ønskelig å undersøke hvor mye effekt som må tilføres per tidsenhet for en gitt lastendring for å holde spenningen og frekvensen innenfor gitte grenser. Effekt per tidsenhet verdien er universal for det bestemte scenariet og lasttilfellet. Med tanke på at det er hva som kreves av et BESS for å oppnå at transientene reduseres, og ikke ytelsen til et bestemt BESS som undersøkes, er en vekselretter en passende forenkling av BESS.

### 5.2.2 Spenning- og frekvenstransientanalyse

Tester av simuleringsmodellen er utført for vekselretterstørrelser fra 20MVA til 100MVA, med steg på 5MVA. Testene er gjennomført for å undersøke effektresponsen til de ulike vekselretterstørrelsene for lastscenariet til simuleringsmodellen. Testene og resultatene er beskrevet i seksjon 4.2. Gjennom testene er spenningsstransientene, frekvenstransiente og effektendring per *ms* fra lastendring til spenningstopp eller -bunn observert.

Resultatene fra testene viser at konverteren leverer høyere effekt per tidsenhet, samtidig som spenning- og frekvenstransienten reduseres, for hver økning i vekselretterstørrelse. Resultatene viser videre at kravene fra IEC 61892 standardene til frekvensstabilitet, gitt i 1.1, er tilfredsstillt for alle de testede konverterstørrelsene. Resultatene for spenningsstransienten viser at det trengs en tilførsel av effekt på  $708kW/ms + 244,55kVar/ms$  for å holde spenningstransienten over nedre grense fra IEC 61892 standardene, for en lastøkning på  $19,7MW + 7,4MVar$ . Resultatene viser også at det trengs en reduksjon i effekt på  $527,9kW/ms + 200,2kVar/s$  for å holde spenningstransienten under øvre grense fra IEC 61892 standardene, for en lastreduksjon på  $16,4MW + 6,2MVar$ .

Fra resultatene fremkommer det et behov for en konverter som designes for en nominell verdi på 55MVA for å oppnå egenskapen til å holde spennings- og frekvenstransienter innenfor grensene fra standardene. Det er viktig å notere seg at LCL filter komponentene, som er avgjørende for tiltenkt nominellverdi for vekselrettermodellen, er valgt på et generelt grunnlag og er ikke justert spesifikt inn for hvert enkelt effektnivå. Det antas likevel at valgte LCL filter komponenter for konverterstørrelsene er i nærheten av optimaliserte verdier, da verdiene er valgt ut fra anbefalinger i designprosedyren presentert i 2.4.2. Det bør også tas til vurdering at PI regulatorparametrene for konvertermodellen er funnet ved eksperimentell testing.



# Kapittel 6

## Konklusjon

Målet med denne oppgaven har vært todelt. Det første målet baserte seg på å designe et BESS. Det andre målet baserte seg på å undersøke hvordan et BESS kan redusere spennings- og frekvenstransienter ved å bidra med spinning-reserve i et mikronett i øydrift uten annen energiproduksjon.

### **BESS modell**

Det er bygget et to-steps BESS i MATLAB Simulink. BESS består av en *Buck and Boost* konverter og en *Three Phase two-level* konverter. Resultatene for det sammenkoblede systemet indikerer at det designede BESS kan driftes i både lade- og utladingsmodus. Systemet klarer å opprettholde en stabil DC-link spenning på 1000V og batterispenning på 500V ved nominelle lastbetingelser for begge driftsretninger. Systemet er funksjonelt og stabilt for lastbetingelser godt over sin nominelleverdi for utladningsmodus, og godt under sin nominelleverdi for lademodus.

*Buck and Boost* konverteren består av to brytere som styres av PWM. Kontrollsystemet til konverteren er bygget med en indre strømsløyfe og en ytre spenningsløyfe for hvert av driftsmodusene og baserer seg på *Current-mode control*. Resultatene viser at konverteren kan opprettholde konstant spenning på utgang for begge driftsretninger.

*Three Phase two-level* konverteren består av seks brytere som styres av PWM. Kontrollsystemet til konverteren består av en indre strømsløyfe, en ytre effekt beregningsmodul og en ytre DC-link spenningsmodul som kobles inn for likerettermodus. Resultatene viser at konverteren kan opprettholde konstant DC-spenning over DC-linken i likerettermodus og styre effektflyten gjennom konverteren med referanseverdier.

Et LCL filter er inkludert i *Three Phase two-level* topologien for å filtrere ut svitsjeharmonier. Det er utført FFT analyse for lastnivåer over og under nominell verdi. Resultatene viser at filteret klarer å redusere strømharmoniene til akseptable nivåer i henhold til kravene til THD fra IEEE standardene.

En PLL algoritme er bygget for å finne fasevinkelen fra nettspenningen til å synkronisere BESS med nettet. Resultatene viser at PLLen klarer å detektere fasevinkelen til nettspenningen på en rask og tilfredsstillende måte. Resultatene viser også at den de-

tekterte fasenvinkelen fører til at utgangsstrøm og -spenning fra BESS synkroniseres til hovednettet.

### Transient analyse

Det er bygget en simuleringsmodell i MATLAB Simulink for å undersøke hvordan et BESS kan opprettholde transient stabilitet i et mikronett etter utfall av hovedgenerator. Simuleringsresultatene indikerer at spenning- og frekvenstransientene reduseres ved at konverterens evne til å tilføre effekt per tidsenhet øker. Evnen øker for større konverterstørrelser.

Resultatene for frekvenstransientene viser at frekvensen holder seg innenfor sitt toleranseområde fra IEC 61892 standardene for alle simuleringer.

Resultatene for spenningstransientene viser et behov for en effektilførsel på  $708kW/ms + 244,55kVAr/ms$  for en lastøkning på  $19,7MW + 7,4MVar$ , og en effektreduksjon på  $527,9kW/ms + 200,2kVAr$  for en lastreduksjon på  $16,4MW + 6,2MVar$  for å holde spenningen innenfor grensene satt til transientstabilitet i IEC 61892 standardene.

## 6.1 Videre arbeid

- Implementere spennings- og frekvenskontroll for designet BESS modell i utladningsmodus.
- Teste designet BESS for effektnivåer over og under nominellverdi for både lade- og utladningsmodus.
- Teste designet BESS for høye induktansverdier som tilsvarer svake nett forutsetninger (mikronett forutsetninger).
- Designe et BESS som er optimalisert for å bidra med spinning-reserve (har egenskapen til å tilføre  $708kW/ms + 244,55kVAr/ms$  og redusere sin effektproduksjon med  $527,9kW/ms + 200,2kVAr/ms$ ).

# Tillegg A

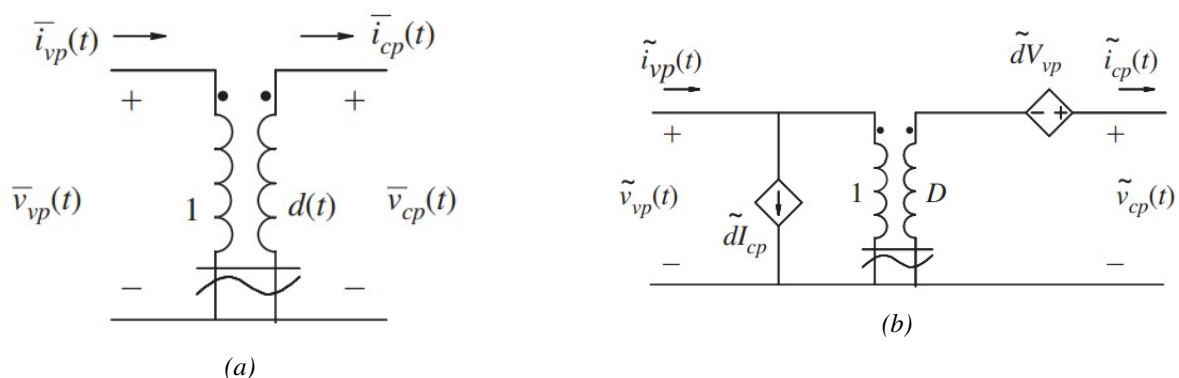
## Tillegg : Linearisering av DC-DC konvertere i CCM

Informasjonen i dette tillegget er hentet fra Ned Mohan sin bok *Power electronics - A first cours* og tilhørende vedlegg [51].

For å designe tilbakekoblede kontrollere, må objektet som skal kontrolleres lineariseres. En konverter lineariseres rundt sitt likevekts DC-driftspunkt, ved småsignal forstyrelse. Figur A.1a viser gjennomsnittsmodellen av en bryter, hvor "vp" refererer til spenningsporten og "cp" refererer til strømporten. Hver gjennomsnittlige verdi i figur A.1a kan uttrykkes som summen av sin likevekts DC verdi (representert med en "-" på toppen) og en småsignal forstyrelse (representert med en "~" på toppen) som vist i:

$$\begin{aligned}
 d(t) &= D + \tilde{d}(t) \\
 \bar{v}_{vp}(t) &= V_{vp} + \tilde{v}_{vp}(t) \\
 \bar{v}_{cp}(t) &= V_{cp} + \tilde{v}_{cp}(t) \\
 \bar{i}_{vp}(t) &= I_{vp} + \tilde{i}_{vp}(t) \\
 \bar{i}_{cp}(t) &= I_{cp} + \tilde{i}_{cp}(t)
 \end{aligned}
 \tag{A.1}$$

Forholdet til spenningen og strømmen mellom de to portene i A.1a, og uttrykkene



Figur A.1: linearisering av brytere

for variabelene i A.1 benyttes:

$$V_{cp} + v_{cp} = (D + \tilde{d})(V_{vp} + v_{vp}) \quad (\text{A.2a})$$

$$I_{vp} + i_{vp} = (D + \tilde{d})(I_{cp} + i_{cp}) \quad (\text{A.2b})$$

Ved å utligne forstyrrelsesleddene på begge sider av likningene i A.2:

$$v_{cp}(t) = Dv_{vp} + V_{vp}\tilde{d} + \cancel{\tilde{d}V_{vp}} \quad (\text{A.3a})$$

$$i_{vp}(t) = Di_{cp} + I_{cp}\tilde{d} + \cancel{\tilde{d}I_{cp}} \quad (\text{A.3b})$$

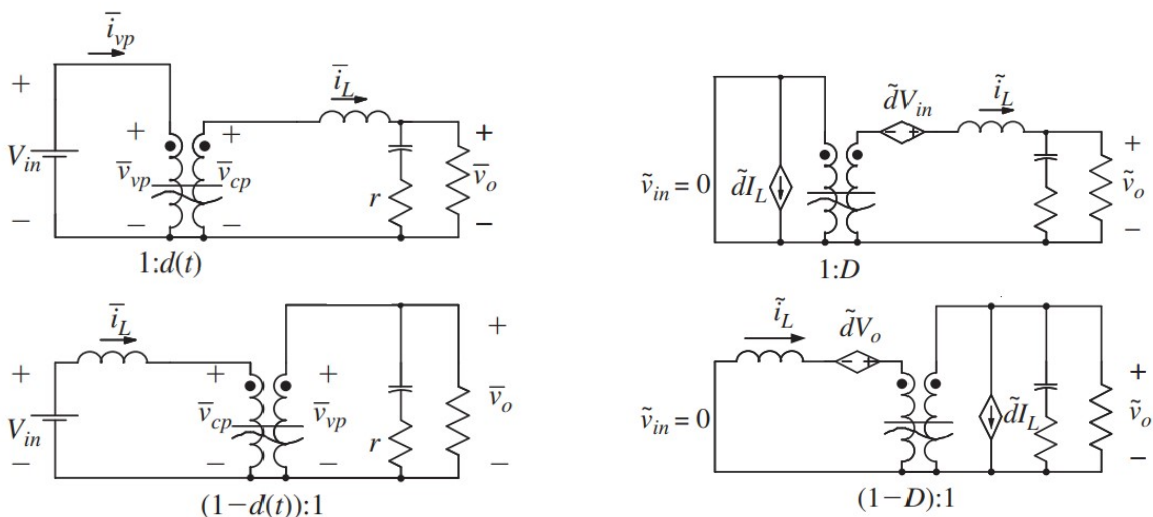
Likningene i A.3 lineariseres ved å neglisjere produktet av småforstyrrelse leddene. De resulterende linkingene er:

$$v_{cp}(t) = Dv_{vp} + V_{vp}\tilde{d} \quad (\text{A.4a})$$

$$i_{vp}(t) = Di_{cp} + I_{cp}\tilde{d} \quad (\text{A.4b})$$

Likningene i A.4 kan representeres ved hjelp av en ideell transformer som vist i A.1b. Representasjonen gir et lineært uttrykk av en bryter for små signaler rundt et likevekts driftspunkt gitt av  $D$ ,  $V_{vp}$  og  $I_{cp}$ .

Gjennomsnitts representasjonen av Buck og Boost konvertere er vist i figur A.2a. Ved å erstatte bryteren i konverterene med en småsignal linearisert representasjon, fås kretsene vist i figur A.2b. Hvor forstyrelsen  $\tilde{v}_{in}$  er null basert på en antagelse om konstant DC-inngangsspenning  $V_{in}$  og at utgangskondensatorens indremotstand representeres med  $r$ . Legg merke til at Boost konverterens  $d$  må endres til  $(1-d)$ . Å erstatte  $d$  med  $(D + \tilde{d})$  resulterer i  $(1-d) = (1-D) - \tilde{d}$ . Som videre fører til at  $D$  og  $\tilde{d}$  må erstattes med henholdsvis  $(1-D)$  og  $(-\tilde{d})$  i likningene A.4.



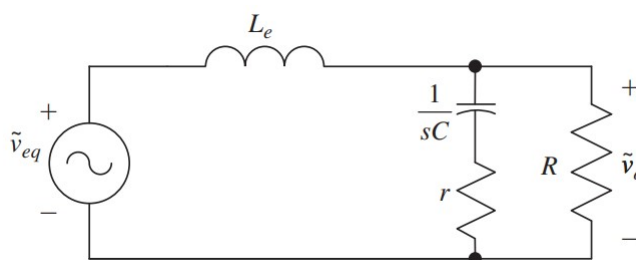
(a) Ulineær representasjon av småsignalmodellen til henholdsvis en Buck konverter og en Boost konverter

(b) Lineær representasjon av småsignalmodellen til henholdsvis en Buck konverter og en Boost konverter

Figur A.2: linearisering av konvertere med en bryter i CCM.

## A.1 Transferfunksjon i CCM

I denne seksjonen vil transferfunksjonen  $\tilde{v}_o/\tilde{d}$  til Buck konvertere og Boost konvertere utledes for drift i CCM. Utledningene tar utgangspunkt i at de lineære småsignal modellene til konverterne fra figur A.2 har ekvivalent krets form som vist i figur A.3. Legg merke til den effektive induktansen  $L_e$  for en buck konverter vil være den samme som den faktiske induktansen for en Buck konverter, på bakgrunn av at spolen og kondensatoren alltid vil være sammenkoblet. For en Boost konverter derimot vil ikke alltid disse komponentene være sammenkoblet og resulterer i  $L_e = \frac{L}{(1-D)^2}$ .



Figur A.3: Småsignal ekvivalent kretsen for Buck- og Boost konvertere.

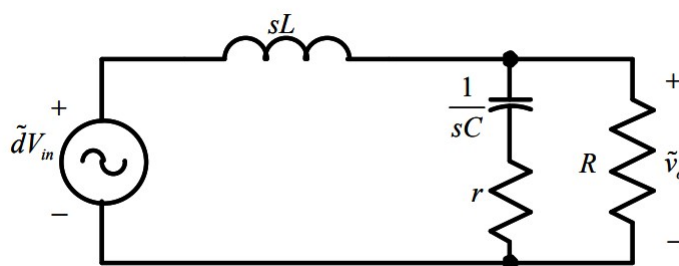
### Buck konverter

Ved å benytte den lineariserte småsignalmodellen til Buck konvertere fra figure A.2b kan ekvivalentkretsen uttrykkes som vist i figur A.4. Utgangs impedansen  $Z_{os}$  kan finnes ved å ta parallellkoblingen av filterkondensatoren og last motstanden:

$$Z_{os} = \frac{R(r + \frac{1}{sC})}{R + (r + \frac{1}{sC})} = R \frac{1 + srC}{1 + s(R+r)C} \quad (\text{A.5})$$

I en praksis vil  $r \ll R$ , og det kan antas at  $R+r \simeq R$ . Ved å benytte denne antagelsen kan utgangsimpedansen uttrykkes:

$$Z_{os} = R \frac{1 + srC}{1 + sRC} \quad (\text{A.6})$$



Figur A.4: Ekvivalentkrets av gjennomsnitt Buck konverter

Ved å definere  $Z_{eff}$  som summen av filterspolen  $sL$  og utgangsimpedansen  $Z_{os}$ , kan spenningsdeling brukes til å finne transferfunksjonen  $\tilde{v}_o/\tilde{d}$  som vist i A.7

$$\frac{\tilde{v}_o}{\tilde{d}} = V_{in} \frac{Z_{os}}{Z_{eff}} = V_{in} \frac{1 + srC}{LC[s^2 + s(\frac{1}{RC} + \frac{r}{L}) + \frac{1}{LC}]} \quad (\text{A.7})$$

Transferfunksjonene  $\tilde{i}_L/\tilde{d}$  og  $\tilde{v}_o/\tilde{i}_L$  kan også finnes ved å benytte kretsteknikk på A.4, og er vist i henholdsvis A.8 og A.9.

$$\frac{\tilde{i}_L}{\tilde{d}} = \frac{V_{in}}{sL + R \frac{1+srC}{1+sRC}} \quad (\text{A.8})$$

$$\frac{\tilde{v}_o}{\tilde{i}_L} = \frac{R(1 + srC)}{1 + sRC} \quad (\text{A.9})$$

## Boost konverter

Ved å benytte den lineariserte småsignalmodellen til Boost konvertere fra figure A.2b kan ekvivalentkretsen uttrykkes som vist i figur A.5. Ekvivalentspenningen kan utledes til følgende uttrykk:

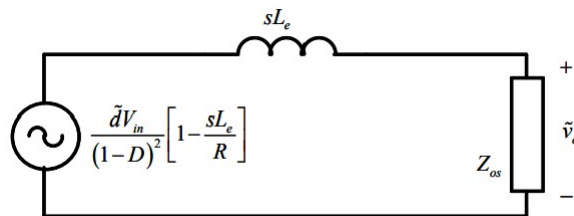
$$V_{eq} = \tilde{d} \frac{V_{in}}{(1-D)^2} \left(1 - sD \frac{L_e}{R}\right) \quad (\text{A.10})$$

Som videre kan benyttes til å finne transferfunksjonene  $\tilde{v}_o/\tilde{d}$ ,  $\tilde{i}_L/\tilde{d}$  og  $\tilde{v}_o/\tilde{i}_L$  vist i henholdsvis A.11, A.12 og A.13.

$$\frac{\tilde{v}_o}{\tilde{d}} = \frac{V_{in}}{(1-D)^2} \left(1 - sD \frac{L_e}{R}\right) \frac{1 + srC}{LC[s^2 + s(\frac{1}{RC} + \frac{r}{L}) + \frac{1}{LC}]} \quad (\text{A.11})$$

$$\frac{\tilde{i}_L}{\tilde{d}} = \frac{\frac{V_{in}}{(1-D)^2} \left(1 - \frac{sL_e}{R}\right)}{sL_e + R \frac{1+srC}{1+sRC}} \quad (\text{A.12})$$

$$\frac{\tilde{v}_o}{\tilde{i}_L} = \frac{R(1-D) \left(1 - \frac{sL_e}{R(1-D)^2}\right) (1 + srC)}{2 + sRC} \quad (\text{A.13})$$



Figur A.5: Ekvivalentkrets av gjennomsnitt Boost konverter



# Tillegg B

## Tillegg : MATLAB skript

### Buck and Boost konverter design

```
%% Design av L and C for bidirectional buck-boost converter
%% Parameters
s = tf('s')
Vo=1000      %Utgangs Spenning
Vin= 500     %Inngangs Spenning
Io= 4000     %Utgangs Strøm
fsw =100000  %Svitsjefrekvens
P = Vo*Io    %Nominell effekt
Ts= 1/fsw    %Svitsjeperiode
R_load= Vo/Io %Last motstand
D=1-Vin/Vo   %Arbeidssyklus
r=0.001      %Indre motstand i kondensatorer

%% Critical Inductance for Boost and boost
%%kritisk induktansverdi for Boost konverter
L_cr_boost = ((Vo-Vin)/(2*P))*((Vin^2)/Vo)*Ts
%%Kritisk induktansverdi for Buck konverter
L_cr_buck=((1-D)*Vo*Ts)/(2*Io)

%L skal være større enn L_cr_boost and L_cr_buck for CCM
K= 0.1 % I rippel
L =(Vo-Vin)/((Io*Vo/Vin)*K)*Ts*(1-D)

%Strøm rippel beregnes:
I_rip = (Vo-Vin)/(2*L)*(Vin/Vo)*Ts
% bør være mindre enn 10% of Io
if I_rip <= Io*0.1
    disp('OK')
else
    disp('Choose a lager Inductor value')
end
```

```

%% Input capacitor
%Beregner spennings rippel på lavspenningside:
Vin_rip = (Vin*0.05/100) % 0.02% til 0.05% av Vin
%Lavspenningside kondensator beregning:
C1= I_rip/(8*Vin_rip)*Ts

%% Output Capacitor
%Beregner spennings rippel på høyspenningside:
Vo_rip = (Vo*0.05/100) % 0.02% til 0.05% av Vo
%Høyspenningside kondensator beregning:
C2= (Vo*D)/(R_load*Vo_rip)*Ts

```

## LCL filter design og PI regulator parameter beregning

```

%% LCL filter og PI parameter design
%% Parametere
Vll = 520; % Linjespenning (RMS)
P = 4e6; % Nominell aktiv effekt
fg = 50; % Nett frekvens
fsw = 20e3; % Svitsje frekvens
Lswing = 13e-3; % Vurdering for svak nett

Vs = Vll/sqrt(3) % Fasespenning
w = 2*pi*fg; % Vinkelfrekvens nett
w_sw = 2*pi*fsw; % Vinkelfrekvens svitsjing

%% max spole verdi
% bør være 0.1 pu av base verdien
Ltmax = 0.2*Vll^(2)/(2*pi*fg*P);
% justert til 0.2 (vil gi større tap)

%% Minimum DC-link spenning
Vdc= 1000
Ismax = P/Vdc % 20% reduksjon (sqrt(2/3)) gir tryggere system
Vrmax = sqrt((Vs*sqrt(2))^2+(Ltmax*w*Ismax)^2);
Vdc_pwm_min = Vrmax/0.621; % maksimal spenning - pwm

%Vdc = roundn(Vdc,2) % Round up dc voltage
%(sjekk at Vdc er innenfor)

%% max filter kapasitans
Cfmax = 0.05*P/(w*Vll^(2));
Cf = Cfmax *0.5; % anbefalt , kan eventuelt justeres opp

```

---

```

%% Converter side spole
Iimax = Ismax; % for høyefrekvenser
Isat = Iimax + 150; % velg ripple (kan justeres opp)
i_rip = (Isat - Iimax) * 2;
RF = i_rip / Iimax; % Converter side ripple faktor
Lfmin = Vdc / (6 * fsw * i_rip);
Lf = 0.5 * Ltmax;

if(Lf <= Lfmin)
    print error('vekselretter side spole er for liten ,
    prøv å øke ripple strøm eller total induktans')
end

%% Beregninger for nett side spole
Lsmax = Lswing; %svakt nett
Lgmin = 0; %stivt nett

%%
Cfmax = Cf * 1.05;
Cfmin = Cf * 0.95;
%constanter
a_max = (Ltmax / Lf) - 1;
a1 = Lf * Cf * w_sw ^ (2) - 1;
a2 = Lf + a1 * Lsmax + a1 * Lf;
a3 = (Lf + a1 * Lsmax) * Lf * Cfmax;
b2 = Lf + a1 * Lgmin + a1 * Lf;
b3 = (Lf + a1 * Lgmin) * Lf * Cfmin;
%
delta_1 = ...
(36 * Lf - (2 * pi * fsw * Lf) ^ (2) * Cfmax) / (a3 * (2 * pi * fsw) ^ (2) - 36 * a2);
delta_2 = (4 * Lf - (2 * pi * fsw * Lf) ^ (2) * Cfmin) / (b3 * (2 * pi * fsw) ^ (2) - 4 * b2);
delta_min = 1 / abs(1 + a_max * a1)
if(delta_1 > delta_2)
    delta_max = delta_1
else
    delta_max = delta_2
end

%% Filter verdi
delta = 0.07; %lavere delta gir lavere THD
Ls = Lf * (1 + delta) / (delta * a1)

%% Frekvens område and filter verifikasjon
f_res = (1 / (2 * pi)) * sqrt((Ls + Lf) / ((Ls) * Lf * Cf));
f_res_min = (1 / (2 * pi)) * ...
sqrt((Ls + Lsmax + Lf) / ((Ls + Lsmax) * Lf * Cfmax));

```

```

f_res_max = (1/(2*pi)) * ...
sqrt((Ls+Lgmin+Lf)/((Ls+Lgmin)*Lf*Cfmin));
fc_min = fsw/6;
fc_max = fsw/2;

if (10*fg >= fc_min || fc_min > f_res ||
f_res > f_res_max || f_res_max > fc_max)
feil('Frekvens område forutsetninger ikke oppfylt')

end

if (delta > delta_max || delta < delta_min)
error('Attenutaion constant outside valid range')
end

if ( 1/(w*Cf) < w*Ls*10)
error('Filter capacitor impedance too small')
end
if (10/(w_sw*Cf) > w_sw*Ls)
error('Grid side inductor impedance too small')
end

%% Rd
% hvis ønskelig med passiv demping
%Rd = 3*Cf*f_res*2*pi

%%
Ltot = Ls+Lf      % Totalinduktans
Rs = 0.001       % Beregnes for mer nøyaktige verdier
%Rs = 2*pi*50*Ls
Rr = 0.001       % beregnes for mer nøyaktige verdier
%Rr = 2*pi*50*Lr
Rtot = Rr+Rs     %totalreaktans

%% Proporsjonal- og integrasjonsforsterkning
%strømsløyfer
Ki = (Ls +Lf)*(2*60*pi)^2
Kp = (Ls+Lf)*2*1.2*60*2*pi-(Rtot)
% DC-link sløyfe
ki_dc = C2*(50*2*pi)^2
Kp_dc = 2*C2*1.2*50*2*pi

```

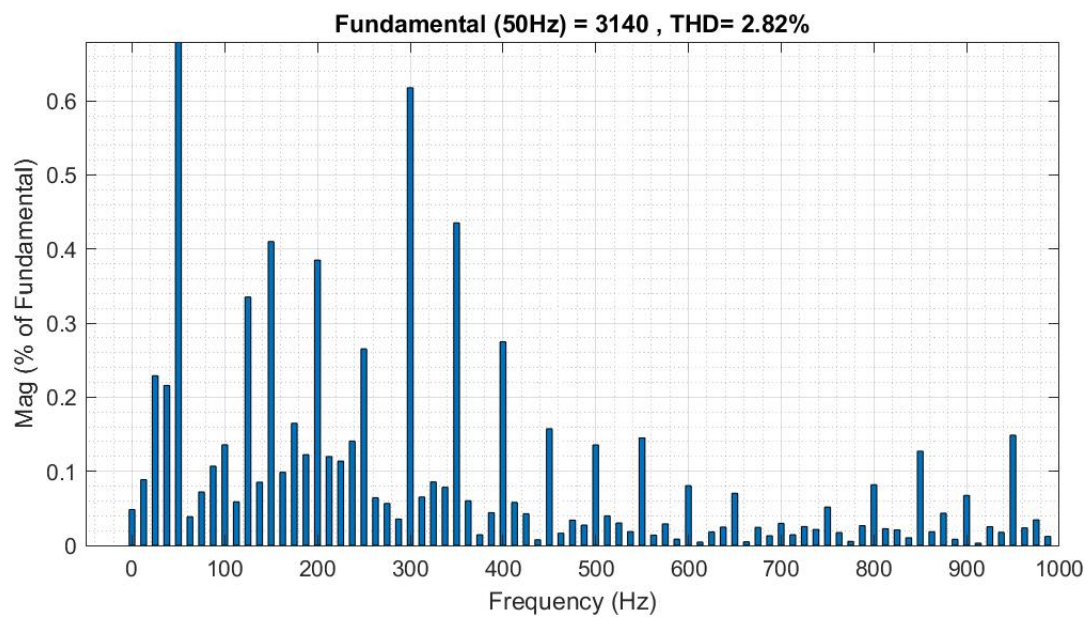
# Tillegg C

## Tillegg : Simuleringsresultater

### C.1 FFT analyse

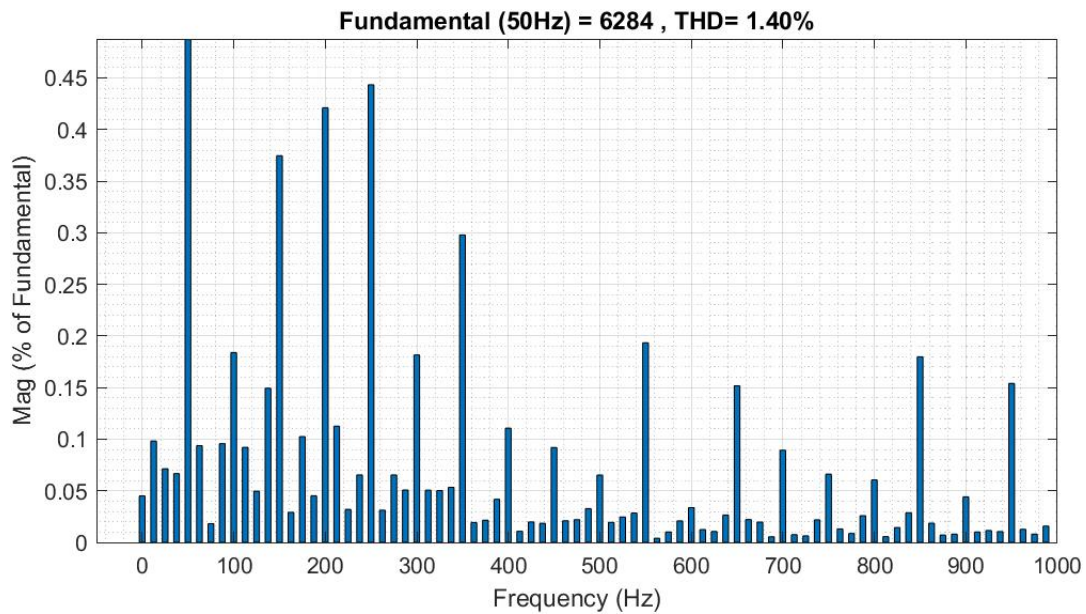
I dette tillegget vises FFT analysen for de uttestede lastnivåene i delseksjon 4.1.6.

### Vekselretterdrift for 2MW



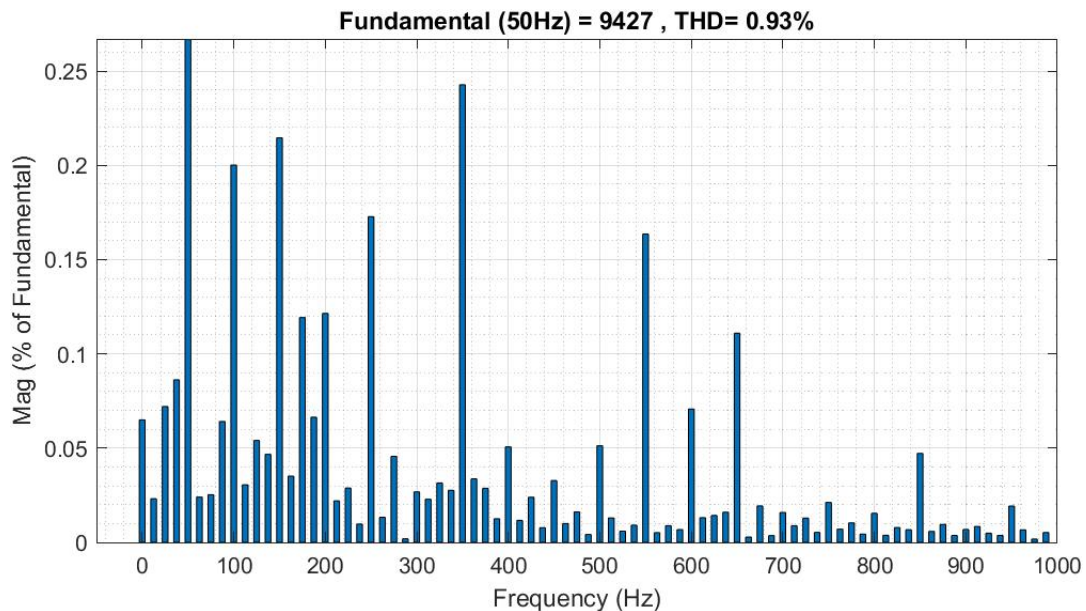
Figur C.1: FFT analyse av strøm ved nettilkobling for vekselretterdrift av "Three Phase two-level" konverter for 2MW.

## Vekselretterdrift for 4MW



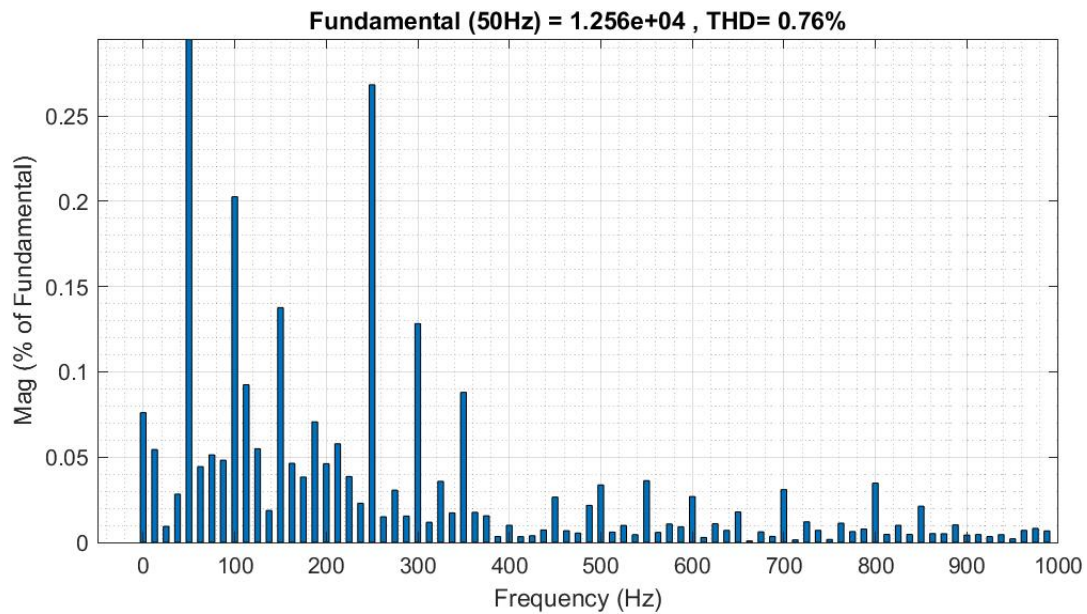
Figur C.2: FFT analyse av strøm ved nettilkobling for vekselretterdrift av "Three Phase two-level" konverter for 4MW.

## Vekselretterdrift for 6MW



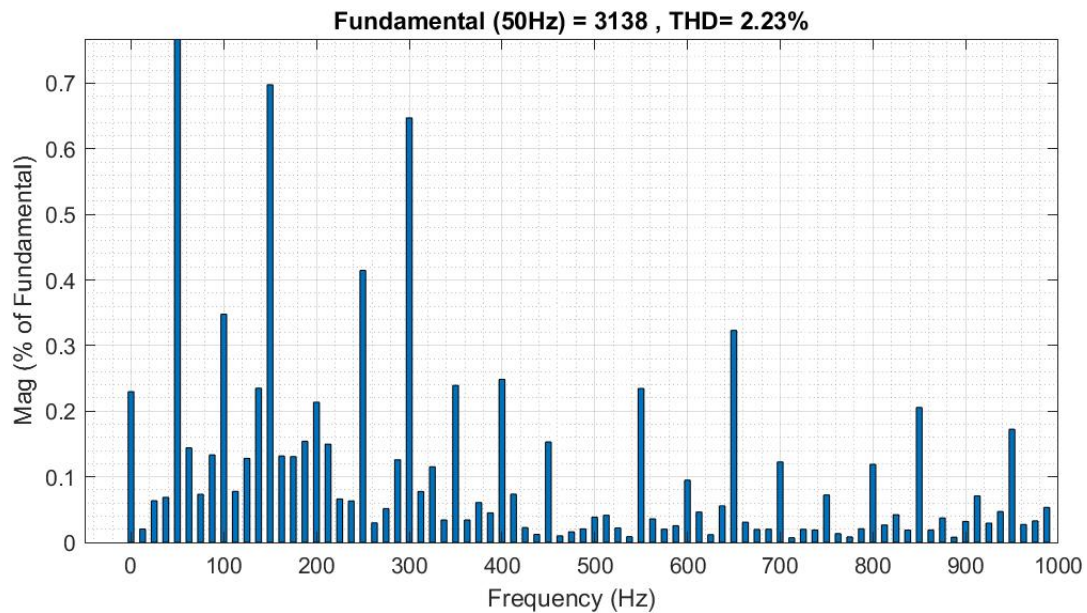
Figur C.3: FFT analyse av strøm ved nettilkobling for vekselretterdrift av "Three Phase two-level" konverter for 6MW.

## Vekselretterdrift for 8MW



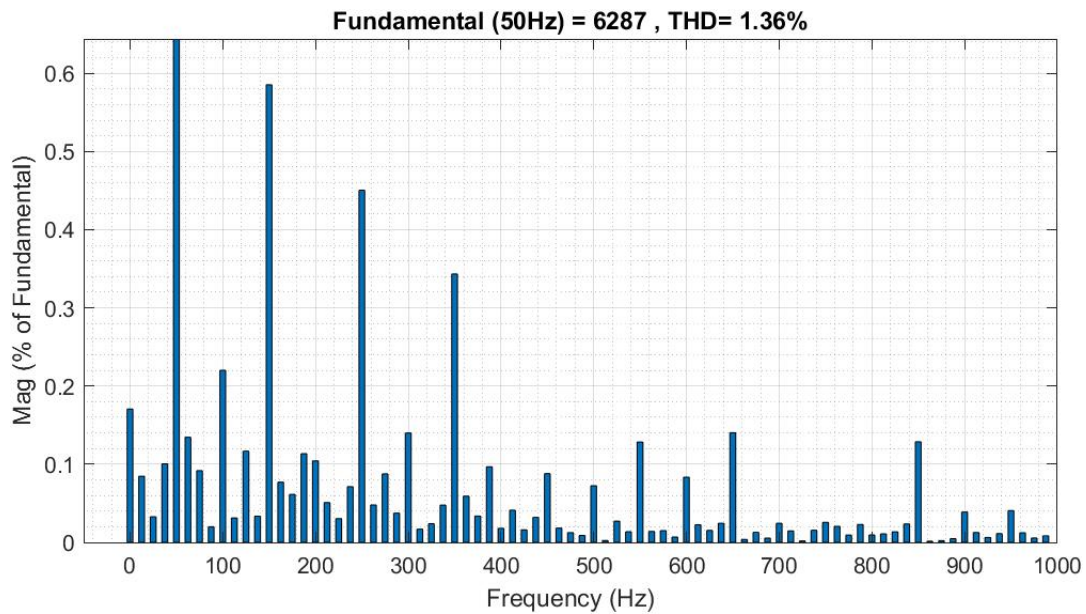
Figur C.4: FFT analyse av strøm ved nettilkobling for vekselretterdrift av "Three Phase two-level" konverter for 8MW.

## Likeretterdrift for 2MW



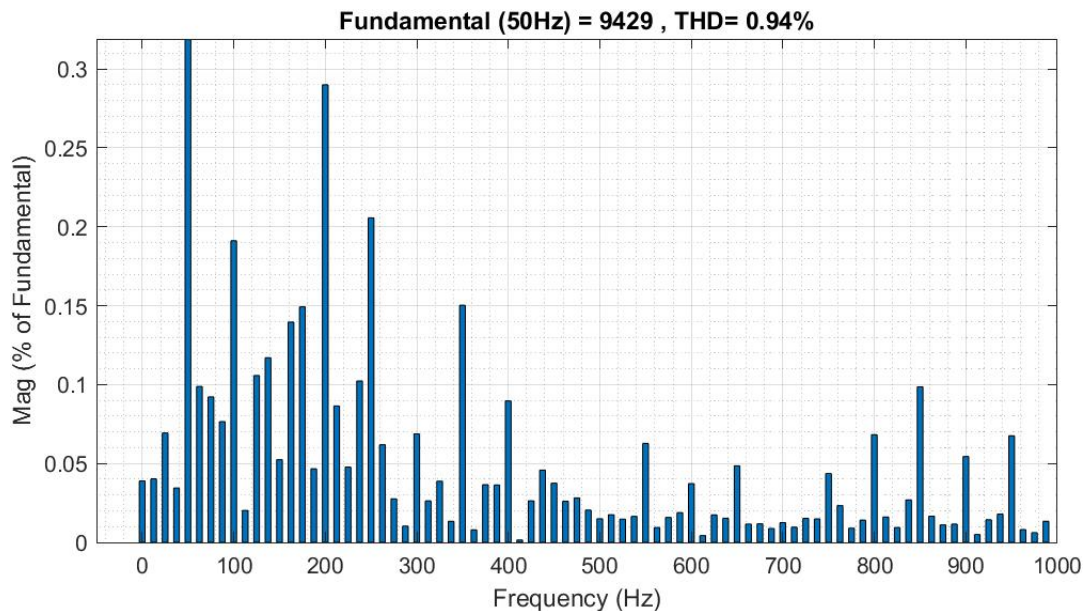
Figur C.5: FFT analyse av strøm ved nettilkobling for likeretterdrift av "Three Phase two-level" konverter for 2MW.

## Likeretterdrift for 4MW



Figur C.6: FFT analyse av strøm ved nettilkobling for likeretterdrift av "Three Phase two-level" konverter for 4MW.

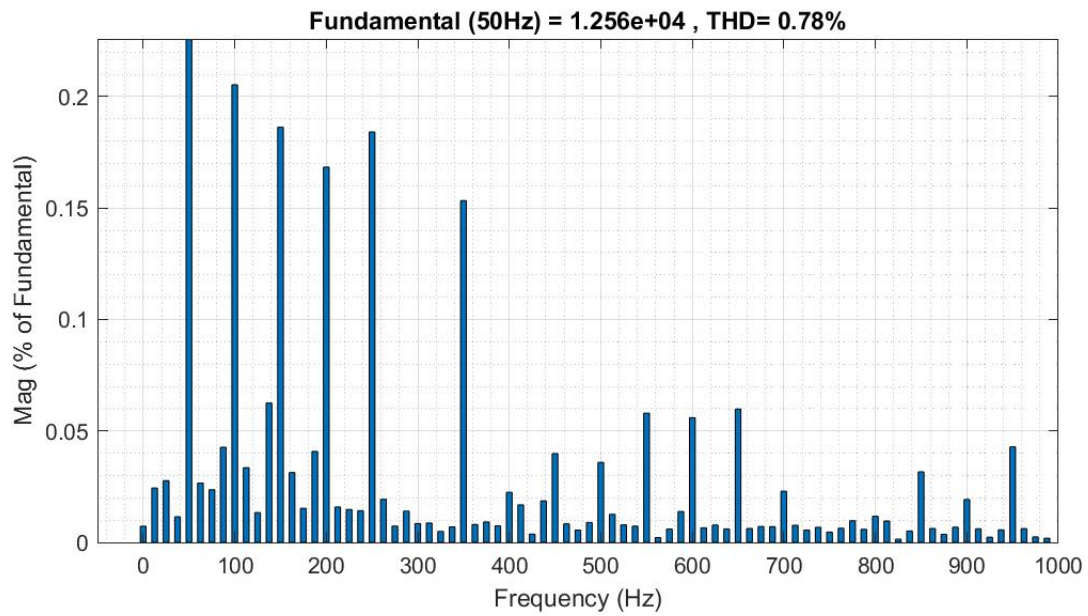
## Likeretterdrift for 6MW



Figur C.7: FFT analyse av strøm ved nettilkobling for likeretterdrift av "Three Phase two-level" konverter for 6MW.



## Likeretterdrift for 8MW

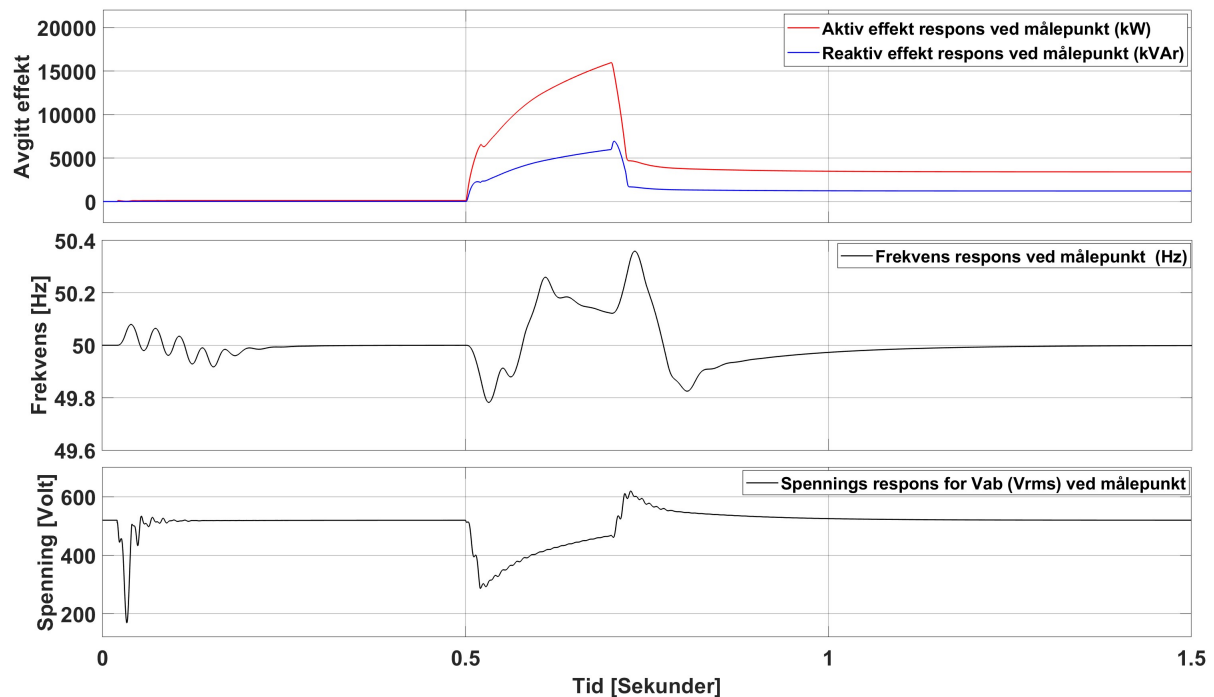


Figur C.8: FFT analyse av strøm ved nettilkobling for likeretterdrift av "Three Phase two-level" konverter for 8MW.

## C.2 Grafer fra transient simuleringer

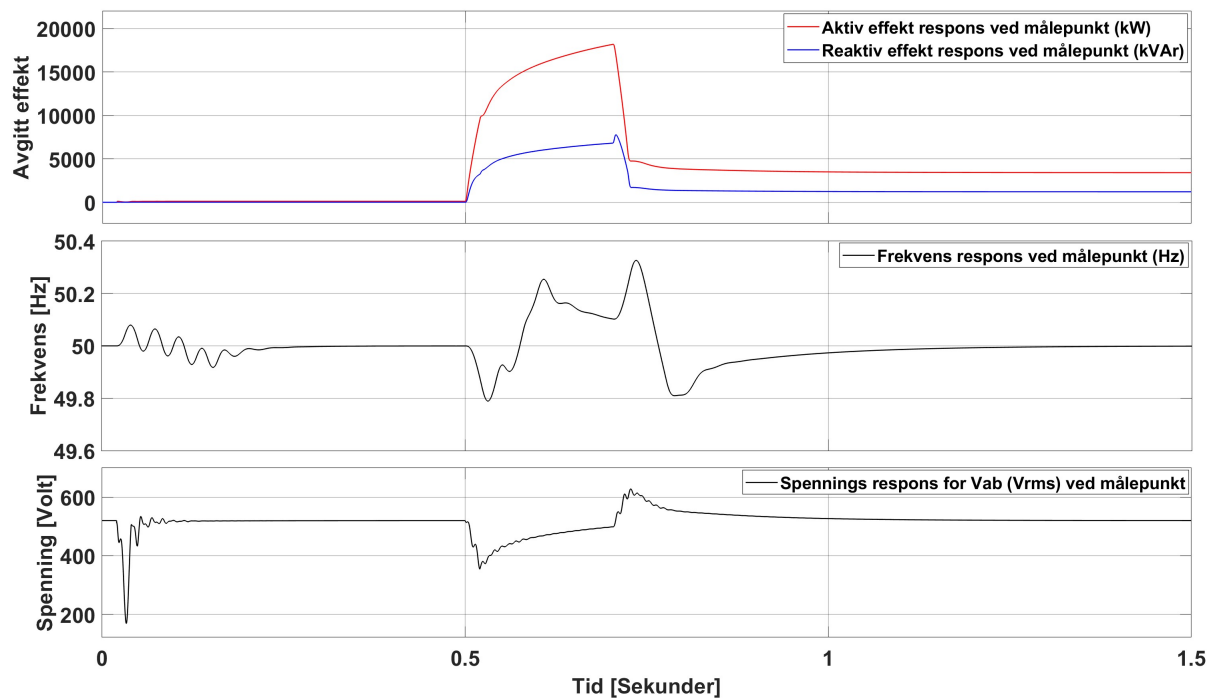
I dette tillegget vises grafene for aktiv effekt-, reaktiv effekt-, frekvens- og spennings responsen til simulering av lastscenariet listet i tabell 3.6 for simuleringsmodellen presentert i 3.6. Simuleringene er utført for konverterstørrelser på 20MVA til 100MVA med steg på 5MVA.

### 20MVA



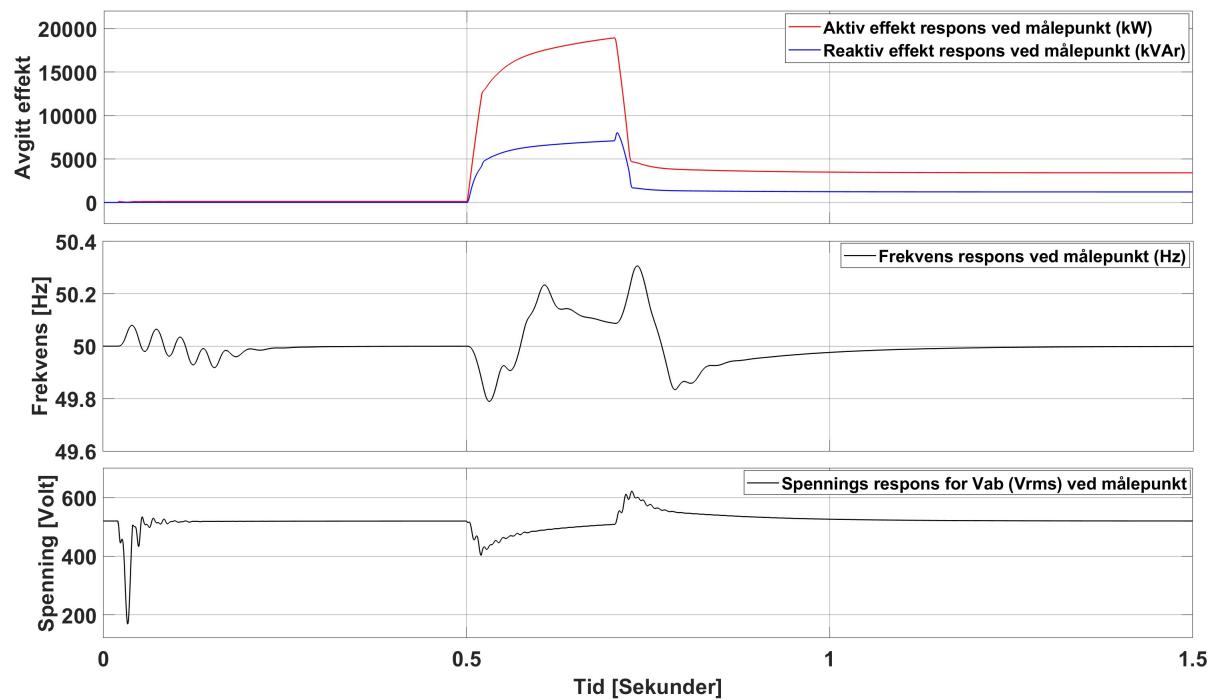
Figur C.9: Aktiv effekt respons (rød graf i øvre display), reaktiv effekt respons (blå graf i øvre display), frekvens respons (svart graf i midtre display), og spennings respons (svart graf i nedre display) for simuleringsmodellen og scenariet beskrevet i 3.6. Simuleringen er utført for en konverterstørrelse på 20MVA.

## 25MVA



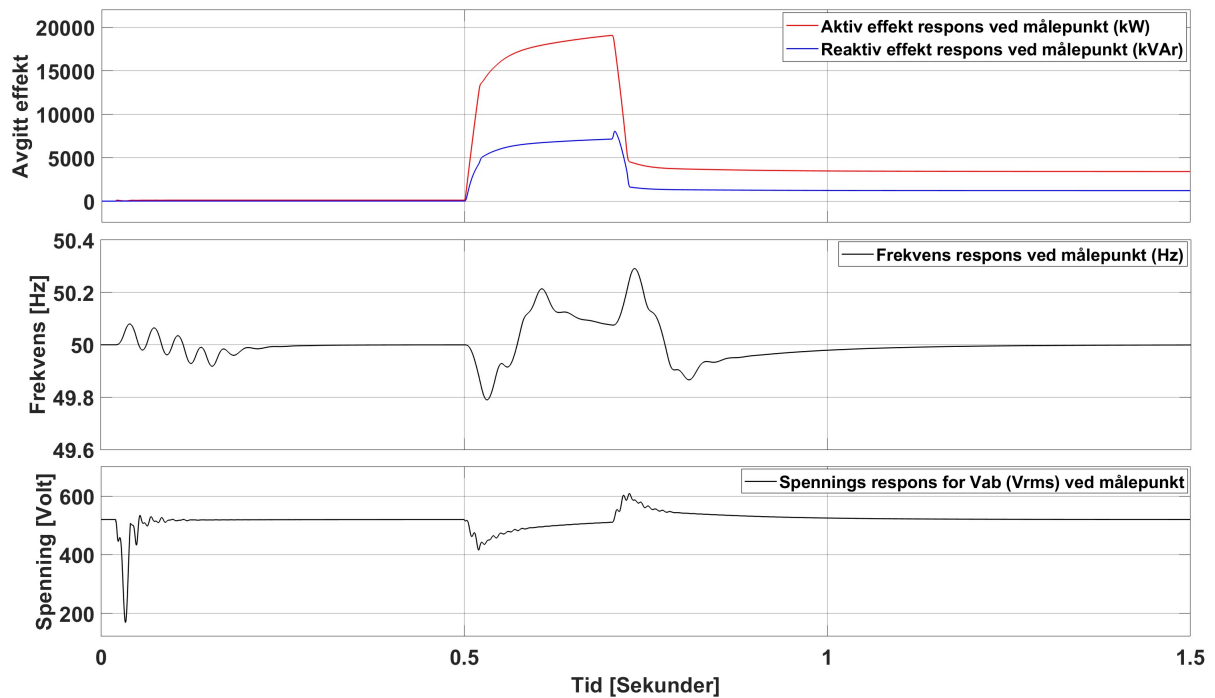
Figur C.10: Aktiv effekt respons (rød graf i øvre display), reaktiv effekt respons (blå graf i øvre display), frekvens respons (svart graf i midtre display), og spennings respons (svart graf i nedre display) for simuleringmodellen og scenariet beskrevet i 3.6. Simuleringen er utført for en konverterstørrelse på 25MVA.

## 30MVA



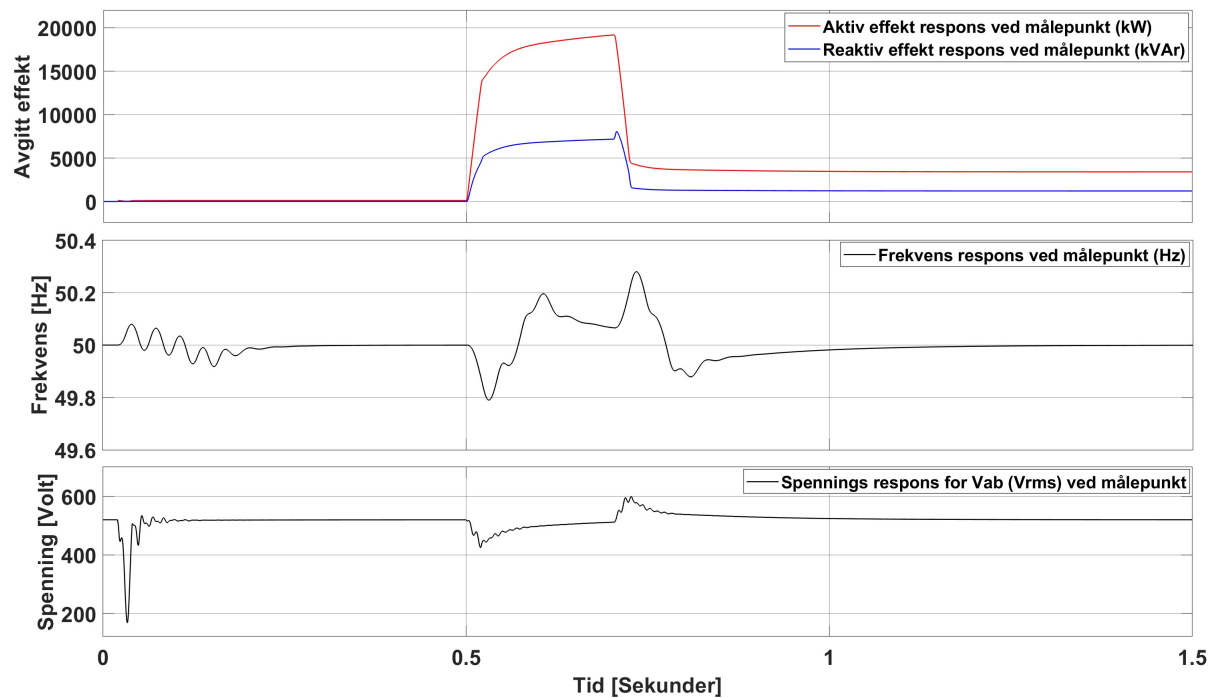
Figur C.11: Aktiv effekt respons (rød graf i øvre display), reaktiv effekt respons (blå graf i øvre display), frekvens respons (svart graf i midtre display), og spennings respons (svart graf i nedre display) for simuleringsmodellen og scenariet beskrevet i 3.6. Simuleringen er utført for en konverterstørrelse på 30MVA.

## 35MVA



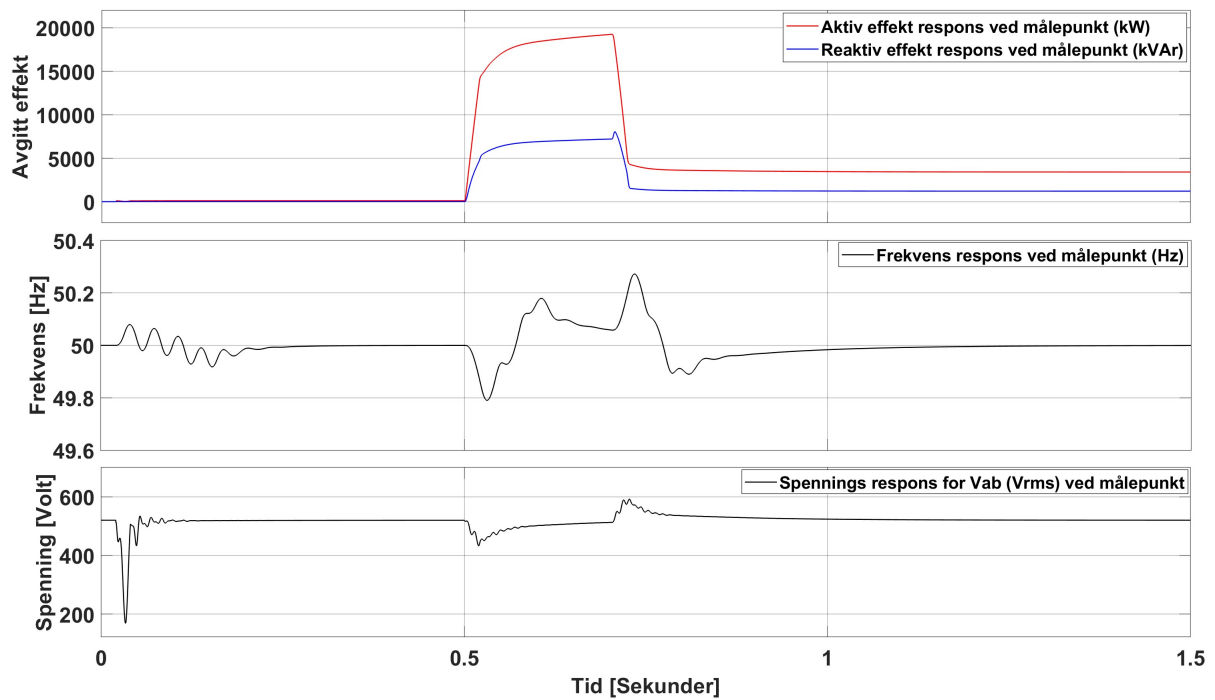
Figur C.12: Aktiv effekt respons (rød graf i øvre display), reaktiv effekt respons (blå graf i øvre display), frekvens respons (svart graf i midtre display), og spennings respons (svart graf i nedre display) for simuleringmodellen og scenariet beskrevet i 3.6. Simuleringen er utført for en konverterstørrelse på 35MVA.

## 40MVA



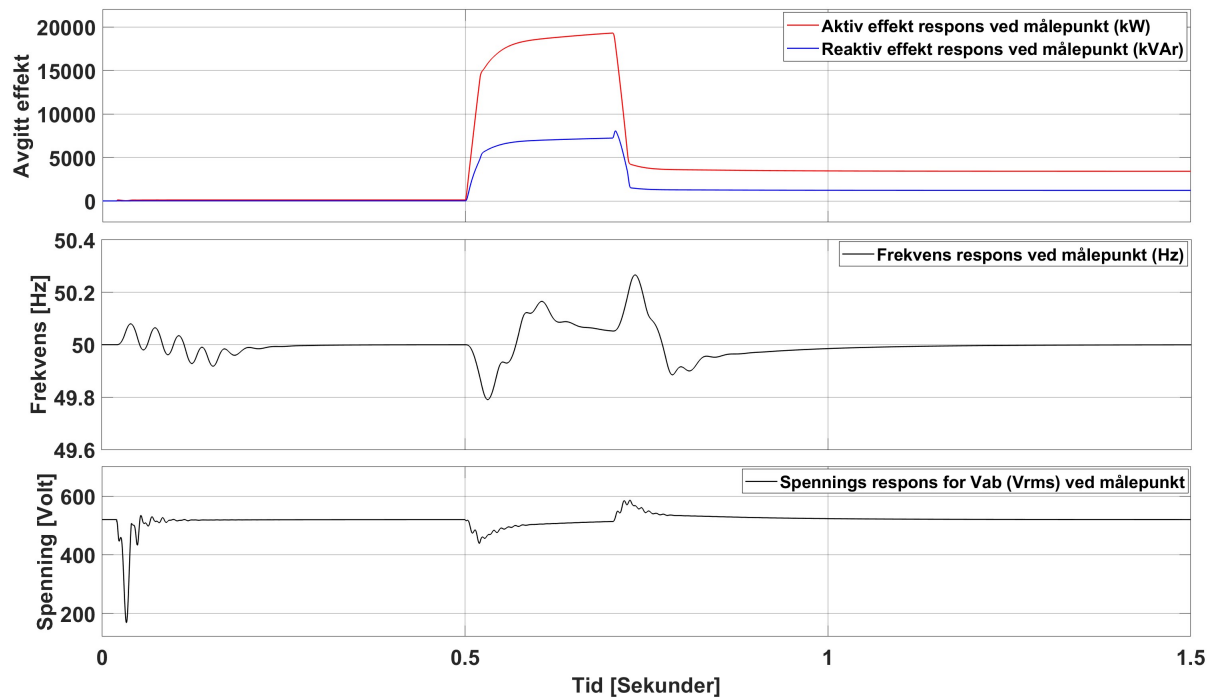
Figur C.13: Aktiv effekt respons (rød graf i øvre display), reaktiv effekt respons (blå graf i øvre display), frekvens respons (svart graf i midtre display), og spennings respons (svart graf i nedre display) for simuleringsmodellen og scenariet beskrevet i 3.6. Simuleringen er utført for en konverterstørrelse på 40MVA.

## 45MVA



Figur C.14: Aktiv effekt respons (rød graf i øvre display), reaktiv effekt respons (blå graf i øvre display), frekvens respons (svart graf i midtre display), og spennings respons (svart graf i nedre display) for simuleringsmodellen og scenariet beskrevet i 3.6. Simuleringen er utført for en konverterstørrelse på 45MVA.

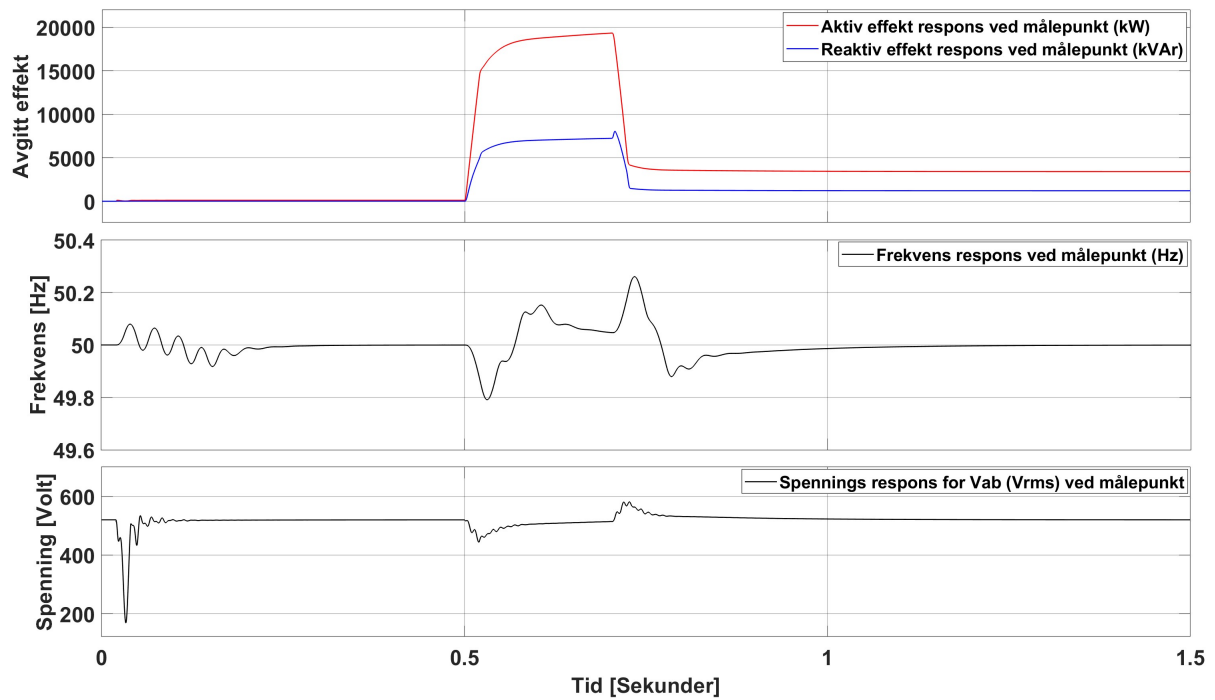
## 50MVA



Figur C.15: Aktiv effekt respons (rød graf i øvre display), reaktiv effekt respons (blå graf i øvre display), frekvens respons (svart graf i midtre display), og spennings respons (svart graf i nedre display) for simuleringsmodellen og scenariet beskrevet i 3.6. Simuleringen er utført for en konverterstørrelse på 50MVA.

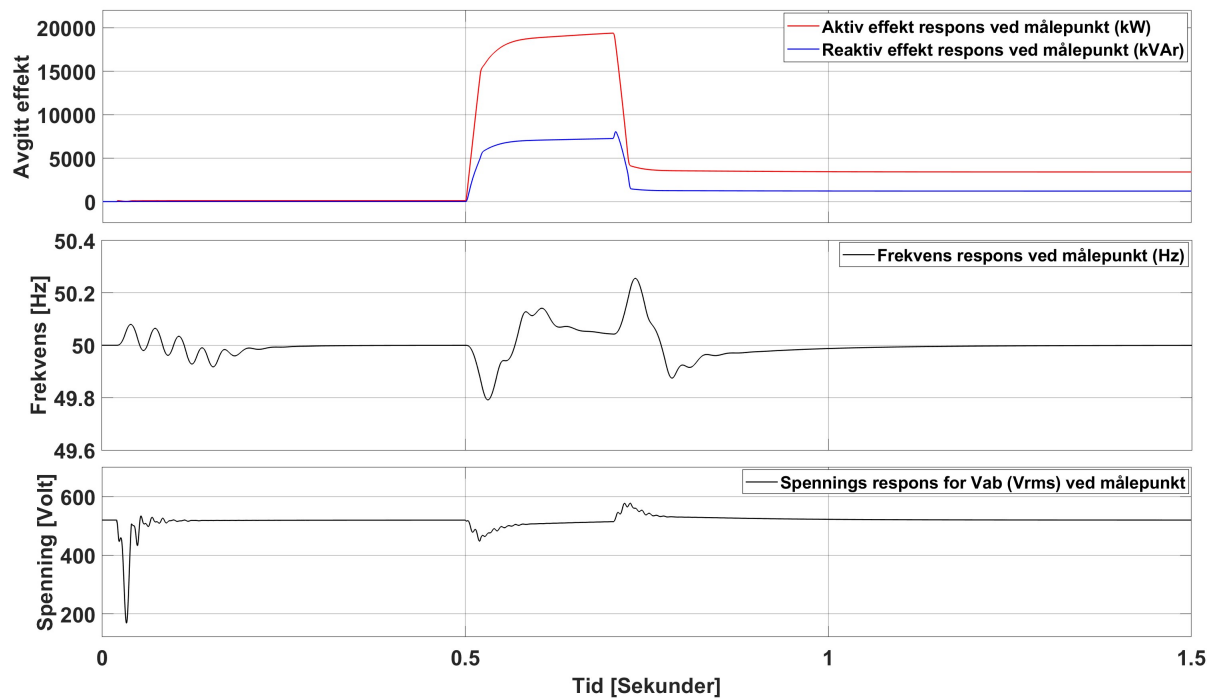


## 55MVA



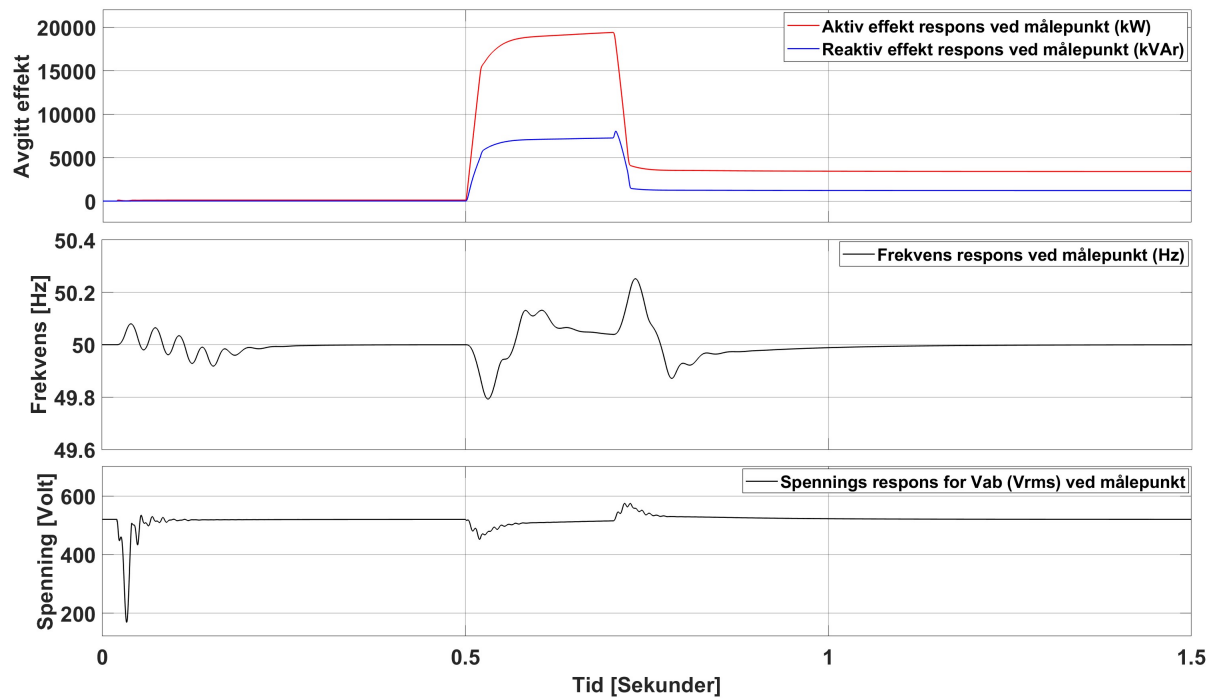
Figur C.16: Aktiv effekt respons (rød graf i øvre display), reaktiv effekt respons (blå graf i øvre display), frekvens respons (svart graf i midtre display), og spennings respons (svart graf i nedre display) for simuleringmodellen og scenariet beskrevet i 3.6. Simuleringen er utført for en konverterstørrelse på 55MVA.

## 60MVA



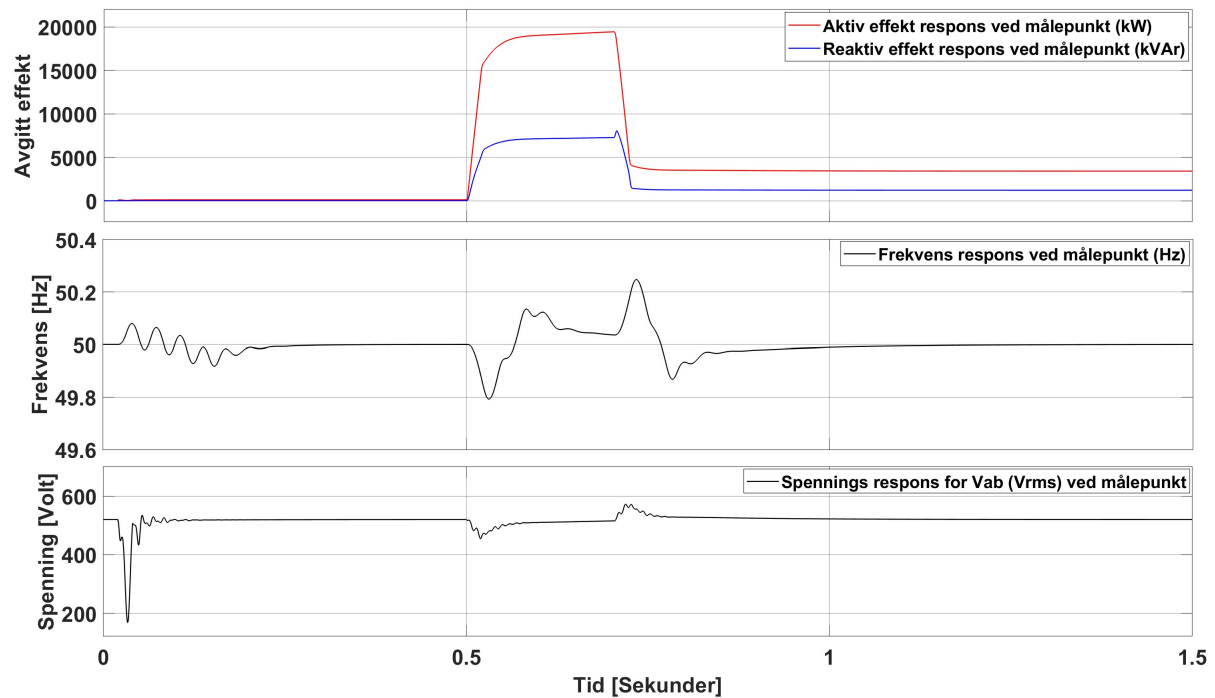
Figur C.17: Aktiv effekt respons (rød graf i øvre display), reaktiv effekt respons (blå graf i øvre display), frekvens respons (svart graf i midtre display), og spennings respons (svart graf i nedre display) for simuleringsmodellen og scenariet beskrevet i 3.6. Simuleringen er utført for en konverterstørrelse på 60MVA.

## 65MVA



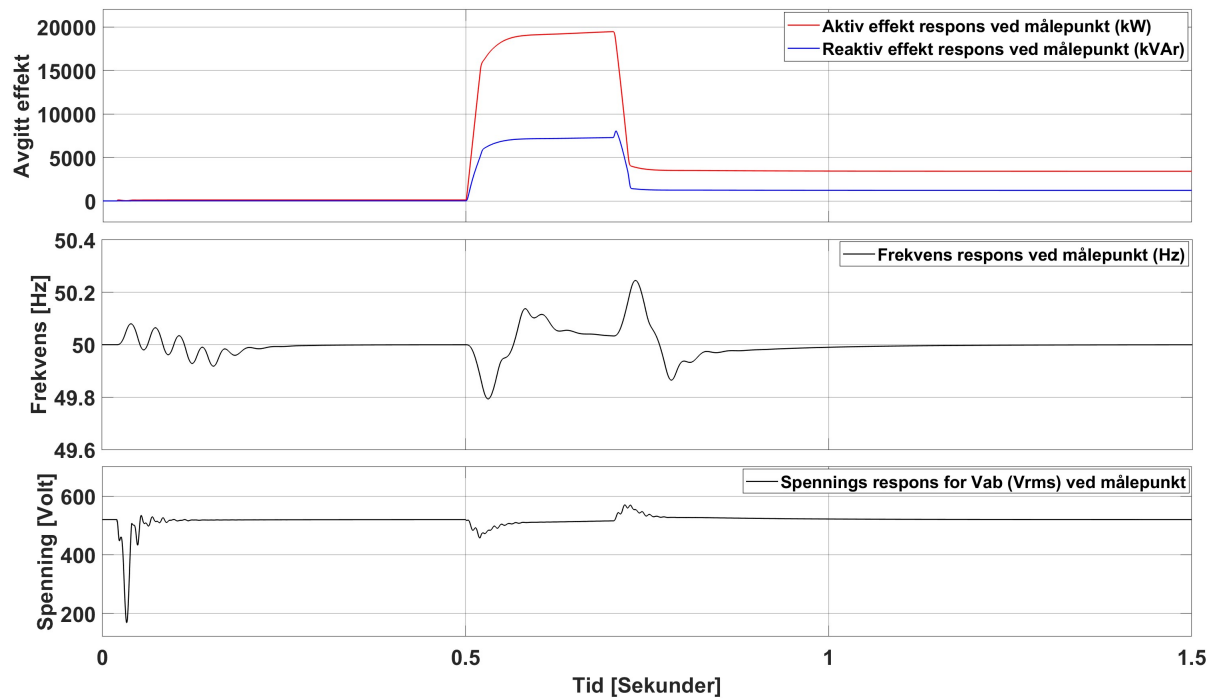
Figur C.18: Aktiv effekt respons (rød graf i øvre display), reaktiv effekt respons (blå graf i øvre display), frekvens respons (svart graf i midtre display), og spennings respons (svart graf i nedre display) for simuleringsmodellen og scenariet beskrevet i 3.6. Simuleringen er utført for en konverterstørrelse på 65MVA.

## 70MVA



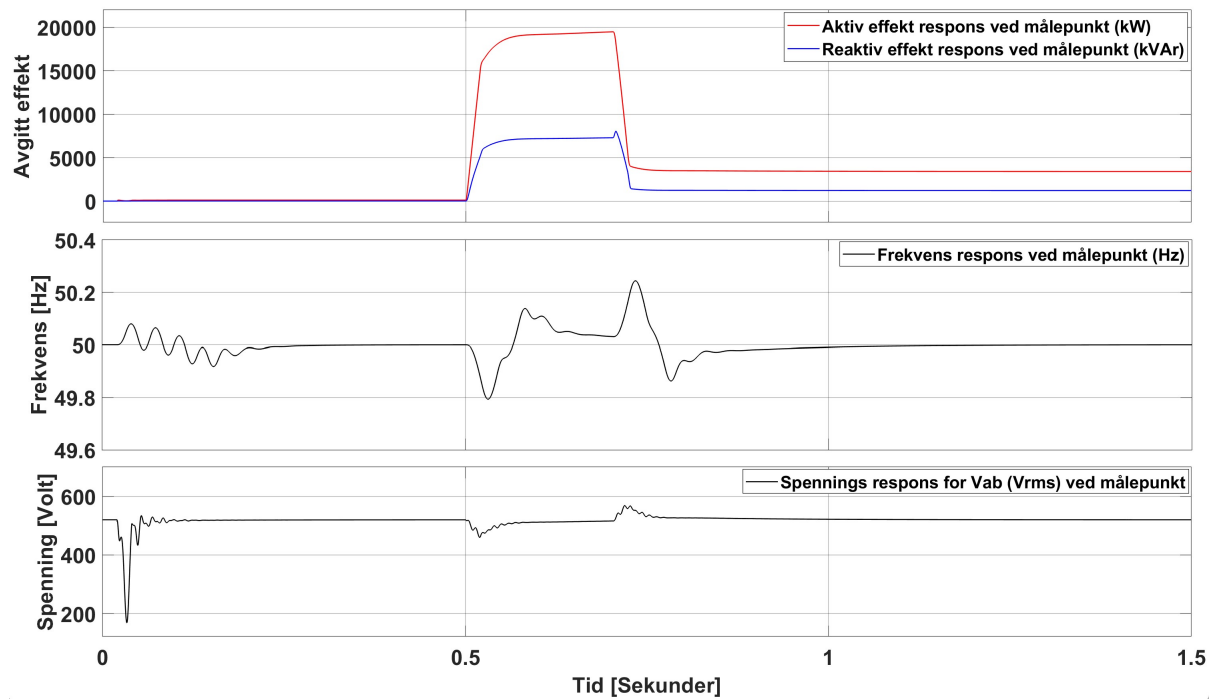
Figur C.19: Aktiv effekt respons (rød graf i øvre display), reaktiv effekt respons (blå graf i øvre display), frekvens respons (svart graf i midtre display), og spennings respons (svart graf i nedre display) for simuleringsmodellen og scenariet beskrevet i 3.6. Simuleringen er utført for en konverterstørrelse på 70MVA.

## 75MVA



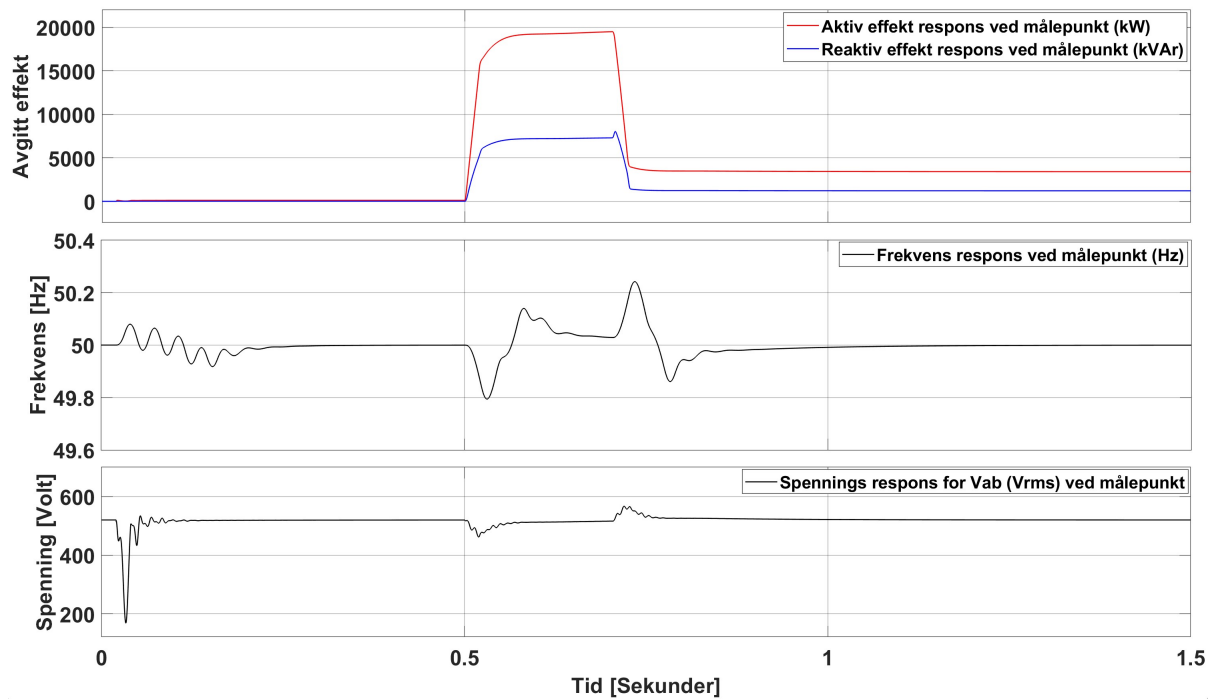
Figur C.20: Aktiv effekt respons (rød graf i øvre display), reaktiv effekt respons (blå graf i øvre display), frekvens respons (svart graf i midtre display), og spennings respons (svart graf i nedre display) for simuleringmodellen og scenariet beskrevet i 3.6. Simuleringen er utført for en konverterstørrelse på 75MVA.

## 80MVA



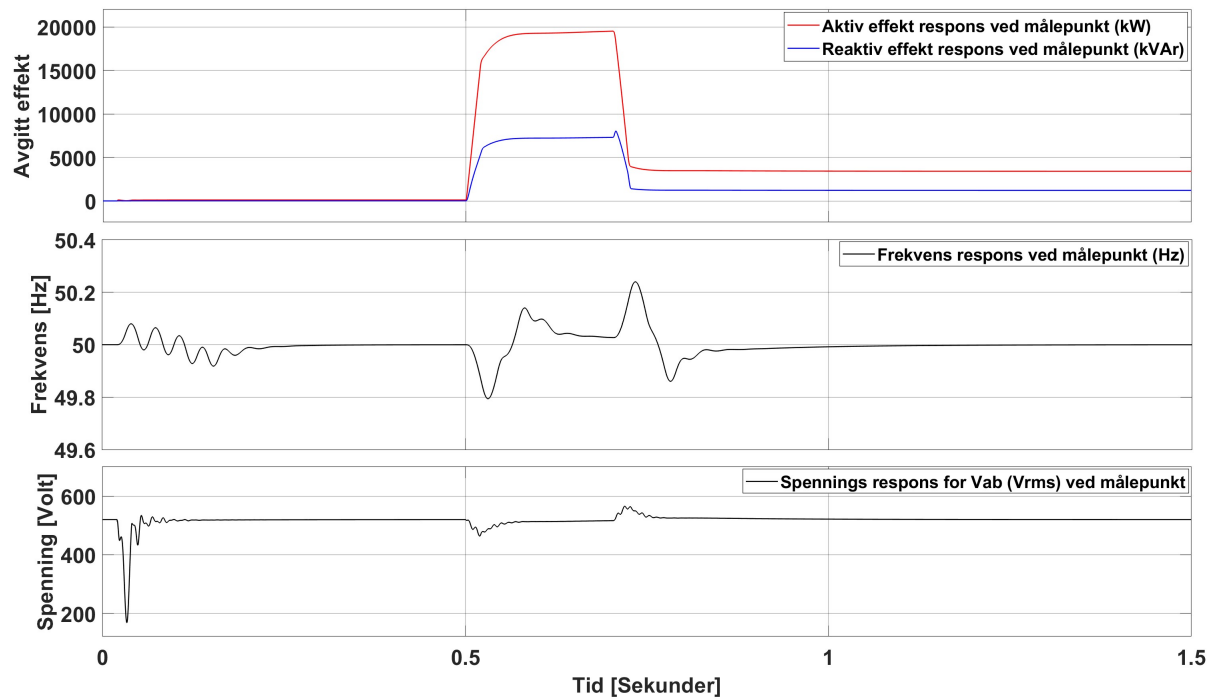
Figur C.21: Aktiv effekt respons (rød graf i øvre display), reaktiv effekt respons (blå graf i øvre display), frekvens respons (svart graf i midtre display), og spennings respons (svart graf i nedre display) for simuleringsmodellen og scenariet beskrevet i 3.6. Simuleringen er utført for en konverterstørrelse på 80MVA.

## 85MVA



Figur C.22: Aktiv effekt respons (rød graf i øvre display), reaktiv effekt respons (blå graf i øvre display), frekvens respons (svart graf i midtre display), og spennings respons (svart graf i nedre display) for simuleringsmodellen og scenariet beskrevet i 3.6. Simuleringen er utført for en konverterstørrelse på 85MVA.

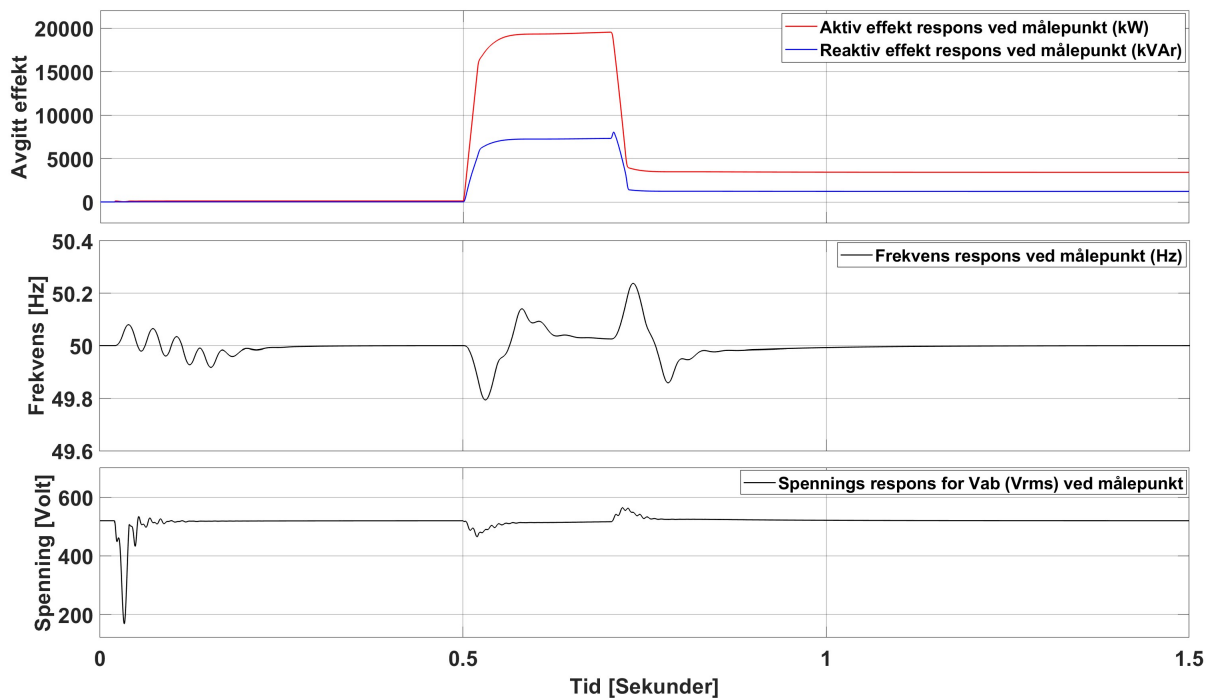
## 90MVA



Figur C.23: Aktiv effekt respons (rød graf i øvre display), reaktiv effekt respons (blå graf i øvre display), frekvens respons (svart graf i midtre display), og spennings respons (svart graf i nedre display) for simuleringsmodellen og scenariet beskrevet i 3.6. Simuleringen er utført for en konverterstørrelse på 90MVA.

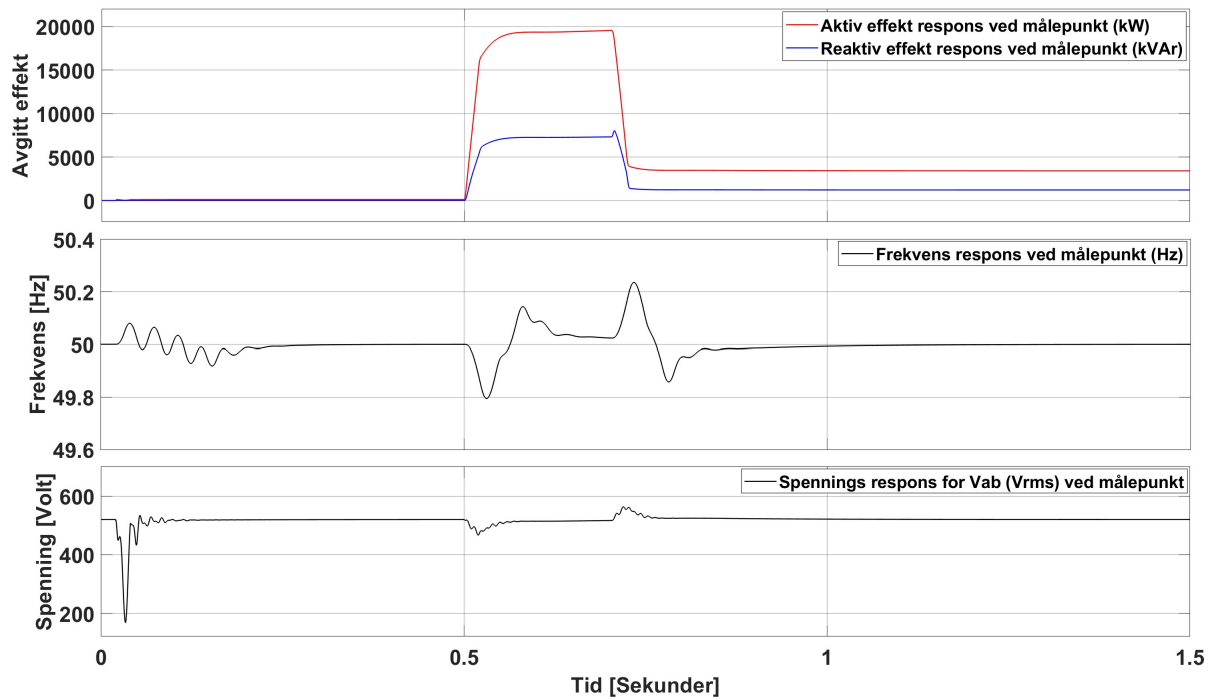


## 95MVA



Figur C.24: Aktiv effekt respons (rød graf i øvre display), reaktiv effekt respons (blå graf i øvre display), frekvens respons (svart graf i midtre display), og spennings respons (svart graf i nedre display) for simuleringsmodellen og scenariet beskrevet i 3.6. Simuleringen er utført for en konverterstørrelse på 95MVA.

## 100MVA



Figur C.25: Aktiv effekt respons (rød graf i øvre display), reaktiv effekt respons (blå graf i øvre display), frekvens respons (svart graf i midtre display), og spennings respons (svart graf i nedre display) for simuleringsmodellen og scenariet beskrevet i 3.6. Simuleringen er utført for en konverterstørrelse på 100MVA.

### C.3 Stabiliseringstid for transient simuleringer

I dette deltillegget vises resultatene for stabiliseringstiden til spenningsresponsen, etter lastendingene, ved simulering av lastscenariet listet i tabell 3.6 for simuleringsmodellen presentert i 3.6. Målingen startes ved første lastendring, 500ms inn i simuleringen, og avsluttes når spenningen er innenfor sitt toleranseområde, gitt i IEC 61892 standardene til spenning stabilitet på offshore enheter som brukes til leting eller produksjon av petroleumsressurser, etter last reduksjon, 700ms inn i simuleringen. Altså måles ikke stabiliseringstiden for de to lastendringene separat. Simuleringene er utført for konverterstørrelser på 20MVA til 100MVA med steg på 5MVA.

Konverter størrelse [MVA]	Stabiliseringstid [ms]
20	462
25	410
30	401
35	376
40	349
45	328
50	302
55	277
60	267
65	258
70	257
75	248
80	247
85	247
90	247
95	246
100	246

Tabell C.1: Stabiliseringstid for spennings respons etter lastøkning på 19.7MW + 7.4MVA<sub>r</sub> og last reduksjon på 16.4MW + 6.2MVA<sub>r</sub>, for simuleringsmodell beskrevet i 3.6, for konverter størrelser fra 20MVA til 100MVA med steg på 5MVA.



# Bibliografi

- [1] David Wenzhong Gao. “Chapter 2 - Applications of ESS in Renewable Energy Microgrids”. I: *Energy Storage for Sustainable Microgrid*. Red. av David Wenzhong Gao. Oxford: Academic Press, 1. jan. 2015, s. 35–77. ISBN: 978-0-12-803374-6. DOI: [10.1016/B978-0-12-803374-6.00002-0](https://doi.org/10.1016/B978-0-12-803374-6.00002-0). URL: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/B9780128033746000020> (sjekket 08.05.2022).
- [2] KonKraft. *Konkrafttrappport 2020-1 - Framtidens energinæring på norsk sokkel*. 2020.
- [3] SSB. *Utslipp til luft*. SSB. 30. jun. 2021. URL: <https://www.ssb.no/natur-og-miljo/forurensning-og-klima/statistikk/utslipp-til-luft> (sjekket 06.09.2021).
- [4] Miljøstatus. *Klimagassutslipp fra olje- og gassutvinning*. Miljøstatus. 2021. URL: <https://miljostatus.miljodirektoratet.no/tema/klima/norske-utslipp-av-klimagasser/klimagassutslipp-fra-olje-og-gassutvinning/> (sjekket 03.09.2021).
- [5] Shanmugam Kalpana og Gogineni Pradeep. “BESS-Based Microgrid with Enhanced Power Control and Storage Management”. I: *Advances in Smart Grid Technology*. Red. av Pierluigi Siano og K. Jamuna. Lecture Notes in Electrical Engineering. Singapore: Springer, 2020, s. 77–92. ISBN: 9789811572456. DOI: [10.1007/978-981-15-7245-6\\_7](https://doi.org/10.1007/978-981-15-7245-6_7).
- [6] Andreas Ulbig, Theodor Borsche og Göran Andersson. “Impact of Low Rotational Inertia on Power System Stability and Operation”. I: *IFAC Proceedings Volumes (IFAC-PapersOnline)* 19 (22. des. 2013).
- [7] Oben Dag og Behrooz Mirafzal. “On stability of islanded low-inertia microgrids”. I: *2016 Clemson University Power Systems Conference (PSC)*. 2016 Clemson University Power Systems Conference (PSC). Mar. 2016, s. 1–7. DOI: [10.1109/PSC.2016.7462854](https://doi.org/10.1109/PSC.2016.7462854).
- [8] Zhikang Shuai mfl. “Microgrid stability: Classification and a review”. I: *Renewable and Sustainable Energy Reviews* 58 (1. mai 2016), s. 167–179. ISSN: 1364-0321. DOI: [10.1016/j.rser.2015.12.201](https://doi.org/10.1016/j.rser.2015.12.201). URL: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032115015841> (sjekket 06.05.2022).

- [9] Salvatore D'Arco, Jon Are Suul og Olav B. Fosso. "A Virtual Synchronous Machine implementation for distributed control of power converters in SmartGrids". I: *Electric Power Systems Research* 122 (1. mai 2015), s. 180–197. ISSN: 0378-7796. DOI: [10.1016/j.epsr.2015.01.001](https://doi.org/10.1016/j.epsr.2015.01.001). URL: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0378779615000024> (sjekket 05.05.2022).
- [10] Garrett Fitzgerald mfl. *The economics of battery energy storage*. 2015. URL: [https://indico.fnal.gov/event/24493/attachments/76360/91529/ALD\\_chemicals\\_-\\_Crabtree.pdf](https://indico.fnal.gov/event/24493/attachments/76360/91529/ALD_chemicals_-_Crabtree.pdf).
- [11] Juan Pablo Rivera-Barrera, Nicolás Muñoz-Galeano og Henry Omar Sarmiento-Maldonado. "SoC estimation for lithium-ion batteries: Review and future challenges". I: *Electronicsweek* 6.4 (2017). tex.article-number: 102. ISSN: 2079-9292. DOI: [10.3390/electronics6040102](https://doi.org/10.3390/electronics6040102). URL: <https://www.mdpi.com/2079-9292/6/4/102>.
- [12] Marlene Motyka. *2018 outlook on renewable energy*. 2018. URL: <https://www.ippjournal.com/download-file/944>.
- [13] Leonard L. Grigsby. *Power System Stability and Control*. Google-Books-ID: zrP-MBQAAQBAJ. CRC Press, 19. des. 2017. 438 s. ISBN: 978-1-4398-8321-1.
- [14] Prabha Kundur mfl. "Definition and Classification of Power System Stability IEEE/CIGRE Joint Task Force on Stability Terms and Definitions". I: *Power Systems, IEEE Transactions on* 19 (1. sep. 2004), s. 1387–1401. DOI: [10.1109/TPWRS.2004.825981](https://doi.org/10.1109/TPWRS.2004.825981).
- [15] Shakti Singh, Shubhangi Jagota og Mukesh Singh. "Energy management and voltage stabilization in an islanded microgrid through an electric vehicle charging station". I: *Sustainable Cities and Society* 41 (1. aug. 2018), s. 679–694. ISSN: 2210-6707. DOI: [10.1016/j.scs.2018.05.055](https://doi.org/10.1016/j.scs.2018.05.055). URL: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2210670717316451> (sjekket 06.05.2022).
- [16] Anna Nordling mfl. *Energy Storage - Electricity storage technologies*. 2016. URL: <https://www.iva.se/globalassets/rapporter/vagval-el/201604-iva-vagvalel-ellagring-rapport-english-e-ny.pdf>.
- [17] Asian Development Bank. *Handbook on Battery Energy Storage System*. Edition: 0 ISBN: 9789292614713 9789292614706. Manila, Philippines: Asian Development Bank, des. 2018. DOI: [10.22617/TCS189791-2](https://doi.org/10.22617/TCS189791-2). URL: <https://www.adb.org/publications/battery-energy-storage-system-handbook> (sjekket 23.09.2021).
- [18] Nihal Kularatna. "Rechargeable Batteries and Their Management". I: *Instrumentation & Measurement Magazine, IEEE* 14 (1. mai 2011), s. 20–33. ISSN: 9780750699921. DOI: [10.1109/MIM.2011.5735252](https://doi.org/10.1109/MIM.2011.5735252).
- [19] Ilya A. Galkin mfl. *Interface Converters for Residential Battery Energy Storage Systems: Practices, Difficulties and Prospects*. 6. aug. 2021. URL: <https://www.mdpi.com/1996-1073/14/12/3365>.

- [20] Tatsuo Horiba. “Lithium-Ion Battery Systems”. I: *Proceedings of the IEEE* 102.6 (jun. 2014). Conference Name: Proceedings of the IEEE, s. 939–950. ISSN: 1558-2256. DOI: [10.1109/JPROC.2014.2319832](https://doi.org/10.1109/JPROC.2014.2319832).
- [21] *A Guide to Understand Battery specifications*. URL: [http://web.mit.edu/evt/summary\\_battery\\_specifications.pdf](http://web.mit.edu/evt/summary_battery_specifications.pdf).
- [22] Muhammed Alhanouti mfl. “New Electro-Thermal Battery Pack Model of an Electric Vehicle”. I: *Energies* 9.7 (jul. 2016). Number: 7 Publisher: Multidisciplinary Digital Publishing Institute, s. 563. DOI: [10.3390/en9070563](https://doi.org/10.3390/en9070563). URL: <https://www.mdpi.com/1996-1073/9/7/563> (sjekket 01.10.2021).
- [23] DIgSILENT PowerFactory. *Battery Energy Storing System - BESS*. 2010.
- [24] he Hongwen, Rui Xiong og Fan Jinxin. “Evaluation of Lithium-Ion Battery Equivalent Circuit Models for State of Charge Estimation by an Experimental Approach”. I: *Energies* 4 (1. des. 2011). DOI: [10.3390/en4040582](https://doi.org/10.3390/en4040582).
- [25] Bingqi Liu mfl. “Design of battery management system based on DSP for BEV”. I: *2017 9th International Conference on Modelling, Identification and Control (ICMIC)*. 2017 9th International Conference on Modelling, Identification and Control (ICMIC). Jul. 2017, s. 857–862. DOI: [10.1109/ICMIC.2017.8321574](https://doi.org/10.1109/ICMIC.2017.8321574).
- [26] Habiballah Rahimi-Eichi mfl. “Battery Management System: An Overview of Its Application in the Smart Grid and Electric Vehicles”. I: *IEEE Industrial Electronics Magazine* 7.2 (jun. 2013). Conference Name: IEEE Industrial Electronics Magazine, s. 4–16. ISSN: 1941-0115. DOI: [10.1109/MIE.2013.2250351](https://doi.org/10.1109/MIE.2013.2250351).
- [27] Mauro Andriollo mfl. “Review of Power Conversion and Conditioning Systems for Stationary Electrochemical Storage”. I: *Energies* 2015 (28. jan. 2015), s. 960–975. DOI: [10.3390/en8020960](https://doi.org/10.3390/en8020960).
- [28] Adrian Kasin. *Distributed energy storage in the power grid*. 16. jun. 2020.
- [29] Marija Vujacic mfl. “Analysis of dc-Link Voltage Switching Ripple in Three-Phase PWM Inverters”. I: *Energies* 11.2 (feb. 2018). Number: 2 Publisher: Multidisciplinary Digital Publishing Institute, s. 471. ISSN: 1996-1073. DOI: [10.3390/en11020471](https://doi.org/10.3390/en11020471). URL: <https://www.mdpi.com/1996-1073/11/2/471> (sjekket 30.03.2022).
- [30] Hamid R. mfl. “Bidirectional DC - DC Converters for Energy Storage Systems”. I: *Energy Storage in the Emerging Era of Smart Grids* (). URL: [https://www.academia.edu/22304004/Bidirectional\\_DC\\_DC\\_Converters\\_for\\_Energy\\_Storage\\_Systems](https://www.academia.edu/22304004/Bidirectional_DC_DC_Converters_for_Energy_Storage_Systems) (sjekket 29.09.2021).
- [31] Deepak Ravi mfl. “Bidirectional dc to dc Converters: An Overview of Various Topologies, Switching Schemes and Control Techniques”. I: *International Journal of Engineering and Technology* 7 (22. sep. 2018), s. 360–365. DOI: [10.14419/ijet.v7i4.5.20107](https://doi.org/10.14419/ijet.v7i4.5.20107).
- [32] Saman A. Gorji mfl. “Topologies and Control Schemes of Bidirectional DCDC Power Converters: An Overview”. I: *IEEE Access* 7 (2019). Conference Name: IEEE Access, s. 117997–118019. ISSN: 2169-3536. DOI: [10.1109/ACCESS.2019.2937239](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2937239).

- [33] K. A. Chinmaya og G. K. Singh. “A Plug - in Electric Vehicle (PEV) with Compact Bidirectional CuK Converter and Sturdier Induction Motor Drive”. I: *IECON 2018 - 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. IECON 2018 - 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. ISSN: 2577-1647. Okt. 2018, s. 937–942. DOI: [10.1109/IECON.2018.8595405](https://doi.org/10.1109/IECON.2018.8595405).
- [34] Ujjwal Datta, Akhtar Kalam og Juan Shi. *Battery energy storage system for transient frequency stability enhancement of a large-scale power system*. 9. feb. 2018. DOI: [10.1109/AUPEC.2017.8282465](https://doi.org/10.1109/AUPEC.2017.8282465).
- [35] Priyabrata Shaw. *Modeling and Control of a Battery Connected Standalone Photovoltaic System*. 29. mai 2015. URL: [https://www.researchgate.net/publication/299562858\\_Modeling\\_and\\_Control\\_of\\_a\\_Battery\\_Connected\\_Standalone\\_Photovoltaic\\_System](https://www.researchgate.net/publication/299562858_Modeling_and_Control_of_a_Battery_Connected_Standalone_Photovoltaic_System).
- [36] K. Suresh og Dr R. Arulmozhiyal. “Design and Implementation of Bi-Directional DC-DC Converter for Wind Energy System”. I: *Circuits and Systems* 7.11 (6. sep. 2016). Number: 11 Publisher: Scientific Research Publishing, s. 3705–3722. DOI: [10.4236/cs.2016.711311](https://doi.org/10.4236/cs.2016.711311). URL: <http://www.scirp.org/Journal/Paperabs.aspx?paperid=70547> (sjekket 19.01.2022).
- [37] Shamini Dharmasena, Temitayo O. Olowu og Arif I. Sarwat. “Bidirectional AC/DC Converter Topologies: A Review”. I: *2019 SoutheastCon*. 2019 SoutheastCon. ISSN: 1558-058X. Apr. 2019, s. 1–5. DOI: [10.1109/SoutheastCon42311.2019.9020287](https://doi.org/10.1109/SoutheastCon42311.2019.9020287).
- [38] Aaron VanderMeulen og John Maurin. *Current Source inverter vs. Voltage source inverter topology*. Jun. 2014. URL: <https://www.eaton.com/content/dam/eaton/products/medium-voltage-power-distribution-control-systems/motor-control/literature/other-docs/sc9000-csi-vs-vsi-topology-white-paper-wp020001en.pdf>.
- [39] Dylan Erb C., Omer Onar C. og Khaligh. *Bi-Directional Charging Topologies for Plug-in Hybrid Electric Vehicles*. 2010. URL: <http://static.squarespace.com/static/50cd7959e4b0c9186c8a87e1/t/50f0e7d3e4b0a42e43eacd2c/1357965267804/Bi-Directional%20Charging%20Topologies%20for%20Plug-in%20Hybrid%20Electric%20Vehicles%20.pdf>.
- [40] Omes Bajwa. *Design of a Revtifier for Elecric Vehicle Chargers*. Jun. 2021.
- [41] Remus Narcis Beres mfl. “A Review of Passive Power Filters for Three-Phase Grid-Connected Voltage-Source Converters”. I: *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics* 4.1 (mar. 2016). Conference Name: IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, s. 54–69. ISSN: 2168-6785. DOI: [10.1109/JESTPE.2015.2507203](https://doi.org/10.1109/JESTPE.2015.2507203).
- [42] Gabriel E. Mejía Ruiz, Nicolás Muñoz og Juan B. Cano. “Modeling, analysis and design procedure of LCL filter for grid connected converters”. I: *2015 IEEE Workshop on Power Electronics and Power Quality Applications (PEPQA)*. 2015 IEEE Workshop on Power Electronics and Power Quality Applications (PEPQA). Jun. 2015, s. 1–6. DOI: [10.1109/PEPQA.2015.7168215](https://doi.org/10.1109/PEPQA.2015.7168215).



- [43] Ewald F. Fuchs og Mohammad A. S. Masoum. *Power Quality in Power Systems and Electrical Machines*. San Diego, UNITED STATES: Elsevier Science & Technology, 2008. ISBN: 978-0-08-055917-9. URL: <http://ebookcentral.proquest.com/lib/hogskbergen-ebooks/detail.action?docID=331976> (sjekket 08.05.2022).
- [44] Ned Mohan. *Power electronics: converters, applications, and design*. I samarbeid med William P. Robbins og Tore M. Undeland. 3rd ed. Place of publication not identified: John Wiley & Sons, 2003. ISBN: 978-1-61583-634-5.
- [45] Shafinaz A Lopa mfl. "Design and Simulation of DC-DC Converters". I: 03.1 (jan. 2016), s. 8. DOI: <https://www.irjet.net/archives/V3/i1/IRJET-V3I111.pdf>.
- [46] "IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems". I: *IEEE Std 519-2014 (Revision of IEEE Std 519-1992)* (jun. 2014). Conference Name: IEEE Std 519-2014 (Revision of IEEE Std 519-1992), s. 1–29. DOI: [10.1109/IEEESTD.2014.6826459](https://doi.org/10.1109/IEEESTD.2014.6826459).
- [47] Marwa Ben Said-Romdhane mfl. "An Improved LCL Filter Design in Order to Ensure Stability without Damping and Despite Large Grid Impedance Variations". I: *Energies* 10.3 (mar. 2017). Number: 3 Publisher: Multidisciplinary Digital Publishing Institute, s. 336. DOI: [10.3390/en10030336](https://doi.org/10.3390/en10030336). URL: <https://www.mdpi.com/1996-1073/10/3/336> (sjekket 04.11.2021).
- [48] *elektrisk resonans*. I: *Store norske leksikon*. I samarbeid med Johannes Skaar. 12. okt. 2020. URL: [http://snl.no/elektrisk\\_resonans](http://snl.no/elektrisk_resonans) (sjekket 19.05.2022).
- [49] Ya-Gang Wang og Hui-He Shao. "Optimal tuning for PI controller". I: *Automatica* 36.1 (1. jan. 2000), s. 147–152. ISSN: 0005-1098. DOI: [10.1016/S0005-1098\(99\)00130-2](https://doi.org/10.1016/S0005-1098(99)00130-2). URL: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0005109899001302> (sjekket 22.04.2022).
- [50] Richard C. Dorf. *Modern control systems*. 13th ed., Global ed. Harlow: Pearson Education, 2017. 1025 s. ISBN: 978-1-292-15297-4.
- [51] Ned Mohan. *Power electronics: a first course*. Book Title: Power electronics : a first course. Hoboken, N.J: Wiley, 2012. XIII, 270. ISBN: 978-1-118-07480-0.
- [52] Nisha Kondrath. "An Overview of Bidirectional DC-DC Converter Topologies and Control Strategies for Interfacing Energy Storage Systems in Microgrids". I: *J. of Electrical Engineering* 6.1 (28. jan. 2018). ISSN: 23282223, 23282223. DOI: [10.17265/2328-2223/2018.01.002](https://doi.org/10.17265/2328-2223/2018.01.002). URL: <http://www.davidpublisher.org/index.php/Home/Article/index?id=34179.html> (sjekket 25.11.2021).
- [53] Ujjwal Datta, Akhtar Kalam og Juan Shi. *Battery Energy Storage System to Stabilize Transient Voltage and Frequency and Enhance Power Export Capability*. 2018. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=8523798>.
- [54] Ned Mohan. *Advanced Electric Drives - Analysis, Control, and Modeling Using MATLAB/Simulink*. WILEY, 2014.

- [55] Abhijit Kulkarni og Vinod John. “Design of synchronous reference frame phase-locked loop with the presence of dc offsets in the input voltage”. I: *IET Power Electronics* 8.12 (2015). \_eprint: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/pdf/10.1049/iet-pel.2014.0878>, s. 2435–2443. ISSN: 1755-4543. DOI: [10.1049/iet-pel.2014.0878](https://doi.org/10.1049/iet-pel.2014.0878). URL: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1049/iet-pel.2014.0878> (sjekket 12.11.2021).
- [56] Gonzalo Abad. *Power Electronics and Electric Drives for Traction Applications*. New York, UNITED KINGDOM: John Wiley & Sons, Incorporated, 2016. ISBN: 978-1-118-95443-0. URL: <http://ebookcentral.proquest.com/lib/hogskbergen-ebooks/detail.action?docID=4690014> (sjekket 11.02.2022).
- [57] Sahar Zafar mfl. “On Design of DC-Link Voltage Controller and PQ Controller for Grid Connected VSC for Microgrid Application”. I: *2018 International Conference on Power Generation Systems and Renewable Energy Technologies (PGSRET)*. 2018 International Conference on Power Generation Systems and Renewable Energy Technologies (PGSRET). Sep. 2018, s. 1–6. DOI: [10.1109/PGSRET.2018.8686010](https://doi.org/10.1109/PGSRET.2018.8686010).
- [58] Mahmoud M. Hussein mfl. “Control of a Stand-Alone Variable Speed Wind Energy Supply System”. I: *Applied Sciences* 3.2 (jun. 2013). Number: 2 Publisher: Multidisciplinary Digital Publishing Institute, s. 437–456. ISSN: 2076-3417. DOI: [10.3390/app3020437](https://doi.org/10.3390/app3020437). URL: <https://www.mdpi.com/2076-3417/3/2/437> (sjekket 24.03.2022).
- [59] Ruisheng Li. “Chapter 2 - Grid-connected power conversion of distributed resources”. I: *Distributed Power Resources*. Red. av Ruisheng Li. Academic Press, 1. jan. 2019, s. 19–50. ISBN: 978-0-12-817447-0. DOI: [10.1016/B978-0-12-817447-0.00002-X](https://doi.org/10.1016/B978-0-12-817447-0.00002-X). URL: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/B978012817447000002X> (sjekket 09.05.2022).
- [60] Ujjwal Datta, Akhtar Kalam og Juan Shi. “Battery Energy Storage System for Aggregated Inertia-Droop Control and a Novel Frequency Dependent State-of-Charge Recovery”. I: *Energies* 13.8 (18. apr. 2020), s. 2003. ISSN: 1996-1073. DOI: [10.3390/en13082003](https://doi.org/10.3390/en13082003). URL: <https://www.mdpi.com/1996-1073/13/8/2003> (sjekket 19.11.2021).
- [61] Jiawei Wang mfl. “Active and reactive power support of MV distribution systems using battery energy storage”. I: *2017 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*. 2017 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT). Mar. 2017, s. 382–387. DOI: [10.1109/ICIT.2017.7913261](https://doi.org/10.1109/ICIT.2017.7913261).
- [62] Joerg Dannehl, Christian Wessels og Friedrich Wilhelm Fuchs. “Limitations of Voltage-Oriented PI Current Control of Grid-Connected PWM Rectifiers With  $\$LCL\$$  Filters”. I: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 56.2 (feb. 2009). Conference Name: IEEE Transactions on Industrial Electronics, s. 380–388. ISSN: 1557-9948. DOI: [10.1109/TIE.2008.2008774](https://doi.org/10.1109/TIE.2008.2008774).

- 
- [63] Jun-Young Lee, Young-Pyo Cho og Jee-Hoon Jung. *Design Methodology of Passive Damped LCL Filter Using Current Controller for Grid-Connected Three-Phase Voltage-Source Inverters*. Jul. 2018. URL: <http://koreascience.or.kr/article/JAK0201822262292464.pdf>.
- [64] Daniel Salomonsson og Ambra Sannino. “Comparative Design and Analysis of Dc-Link-Voltage Controllers for Grid-Connected Voltage-Source Converter”. I: *2007 IEEE Industry Applications Annual Meeting*. 2007 IEEE Industry Applications Annual Meeting. ISSN: 0197-2618. Sep. 2007, s. 1593–1600. DOI: [10.1109/07IAS.2007.246](https://doi.org/10.1109/07IAS.2007.246).
- [65] Julius Susanto. “Stability of Microgrids and Weak Grids with High Penetration of Variable Renewable Energy”. I: (jan. 2020), s. 184. DOI: <https://researchrepository.murdoch.edu.au/id/eprint/54354/1/Susanto2020.pdf>.