



Høgskulen på Vestlandet

Bachelorreport:
BO21E-34 Trefase AC DC omformer

Bjørn Harald Evensen
Vilde Opedal
Elektronikk

01.06.2021

Dokumentkontroll

Rapportens tittel: BO21E-34 Trefase DC AC omformer	Dato/Versjon 01. 06. 2021/3.0
	Rapportnummer: BO21E-34
Forfattere: Bjørn Harald Evensen Vilde Opedal	Studieretning: EEL18H
	Antall sider: 49
Høgskolens veileder: Eirik Haustveit	Gradering: Åpen
Eventuelle merknader: Vi tillater at oppgaven kan publiseres.	

Oppdragsgiver: Høgskulen på Vestlandet	Oppdragsgivers referanse: Eirik Haustveit
Oppdragsgivers kontaktperson(er) (inkludert kontaktinformasjon): Eirik Haustveit Eirik.haustveit@hvl.no	

Revisjon	Dato	Status	Utført av
1.0	31.01.21	Første utkast	Vilde Opedal
1.5	15.02.21	Supplering av teori	Bjørn Harald Evensen
2.0	10.04.21	Supplering av teori	Bjørn Harald Evensen
2.5	31.05.21	Ferdigstilling av rapporten	Vilde Opedal
3.0	01.06.21	Finjusering av figurer	Vilde Opedal

Forord

Vekselomformere har eksistert i mange år, men det er likevel et økende behov for vekselomformere i dagens elektroniske samfunn. Behovet for vekselomformere i ulike system kommer ikke til å avta med det første, det er derfor vesentlig for elektronikkstudenter å forstå en vekselomformers oppbygning og virkemåte. Høgskulen på Vestlandet ønsker å tilby sine studenter muligheten til dette.

Hensikten med denne oppgaven er å designe en laboratorieplattform for trefase vekselomforming. Den skal brukes av Elkraftstudenter ved HVL. Rapporten inneholder en gjennomgang av teori og designprosessen som er gjennomført.

Dette er den avsluttende oppgaven på bachelorstudiet Elektronikkingeniør ved Høgskulen på Vestlandet, Campus Bergen. Prosjektarbeidet er utført av Bjørn Harald Evensen og Vilde Thorsen Opedal med veiledning fra Høgskulen på Vestlandet ved Eirik Haustveit. Oppgaven har vært utfordrende og læringskurven har vært bratt. Den er tverrfaglig mellom elektronikk og Elkraft, noe som har bydd på utfordringer underveis.

Vi ønsker med dette å rette en spesiell takk til vår veileder Eirik Haustveit, som har gjort denne oppgaven mulig å gjennomføre.

Innhold

1	Innledning	10
1.1	Organisering av rapporten	10
1.1.1	Generelt	10
1.1.2	Innledning	10
1.1.3	Hoveddel	10
1.1.4	Avslutning	11
1.2	Oppdragsgiver	11
1.3	Problemstilling	11
2	Teoretisk grunnlag	13
2.1	Vekselomformer	13
2.1.1	Pulsbreddemodulasjon	14
2.1.2	Virkemåte	16
2.1.3	Anvendelse	18
3	Kravspesifikasjon	19
4	Analyse av problemet	20
4.1	Utforming av mulige løsninger	21
4.1.1	Løsningsalternativ 1	21
4.1.2	Løsningsalternativ 2	22
4.1.3	Vurderinger i forhold til verktøy og HW/SW komponenter	22
4.2	Konklusjon	22
5	Realisering	24
5.1	Overordnet fremgangsmåte i KiCad	24
5.2	Kraftsiden	26
5.2.1	IPM	26
5.2.2	Spenningsfølger og temperaturmåler	29
5.2.3	DC-link kondensator	31
5.2.4	Switchfrekvens	33
5.3	Kjøleribbe	34
5.3.1	Shunterresistorer	35
5.3.2	Bootstrap	35
5.4	Strøm- og spenningsmåling	37
5.4.1	Strømmåling	37
5.4.2	Spenningsmåling	38
5.5	Isolasjon	39
5.6	Kraftforsyning	40
5.7	Kontrollsidan - Mikrokontroller	41
5.8	Kretskortutlegg	42

6	Testing	44
7	Diskusjon	45
8	Konklusjon	47
9	Referanser	49

Sammendrag

Omforming av strøm er en essensiell del av dagens samfunn. Den gjør seg ikke synlig, men er involvert i alt fra biler til strømmettet som vi sannsynligvis ikke hadde klart oss uten i dag.

Oppdragsgiver, HVL, ønsket at en trefase 2-nivå DC til AC omformer skulle designes til bruk innenfor studentutført laboratoriearbeid. Oppgaven baserte seg på å designe en prototype, med kostnadseffektivitet og ytelse som hovedfokus. Dette er en balansegang, og har hatt alt å si for beslutningene som har blitt gjort gjennom designprosessen.

I starten av prosjektet var målet å ferdigstille prototypen for grundig testing. Dette viste seg derimot å være vanskelig, siden oppgaven inneholder mange elementer innenfor fagområder som ikke var kjent fra før. Oppgaven er derfor begrenset til å ferdigstille et kretskortutlegg med en tilhørende bestillingsliste som vil gjøre det enkelt for noen andre å fullføre prosjektet.

Ved å benytte en programvare for kretskortdesign, KiCad, er kretskortutlegget blitt ferdigstilt, bestillingslisten klar og levert sammen med rapporten.

Rapporten inneholder en grunnleggende teoridel, analyse av problemstillingen og en omfattende gjennomgang av den endelige løsningen.

Terminologi

Begreper

Vekselomformer - Som oftest kalt vekselretter, på engelsk inverter. I oppgaven er derimot vekselomformer brukt, noe som kanskje er litt i overkant trassig, men det er fordi vi mener ordet er meget misvisende. En vekselretter gjør tross alt det motsatte av å rette et signal.

Likestrøm – Elektrisk strøm med tilnærmet konstant strømstyrke

Vekselstrøm – Elektrisk strøm som endrer polaritet syklisk med tiden og varierer i verdi

Likeretter – Apparat som gjør vekselspenning til likespenning

Filter – Filtrerer elektriske signal

Frekvens – Antall ganger en sinusbølge gjentar seg i løpet av et sekund [enhet: Hz]

DC-Link – Tilkobling mellom likeretter og omformer

Switchefrekvens – Antall ganger en transistor kan bytte tilstand

Faseforskyvning – Beskriver forskjell i fase fra aktuelt signal med utgangspunkt i sinuskurve.

Trefase – Tre elektriske signal i ulike faser hvor alle har 120 grader forskjell i faseforskyvning fra hverandre.

Ripple – Periodisk variasjon av elektrisk signal

Switchetap – Tap av energi relatert til at transistor bytter tilstand

Case temperature – Temperatur til innkapsulering for integrerte kretser

Termisk motstand – Måling av materialets/komponentens motstand til varmegang

Eeschema – Kicad sitt verktøy for å lage skjematisk tegninger med symboler og koble det som trengs å koble sammen

Inch code – Internasjonal standard for størrelse på SMD fotavtrykk på kretskort. Både i imperial (inch/tomme) og metrisk (mm) system

Low dropout regulator (LDO) – Lineær spenningsregulator som gjør om spenning til andre ønskede spenningsverdier

Bootstrap – Ens hensikt er å lage spenningsforsyningen VBS for gatedriveren på høysiden til de tre fasene.

Gatedriver – Effektførsterker som tar lav effekt inn-signal og sender ut større signal til input for gate til høy-effekt transistorer.

Shuntmotstand – Liten og nøyaktig motstand brukt til å måle strøm og/eller spenning

Spenningsfølger – Operasjonsforsterker med 1 i gain. Brukes som buffer og isolasjon mellom input og output men ingen endring av signalets styrke.

Forkortelser

IGBT – Insulated- Gate Bipolar Transistor, brukt i beskrivelse om en type transistor

SiC – SilisiumKarbid, brukt i beskrivelse om en type transistor

MOSFET – Metall Oksid Silisium-FeltEffektTransistor, brukt i beskrivelse om en type transistor

PWM – Pulse-Width Modulation (Pulsbreddemodulering på norsk)

IPM – Intelligent Power Module

MCU – MicroController (Unit)

AC – Alternating Current (Vekselstrøm)

DC – Direct Current (Likestrøm)

IC – Integrated Circuit (integrert krets)

PCB – Printed Circuit Board (Kretskort)

OpAmp – Operational Amplifier (Operasjonsforsterker)

ADC – Analog Digital Converter

Notasjon

V_{bus} – Spenning fra DC-link

$T_{J,max}$ – Junction Temperatur

$R_{Th,JC}$ – Termisk motstand, Junction til Case (kryss i transistor til innkapsulering)

$T_{A,max}$ – Ambient temperatur

CSC – Input for signal for kortslutningsbeskyttelse

V_{NU} – Spenning ut fra lav-side U-fase

V_{NV} – Spenning ut fra lav-side V-fase

V_{NW} – Spenning ut fra lav-side W-fase

Kapittel 1

Innledning

1.1 Organisering av rapporten

Rapportens innholdsfortegnelse gir en god oversikt over hvordan rapporten er oppbygget, men det er likevel fordelaktig med en kort beskrivelse av hvordan den er organisert. Den kan grovt sett deles inn i tre deler; innledning, hoveddel og avslutning. I påfølgende underkapittelet vil det bli forklart hvordan teoridelen av rapporten er strukturert, da den kan avvike noe fra det som blir sett på som standarden.

1.1.1 Generelt

Normalt sett inneholder rapporter et eget teorikapittel, der man samler teori som er vesentlig for å drøfte problemstillingen med faglig tyngde. Denne rapporten vil også inneholde en teoridel, men den vil derimot være delt opp i to ulike segmenter, plassert på ulike steder i rapporten. Vi finner det hensiktsmessig å splitte den til en generell teoridel og en mer spesifikk del med detaljer knyttet opp til løsningen som blir presentert. Den generelle teoridelen er plassert tidlig i rapporten(2), før kravspesifikasjonen og problemstillingen blir nærmere forklart. Grunnen til at det ble avgjort å dele opp teorisegmentet, samt å plassere den generelle teorien innledningsvis, er at problemstillingen og kravspesifikasjonen i seg selv kan være i overkant teknisk. Hensikten er derfor å danne et forståelsesgrunnlag som gjør at man med enkelhet kan få et grep om problemstillingen.

Det kan være vanskelig å definere leseren av rapporten. Det bestemmer i stor grad hvor mye grunnleggende teori som skal inkluderes. I utgangspunktet blir det tatt sikte på at rapporten skal leses av noen med litt kjennskap til fagfeltet, for eksempel en elektroingeniørstudent. Forsøksvis er dette løst ved å plassere Terminologifør innledningen og som nevnt det grunnleggende teorikapittelet tidlig i rapporten.

1.1.2 Innledning

Innledningen starter med en introduksjon av oppdragsgiver, en beskrivelse av problemstillingen og bakgrunn for denne. Videre følger den generelle teoridelen. Den omtaler vekselomformere som enhet, samt dens virkemåte og anvendelse. Kravspesifikasjonen kan betraktes som en avslutning på innledningen.

1.1.3 Hoveddel

Hoveddelen inneholder en dypere gjennomgang og analyse av problemstillingen. Deretter kommer selve kjernen av rapporten, realiseringen, som også vil inkludere teoridelen som inneholder dyptgående teori knyttet til løsningen(kapittel 5). I denne delen vil det også bli argumentert for valgene som ble gjort underveis i designprosessen. Et veiledene kapittel for videre testing er også inkludert.

1.1.4 Avslutning

Avsluttende del av oppgaven inneholder et drøftningskapittel og bunner til slutt ut i en konklusjon. Sammen med rapporten vil filen for kretskortutlegget og en bestillingsliste leveres. De vil ikke bli lagt ved som vedlegg, siden de er rimelig omfattende.

1.2 Oppdragsgiver

Høgskulen på Vestlandet(HVL) er oppdragsgiver for denne bacheloroppgaven. HVL er en norsk statlig høgskole som ble opprettet gjennom en sammenslåing av Høgskolen i Bergen, Høgskolen Stord/Haugesund og Høgskulen i Sogn og Fjordane 1. januar 2017.

HVL er en av de største utdanningsintitusjonene i landet. I 2019 studerte 16 590 studenter ved HVL og det krevde 1 716 årsverk. Høgskulen på Vestlandet har fem campuser, henholdsvis lokalisert i Bergen, Førde, Haugesund, Sogndal og på Stord.

Det er fire fakultet og 17 institutt ved Høgskulen på Vestlandet, i tillegg til den administrative organiseringen. Nøkkeltall fra 2019 viser at skolen har 42 bachelorprogram, 35 masterprogram og 5 ph.d.-program. HVL har også en fagskole for dykkerutdanning, over 115 forskningsgrupper og 9 forskningsentre. Til sammen utdannes 3 000 kandidater ved HVL hvert år.

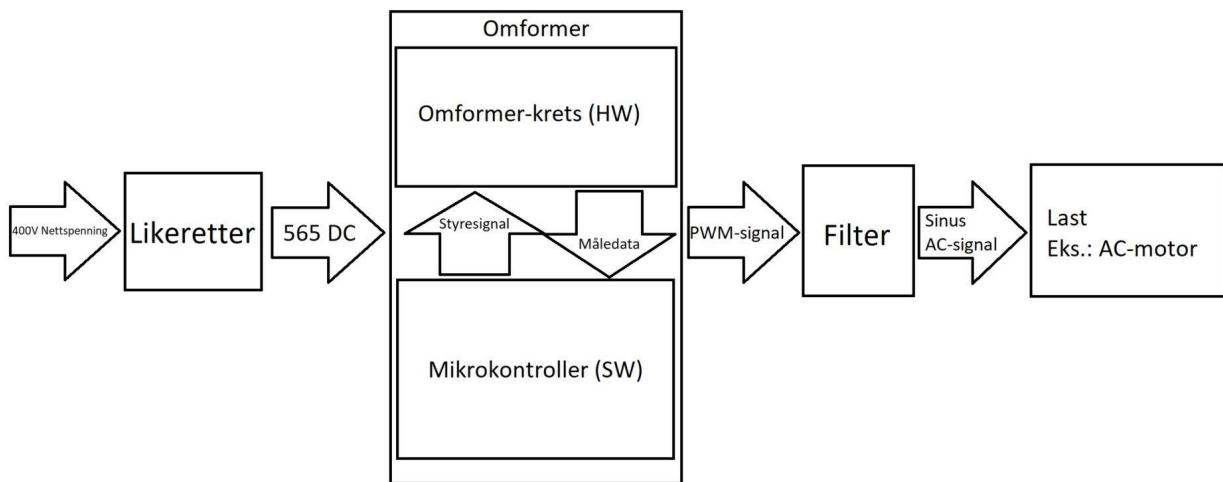
Høgskulen på Vestlandet har en overordnet ambisjon om å bli et universitet med en tydelig profesjons- og arbeidslivsrettet profil innen 2023.

1.3 Problemstilling

Oppdragsgivers problemstilling går ut på å utvikle en laboratorieplattform for en trefaset 2-nivå DC til AC omformer. En mikrokontroller skal brukes for å styre transistorene i omformerer, samt til å monitorere målingene som blir gjort på inn- og utganger. Problemstillingen har oppstått med bakgrunn i et behov for en slik plattform til laboratoriearbeid med vekselomforming for Elkraftstudenter ved HVL.

Omformerer skal plasseres mellom en likeretter og et filter ved laboratoriebruk. Likeretteren og filteret er ikke en del av problemstillingen, men for å få et inntrykk av omformerens funksjonalitet er de relevant i beskrivelsen av designet. Figur 1.1 er en grov skisse over hvordan omformerer vil fungere satt i et system. Likeretteren som vi ser i samme figur retter 400 V nettspenning. Det resulterer i en likespenning på 565 V, som føres videre til omformerer. Omformerer består i grove trekk av seks transistorer som jobber i par for å pulsbreddemodulere (kapittel 2.1.1) det likerettete signalet. Det er her mikrokontrolleren kommer inn i bildet og sender styresignal til omformerer. Teorien bak hvordan en vekselomformer fungerer, samt hvilken rolle styresignalene spiller, vil bli nærmere forklart i kapittel 2.1. Prossesseringen i omformerer generer sinusformede signal på tre utganger. Hver av utgangene representerer én fase, der det er 120 graders forsinkelse mellom signalene på hver utgang, derav kalt trefase. Problemstillingen presiserer også at omformerer skal være 2-nivå, dette kommer vi også tilbake til i kapittel 2.1.

Utgangssignalene føres fra omformerer videre gjennom et filter. Filteret fjerner uønskede frekvenser og fremhever de sinusformede signalene. I siste ledd kobles det til en last, for eksempel en AC-motor, som benytter seg av det trefasede signalet. Det vil også bli gjort spennings- og strømmåling på inn- og utganger som skal observeres av mikrokontrolleren.



Figur 1.1: Laboratorieplattform: Trefaseomformer med omgivelser

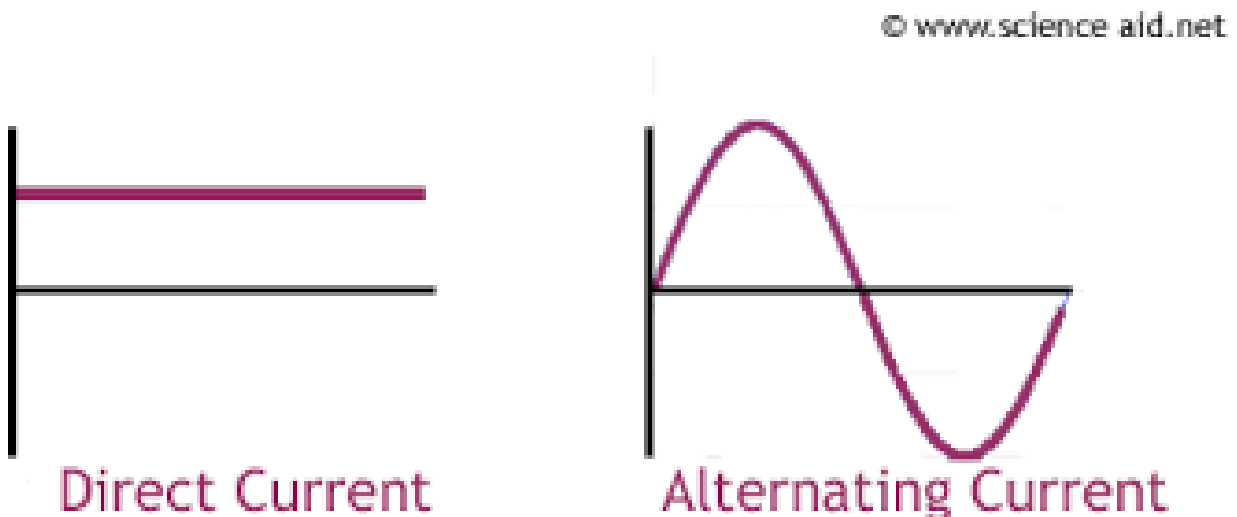
Kapittel 2

Teoretisk grunnlag

Dette kapitlet er ment for å gi en innføring i generell teori om vekselomformere. Som nevnt innledningsvis finner vi det hensiktsmessig å plassere et grunnleggende teorikapittel før selve analysen av problemet, da vi mener det vil gi et bedre inntrykk av hva som er hensikten med oppgaven. Kapitlet vil av den grunn ikke inneholde teori spesifikt rettet mot løsningen, men gi et oversiktsbilde over hvilket landskap vi befinner oss i. Hovedsakelig vil virkemåte og anvendelse av vekselomformere belyses.

2.1 Vekselomformer

Vekselomformere er trolig bedre kjent under navnet vekselretter, eller inverter på engelsk. I rapporten er ordet vekselomformer, eller enklere: omformer, tatt i bruk. Begrunnelse for bruken av et mindre kjent navn finnes under Terminologi". Der finnes det også en kort beskrivelse av likerettere, som kan betraktes som motsetningen til en vekselomformer. Figur 2.1 viser en enkel fremstilling av likestrøm(DC) og vekselstrøm(AC).



Figur 2.1: Likestrøm og vekselstrøm

For å konvertere likestrøm til vekselstrøm med en bestemt frekvens- og spenningsutgang trenger man en vekselomformer. I en vekselomformer moduleres likespenningssignalet for å få ønsket resultat og dette kan gjøres ved hjelp av forskjellige modulasjonsteknikker. Pulsfrekvensmodulasjon og pulstetthetsmodulasjon er eksempler på modulasjonsteknikker, men pulsbreddemodulasjon er som

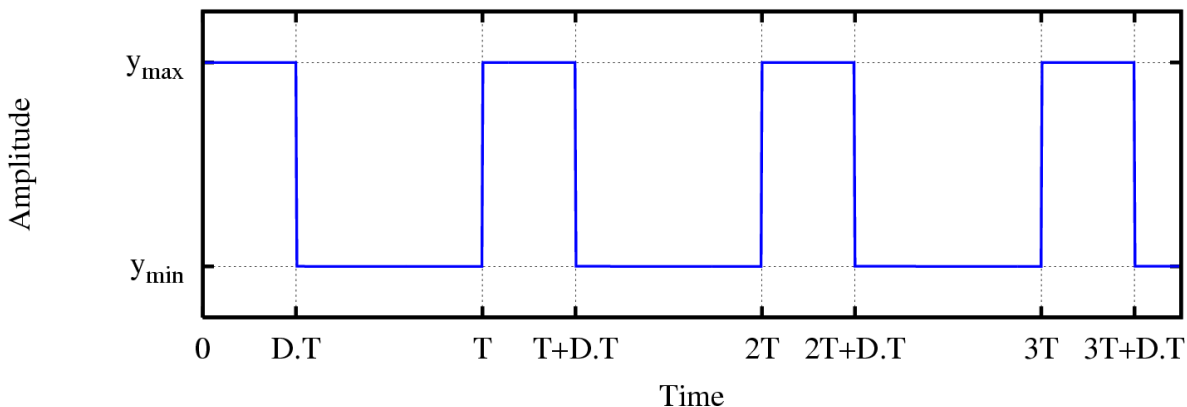
oftest den teknikken som blir brukt i vekselomformere. Neste delkapittel presenterer en litt forenklet forklaring på hva pulsbreddemodulasjon er.

2.1.1 Pulsbreddemodulasjon

Pulsbreddemodulasjon er en modulasjonsteknikk som kan være komplisert å forklare. Det er fordi det finnes flere variasjoner av teknikken, som selvsagt har som formål å optimalisere for ønsket resultat i ulike konfigurasjoner og system, men det fører også til at enkelte av disse variasjonene inneholder avanserte forklaringer. Med tanke på tidsaspektet i forbindelse med denne oppgaven, er forklaringen som følger forenklet og basert på de mest grunnleggende prinsippene i pulsbreddemodulasjon.

Som det kommer frem tidligere, er det et DC-signal som skal moduleres. DC-spenningen holder seg normalt sett på en konstant verdi. Dersom man kontrollerer denne spenningens PÅtid, ved å slå den av og på med en viss frekvens, vil det bli dannet et unipolart firkantpulstog. Det er flere applikasjoner og komponenter man kan ta i bruk for å styre denne PÅ-tiden, den aktive pulstiden, men det kommer vi tilbake til litt senere.

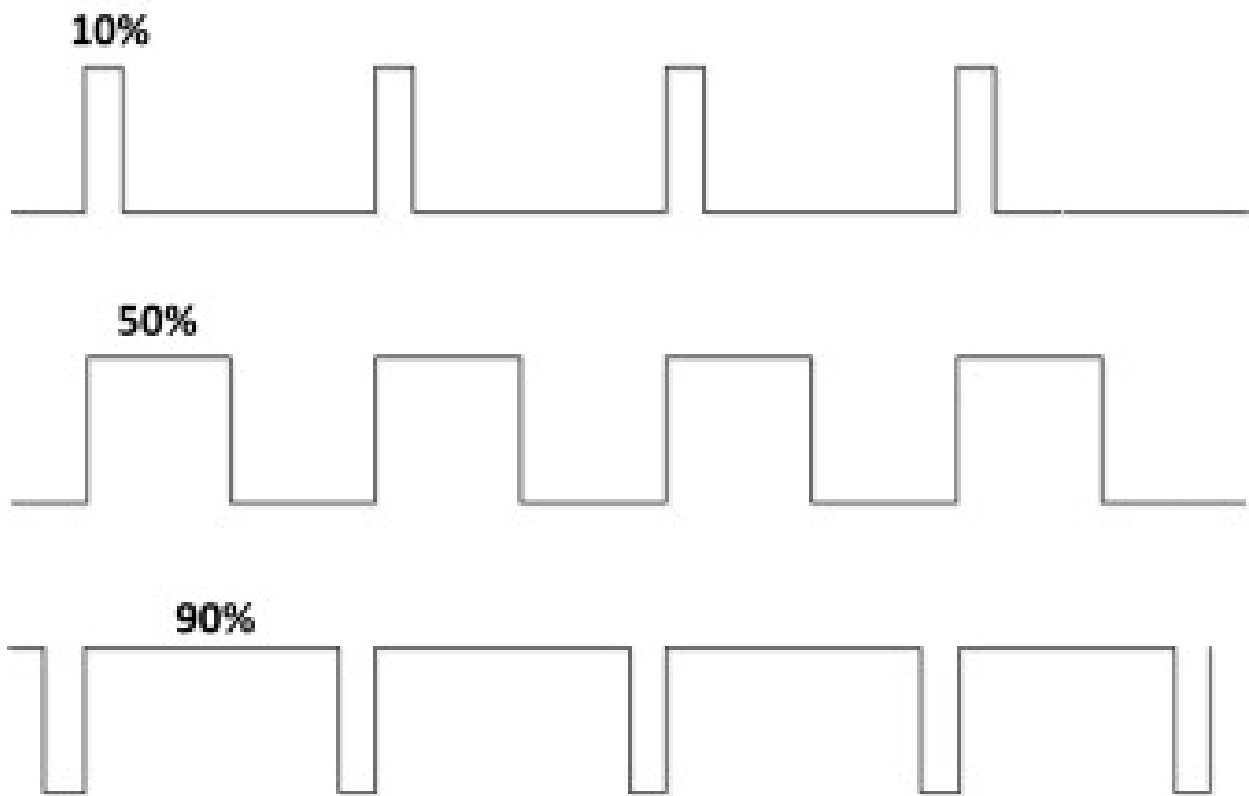
Enkelte begreper er sentrale innenfor pulsbreddemodulasjon, blant annet er *driftssyklus*, duty cycle på engelsk, et viktig begrep. Driftssyklusen er forholdet mellom den aktive *pulstiden* og *periodetiden*, med andre ord forholdet mellom hvor lenge den er PÅ i forhold til AV innenfor en tidsperiode. *Signalamplitude* er også et begrep som er verdt å ta med seg. Med hjelp av figur 2.2 kan vi forklare begrepene litt nærmere.



Figur 2.2: Firkantpulstog

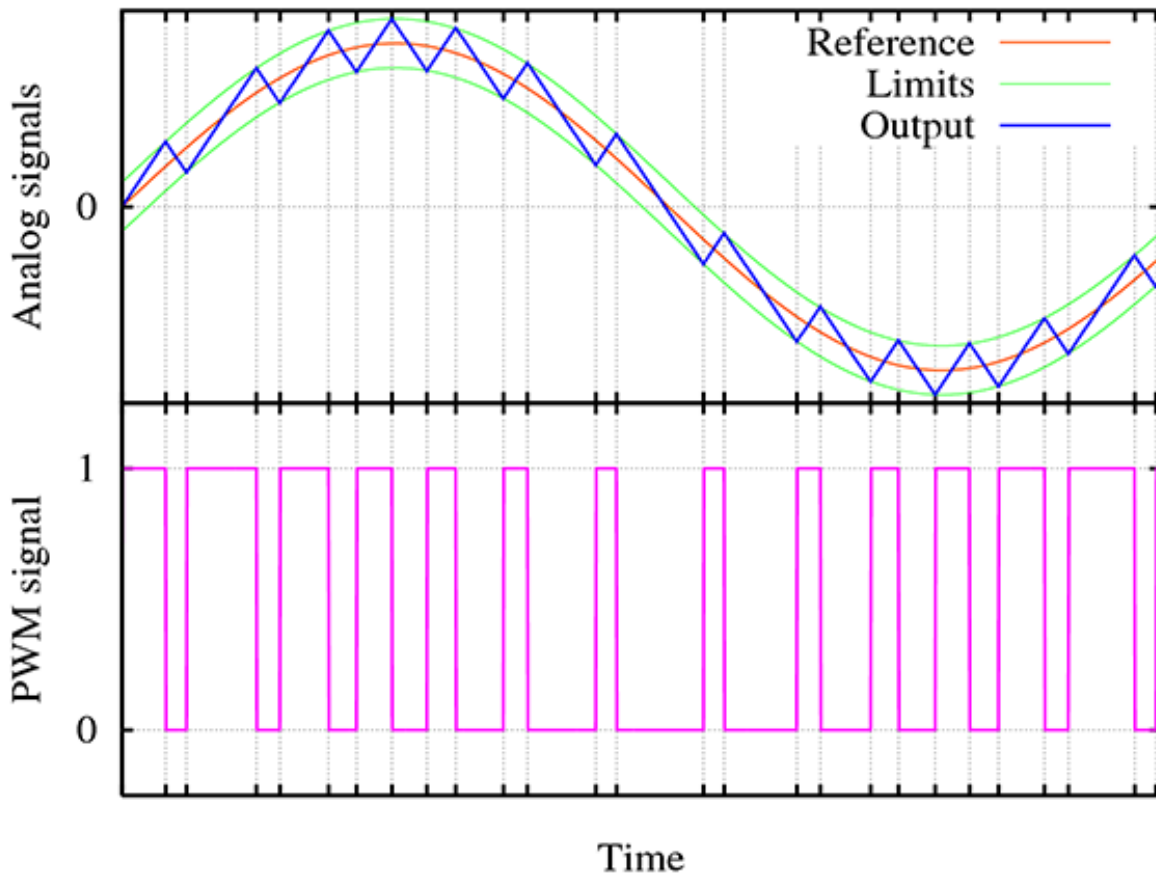
Slik som det kommer frem i figuren er periodetiden, T konstant. Den aktive pulstiden $D.T$ og periodetiden T representerer ved $\frac{D.T}{T}$ driftssyklusen. Signalamplituden tilsvarer den aktive DC-spenningen, $Y_{max} - Y_{min}$.

$D.T$ kan variere mellom 0 og T , det er dette man bestemmer for å oppnå ønsket resultat. Driftssyklusen uttrykkes noen ganger i prosent og Figur 2.3 viser eksempler på ulike driftssykluser.



Figur 2.3: Ulike driftssykluser

Når det blir sagt at det pulsbreddemodulerte DC-signalet konverteres til et AC-signal er dette en tilnærming. Det er litt mer komplisert enn denne utledingen antyder. Figur 2.4 viser litt tydeligere, men også her forenklet, hva det er snakk om. Sinuskurven er bygget opp av pulset DC-spenning og vil derfor ikke være en ren sinusbølge, men inneholde støy. Et filter er med på å fjerne denne støyen, slik at utsignalet skal ligne mest mulig på en sinuskurve.



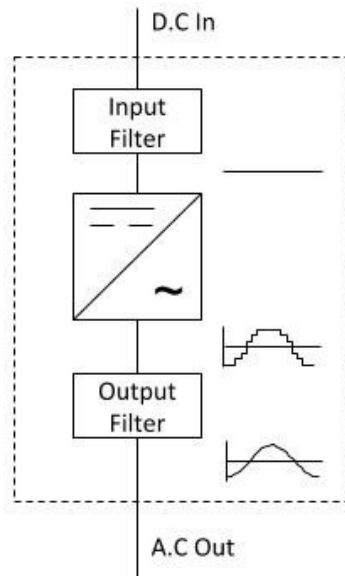
Figur 2.4: Pulsbreddemodulering

Med dette kan vi si at vi har introdusert pulsbreddemodulasjon som prinsipp, men det er som nevnt dessverre ikke så enkelt i de fleste tilfeller, heller ikke når vi nærmer oss vekselomformere og trefasede singal. Det baserer seg derimot på det samme, man manipulerer innsignalet på ulike vis for å få ønsket resultat, og det er dette som er sentralt å ta med seg videre.

Problemstillingen nevner at det skal være en trefase *2-nivå* DC til AC vekselomformer. 2-nivå begrepet kommer fra transistorene, som er én av komponentene man kan ta i bruk for å styre PÅtiden, den aktive pulstiden, som ble nevnt i starten av dette kapitlet. Ett av målene med en vekselomformer er at den skal ha best mulig energioverføring, man vil unngå at mye av effekten går tapt i omformingene. På grunn av dette ønsker man at transistorene kun skal jobbe i to tilstander, derav 2-nivå, henholdsvis lede eller sperre maskimalt (PÅ eller "AV"). Det minimerer energitapet i transistorene. Problemet med dette er at vi ikke kan generere sinusformet vekselspenning når de bare skal jobbe i to tilstander, og det er derfor man bruker pulsbreddemodulasjon. Hensikten er å lage en spenning som i snitt kan ligne sinusformet vekselspenning, til tross for at transistorene bare jobber på to nivå. Pulsbreddemodulasjon av sinusformede spenninger for trefaset signal vil ikke bli videre forklart, siden det er tilstrekkelig å ha en grunnleggende forståelse for prinsippet bak.

2.1.2 Virkemåte

Vekselomformere kan grovt sett deles inn i to deler, en likestrømsdel og en vekselstrømsdel. Figur 2.5 er et blokkskjema for en enkel vekselomformer.



Figur 2.5: Blokkskjema for enkel vekselomformer

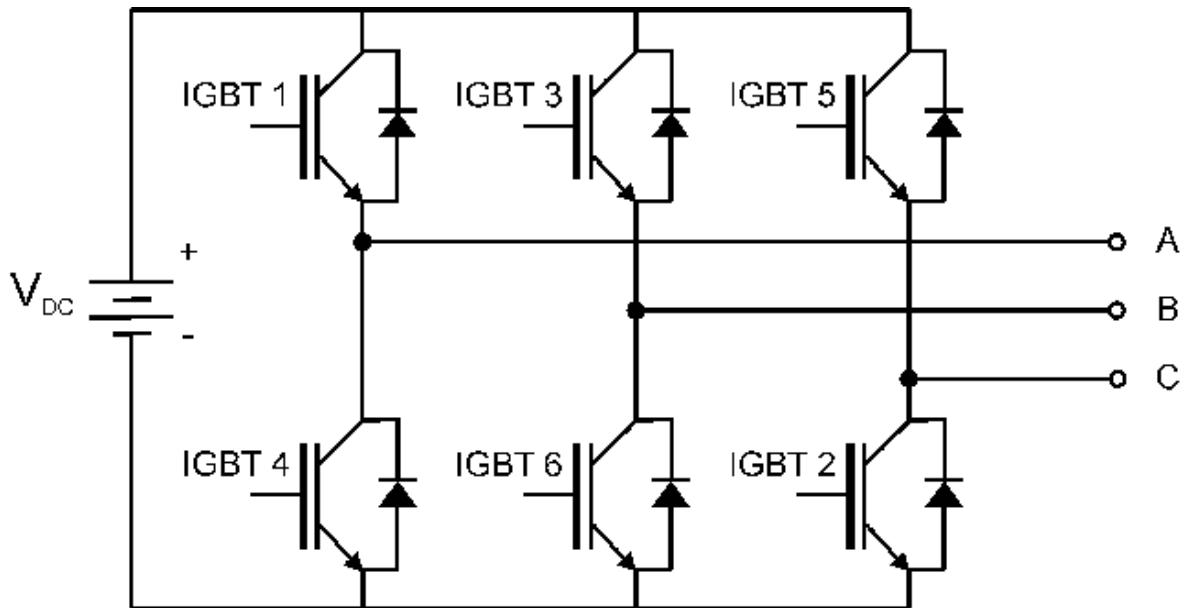
Her ser vi øverst likestrømsdelen, der DC spenningen kommer inn. Denne delen er også referert til som DC-link i store deler av rapporten. I selve omformerblokken ser vi det er et skille mellom likespenning og vekselsspenning, og det er her vi finner blant annet transistorene som vi skal se litt nærmere på.

Tidligere ble det forklart at vi ønsker at transistorene skal jobbe på to nivåer for å minimere energitapet. De skulle enten lede maksimalt eller sperre totalt, av den grunn kan vi for enkelthets skyld se på dem som kontrollerbare brytere. Dersom en bryter i en krets er lukket vil strømmen slippe gjennom, er den åpen vil den ikke det. Ved å åpne og lukke bryterne kan vi bestemme pulsbredden, den aktive pulstiden, som vi snakket om i forrige delkapittel. Ideelt sett ønsker man å åpne og lukke bryterne med høyest mulig frekvens, slik at tilnærmingen til sinusbølgen blir så god som mulig. Her setter dessverre ofte transistorene en begrensning, da energitapet vil øke når de må bytte mellom de to nivåene med høy hastighet. I Kravspesifikasjonen 3 ble det spesifisert at transistorer av typen SiC eller IGBT skulle brukes i løsningen.

IGBT, Insulated-Gate Bipolar Transistor, er godt egnet for å brukes i pulsbreddemodulasjon. Den er designet for å raskt kunne bytte arbeidstilstand, uten at det resulterer i et veldig stort energitap, selv ved høye spenningsverdier. IGBTene har også en høy impedansport, noe som gjør at det kreves lite energi for å få den til å skifte tilstand. Vi kommer tilbake til styresignalet som bestemmer når denne skiftingen skal skje.

SiC, Silicone Carbide er på norsk kjent som Silisiumkarbid. Det er et fremstilt materiale som innehar halvlederegenskaper og tåler høy varme. Flere typer transistorer har modeller der silisium har blitt byttet ut med SiC. For eksempel finnes det SiC MOSFET transistorer som har blant annet høyere varmeledningsevne enn den opprinnelige MOSFET transistoren. MOSFET, metal-oxide-semiconductor field-effect transistor, har mange av de samme egenskapene som IGBTen nevnt ovenfor, som gjør det klart hvorfor de passer godt i en vekselomformerkonstruksjon.

Til nå har det handlet mest om vekselomformere på generelt grunnlag, så vi skal nå bevege oss over til den trefasede vekselomformeren, da det tross alt er det problemstillingen dreier seg om. Figur 2.6 viser en skisse av en trefase 2-nivå vekselomformer. Som man kan se består den av seks IGBTer, disse blir styrt parvis. Styresignalet er laget slik at det bare er én transistor i hver grein, i hver fase, som leder samtidig. For eksempel vil ikke styresignalet tillate at IGBT 1 og IGBT 4 leder samtidig, da dette vil føre til en kortslutning i DC-linken.



Figur 2.6: Trefase 2-niva vekselomformer

Styresignalet som har blitt nevnt et par ganger nå, er signalet som kommer inn på gate-porten til IGBT transistoren, av figuren ovenfor kan vi se den som pinnen som henger fritt. Det er signalet som kommer inn her som bestemmer om transistoren skal slippe gjennom strømmen fra DC-linken eller om den skal sperre. Dersom signalet som kommer inn på denne porten er over et visst nivå, vil transistoren lede maksimalt. I Kravspesifikasjonen 3 kom det frem at det er en mikrokontroller som skal levere dette signalet i dette tilfellet.

2.1.3 Anvendelse

Det finnes mange bruksområder for vekselomformere og de aller fleste av oss er borti dem på daglig basis. De brukes for eksempel i biler og båter der man bare har tilgang på likespenningskilder, batterier, men har behov for vekselspanning. Induksjonsvarmeplater, kjøkkenapparater og lignende inneholder også vekselomformere. Solcelleanlegg og andre strømforsyningsselskaper er eksempler på industrielle brukere, da de også har bruk for å konvertere likestrøm til vekselstrøm.

Kapittel 3

Kravspesifikasjon

Oppdragsgiver har i forbindelse med problemstillingen enkelte krav til løsningen. En av de viktigste kravene som må oppfylles er at løsningen skal gjøres så billig som mulig. Dette er fordi HVL potensielt skal kjøpe et stort antall omformere. Det er også svært viktig at dimensjonerende beregninger og verifiseringer blir gjennomført i egnet program før man går til innkjøp av komponenter. Siden HVL skal bruke omformerne til laboratorieforsøk innenfor kraftelektronikk, må den støtte DC-spenning på minimum 565V (resulterende spenning etter likeretting av 400V nettspenning) og avgitt strøm på minimum 10A. Likeretting og filter er ikke en del av oppgaven.

HVL har stilt krav om at utgangstransistorne skal være av typen *IGBT* eller *SiC*. Spenningsmåling i *DC-link*, samt strømmåling i alle tre faser ut fra omformeren er også et krav. Det kreves enkel sinusformet pulsbreddemodulering som skal styres av en mikrokontroller. Mikrokontrolleren skal i tillegg observere målingene som blir gjort på inn- og utganger. Det skal være galvanisk isolasjon mellom komponentene på kraft- og kontrollsiden av vekselomformeren. Det er ønskelig fra oppdragsgivers side at omformeren blir realisert på et kretskort. Kravene er organisert og listet i Tabell 3.1.

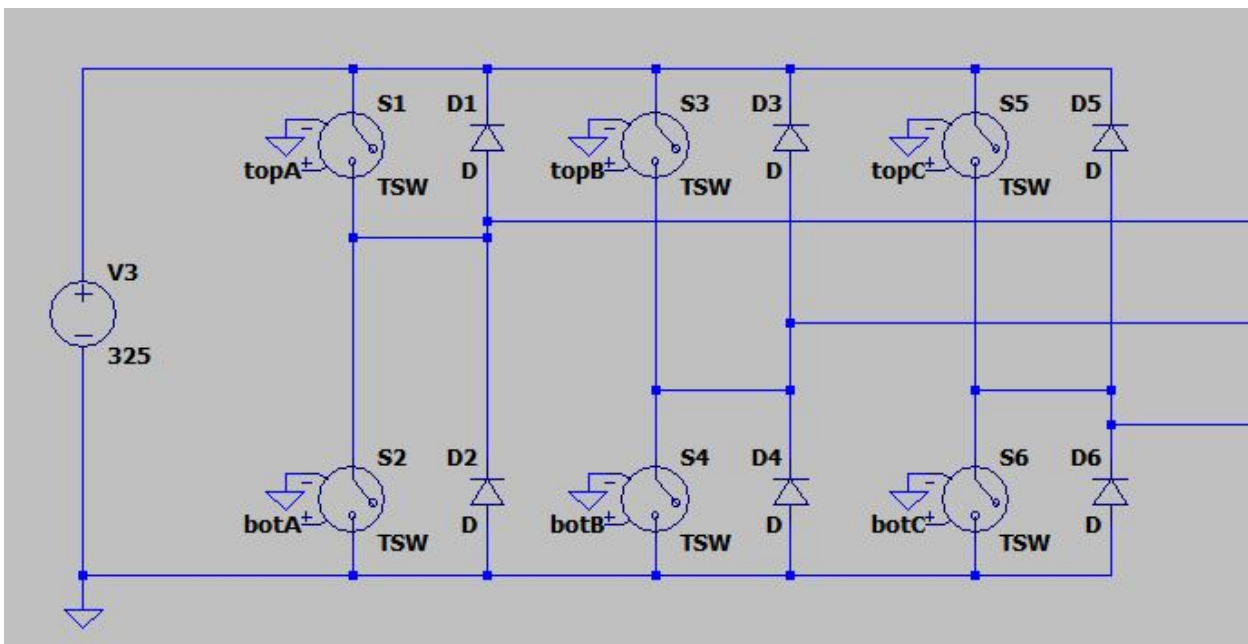
Krav	Gradering
Minimering av kostnad	Veldig viktig
Gjennomføre dimensjonerende beregninger	Veldig viktig
Bruke egnet program for modellering og verifisering av dimensjonerende beregninger før komponentinnkjøp	Veldig viktig
Støtte en likespenning på minimum 565 V og avgitt strøm på 10 A	Veldig viktig
Galvanisk isolasjon mellom komponentene på kraft- og kontrollsiden av omformeren	Veldig viktig
Utgangstransistorene skal være IGBT eller SiC	Viktig
Spenningsmåling over DC-link	Viktig
Strømmåling i hver fase	Viktig
Omformeren realisert på et kretskort	Ønskelig

Figur 3.1: Liste over bestemte krav

Kapittel 4

Analyse av problemet

Omformeren vil som sagt bestå av seks transistorer, nærmere forklart i tre transistorpar som i praksis vil fungere som brytere. Brytere kan for enkelhets skyld brukes for å simulere virkemåten til omformeren, men siden problemstillingen vil kreve komponenter som arbeider med høy hastighet er det nødvendig å bruke krafttransistorer i den fysiske løsningen. Transistorparene danner en krets hvis funksjon er å lage et trefaset AC-signal. Det vil også kreves styringsdioder for å oppnå ønsket funksjon. For å enklere kunne forstå kretsens oppbygning og virkemåte henvises det til Figur 4.1, som er et utklipp av en simuleringskrets laget av oppdragsgiver/veileder. Her er det benyttet brytere i stedet for transistorer.



Figur 4.1: Utklipp av eksempelkrets i LTSpice

Lengst til venstre i figur 4.1 ser vi en spenningskilde som simulerer det likerettede DC-signalet, DC-linken, som kommer fra likretteren. DC-linken vil i løsningen inneholde en kondensator. Videre mot høyre i figuren kan man tydelig se tre greiner, hver grein inneholder to brytere. Disse bryterne erstattes med krafttransistorer. Diodene som er plassert i tilknytning brytergreinene styrer signalet i riktig retning.

De tre greinene representerer hver sin fase; fase A, fase B og fase C. Problemstillingen presiserer at omformeren skal være en 2-nivå omformer, det vil si at den bare opererer på to nivå, noe som kommer frem av figuren(4.1). For å forenkle det kan man se på spenningen som HØY eller LAV,

400V eller 0V. Vi ser på første grein, fase A: Dersom bryter *topA* er lukket vil bryter *botA* være åpen, og vi får som et resultat av dette en spenning som er HØY. Ved motsatt tilfelle vil vi få en spenning som er LAV. Samme prinsipp gjelder for grein B og C, bare at det vil være en faseforskyvning med 120 graders forsinkelse mellom A og B, og ytterligere 120 grader forsinkelse mellom B og C. Dette prinsippet gjør at vi kan pulsbreddemodulere DC-signalet ved hjelp av en mikrokontroller. Mikrokontrolleren vil styre et signal inn til tranistorene som bestemmer om de skal sende gjennom strøm(lukket bryter) eller ikke(åpen bryter).

Mikrokontrolleren vil også monitorere nødvendige spennings- og strømmålinger. Det vil bli foretatt spenningsmåling på inngangen, DC-linken. På utgangene vil det bli målt strøm separat på fase A, B og C.

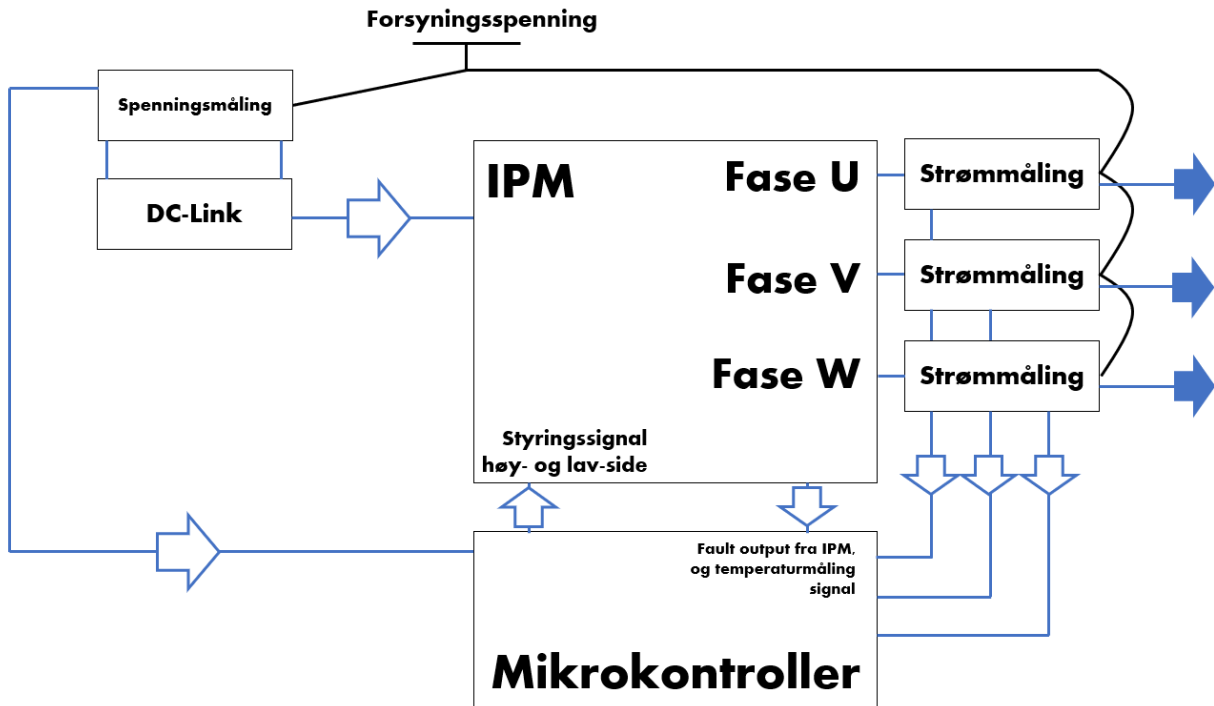
Siden det er snakk om relativ høy spenning og derav stor effekt, vil det genereres mye varme. Dette er det viktig å ta høyde for i utformingen av kretsen og det vil være nødvendig å bruke en kjøleribbe med tilstrekkelig kjøling for å unngå overoppheting av komponentene. Det vil også være viktig å separere og isolere kontrollsiden fra kraftsiden på kortet.

4.1 Utforming av mulige løsninger

Løsningsforslaget vil være svært påvirket av et ønske om å minimere kostnader knyttet til designet. Dette er fordi det kan bli aktuelt for oppdragsgiver å kjøpe inn et stort antall omformere. Tidsaspektet er også viktig å ta med i beregningen, med tanke på at det er en omfattende oppgave som inneholder mange elementer som ikke nødvendigvis er kjent fra før. Videre følger korte beskrivelser av mulige løsninger. Løsningsalternativene er ikke beskrevet i detalj, men gir en overordnet beskrivelse.

4.1.1 Løsningsalternativ 1

En mulig løsning på problemstillingen er å bruke integrerte moduler, så lenge det lar seg gjøre økonomisk. Dette vil man kunne spare mye tid på, samt at det minimerer sjansene for feil. Det finnes såkalte *IPMer*(Intelligent Power Module) som er integrerte kretsmoduler som kan fylle kravene som ble gitt til løsningen. Disse modulene, som andre komponenter, kommer med et tilhørende datablad med utfyllende informasjon og veiledende forslag til hvordan oppsettet rundt kan være. Denne informasjonen vil være til god hjelp på veien. For strøm- og spenningsmålingen finnes det ulike chiper man eventuelt kan velge og flette inn i kretsen rundt IPMen. Figur ?? er en skisse av oppbygningen til dette løsningsalternativet.



Figur 4.2: Løsningsskisse for Alternativ 1

4.1.2 Løsningalternativ 2

Et annet alternativ er å konstruere omformerkransen selv, som ville hatt en lignende struktur som figuren som ble presentert i kapittel 2.1.2. Det vil gjøre designprosessen mer omfattende og øke sjansen for feil. Man vil derimot ha mulighet til å designe den akkurat slik man ønsker, og dersom man er god vil man kanskje ha mulighet til å redusere kostnadene knyttet til designet. Kompetansen vår rundt dette feltet er derimot meget begrenset, og med tanke på tiden som er tilgjengelig vil det bli vanskelig å klemme inn en opplæringsfase før designprosessen kunne startet. Kostnadene ville sånn sett potensielt vært høyere ved å velge en slik løsning.

4.1.3 Vurderinger i forhold til verktøy og HW/SW komponenter

Simulering på datamaskin gjør det mulig simulere kretsen med beregnede verdier og verifisere kretsens funksjon. Dette vil være nødvendig å gjennomføre før komponenter blir kjøpt inn. Til dette formålet er det blitt anbefalt å bruke LTSpice. Siden det i tillegg skal benyttes en mikrokontroller til å styre omformereren, vil det være lurt å ta i bruk Matlab/Simulink. Matlab har blitt hyppig brukt underveis i studieløpet, men verken LTSpice eller Simulink har blitt brukt fra før. Vi har derimot gjort oss erfaringer med lignende programvare tidligere, og siden det ser ut til å være det beste alternativet, vil disse programmene bli brukt. Det må derfor medregnes litt tid til opplæring i denne programvaren. Kretskortutlegget skal lages i KiCad med lisens gitt fra HVL. Dette programmet er kjent fra før.

Mikrokontrolleren som skal brukes til styring og observasjon av målinger har det vært delte meninger rundt. Til prototypen var det i utgangspunktet tenkt å bruke Arduino Uno, siden denne har blitt brukt i tidligere emner. Det ble til slutt fastslått at den hadde et for begrenset bruksområde, så valget falt derfor på en Nucleo.

4.2 Konklusjon

Bakgrunnen for denne problemstillingen er som nevnt at det er et behov for et større antall omformere til laboratoriearbeid på HVL. Med tanke på dette vil de endelige kostnadene knyttet til designet

i stor grad bestemme om prosjektet er vellykket eller ikke. Minimering av kostnad vil derfor være vesentlig i valg av løsning.

I samråd med veileder er det blitt bestemt at det vil være hensiktsmessig å bruke en Intelligent Power Module. I IPMen er det integrert seks transistorer og tilhørende dioder, noe som gjør problemstillingen vesentlig lettere å løse. Løsningsalternativ 1 (4.1.1) kommer derfor til å være løsningen resten av rapporten baserer seg på. IPMer finnes både med transistorer av typen SiC og IGBT. Det er også mulig å forsvare økonomisk, så lenge man er bevisst på hvilken type IPM man velger.

Det finnes som sagt IPMer både med transistorer av typen SiC og IGBT. SiC-transistorene er bedre, men derav også dyrere generelt sett. Det vil derfor bli brukt en IPM med IGBT-transistorer, da dette stort sett er rimeligere, selv om en løsning med SiC-transistorer kanskje hadde vært bedre. Dette tydeliggjør prioriteringen i valg rundt problemstillingen i stor grad.

Siden IPMene kommer med datablad vil det forenkles de dimensjonerende beregningene knyttet til omformeren. Her er det blant annet oppgitt krav til kjøling, dermed vil størrelse på kjøleribbe bli bestemt i henhold til disse kravene. Utover dette skal det beregnes størrelse på kondensatoren på DC-linken. Til strøm- og spenningsmåling vil det bli brukt enkle strøm- og spenningsmålingschiper. Det vil bli kjøpt inn én spenningssensorchip som skal brukes til å måle spenning på DC-linken. Videre vil det være behov for tre strømmålingschiper, én per fase ut av omformeren.

En versjon av STM32 Nucleo-64 er mikrokontrolleren som vil bli brukt underveis i utviklingen og til prototypen. Dersom det skulle bli tid til overs kan det være aktuelt å erstatte denne med en mikrokontroller som kan arbeide med høyere hastighet.

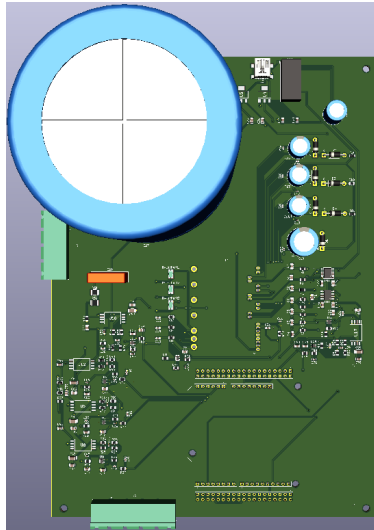
Kapittel 5

Realisering

Dette kapitlet vil innholde en omfattende beskrivelse av hvordan løsningen på problemstillingen er realisert. Det er også her den spesifikke teoridelen som nevnt innledningsvis vil komme frem. For å forsøke å beskrive realiseringen på best mulig måte, er løsningen delt opp i ulike segmenter. Kapitlet er derfor organisert i ulike delkapitler som omhandler disse segmentene. De fleste delkapitlene er bygget opp av en teoridel og en begrunnelse for valgene som er gjort.

5.1 Overordnet fremgangsmåte i KiCad

Realisering av løsningen har blitt gjennomført ved å bruke KiCad. Designprosessen startet med å lage et fullstendig kretsskjema i KiCad-vertøyet Eeschema. Figur 5.1 viser et skjermbilde av den hierarkiske oppbyggingen av omformerens krets i Eeschema. Kretsskjema er delt inn i ulike ark for de ulike delene av kretsen. Øverst til venstre ser vi arket for kontrolldelen av omformeren, det er her mikrokontrolleren er plassert. Videre mot høyre er det et ark som inneholder isolering av signalene som skal gå mellom kontroll- og kraftsiden av kortet. Til høyre i figuren ser man arket for kraftdelen av kretsen, der blant annet IPMen befinner seg. Figuren viser også arkene som inneholder strøm- og spenningsmålerkretsene, samt et ark for den delen av kretsen som generer spenningene de ulike komponentene trenger, altså kraftforsyningen.



Figur 5.3: Kretskortutlegget sett i fugleperspektiv med 3D-viewer

5.2 Kraftsiden

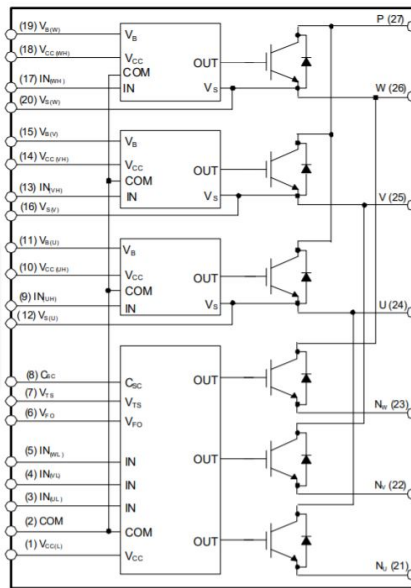
Det er store forskjeller mellom spenningsverdiene på de ulike delene av kortet. Disse delene er derfor skilt fra hverandre fysisk og ved hjelp av isolatorer. Det kan være greit å bruke disse inndelingene i forklaringen av designet, siden det er mye å sette seg inn i og fort kan bli litt kaotisk. Vi kan begynne med å se på komponentene i tilknytning den kritiske delen av omformerens, kraftsiden.

5.2.1 IPM

Det kommer frem i kapittel 4 at det i løsningen vil bli brukt en Intelligent Power Module, IPM, som er en integrert kretsmodul med gate-drivere som trenger forsyningsspenning og innsignal på gate-driverne som generes av mikrokontrolleren. I den opprinnelige budsjetteringen sto valget mellom tre av ON-semiconductor sine IPMer.

Alternativ	Varenummer	Pris
1	FSBB15CH120D	273,49 kr
2	FSBB20CH120D	312,70 kr
3	NFAM2012L5BT	491,34 kr

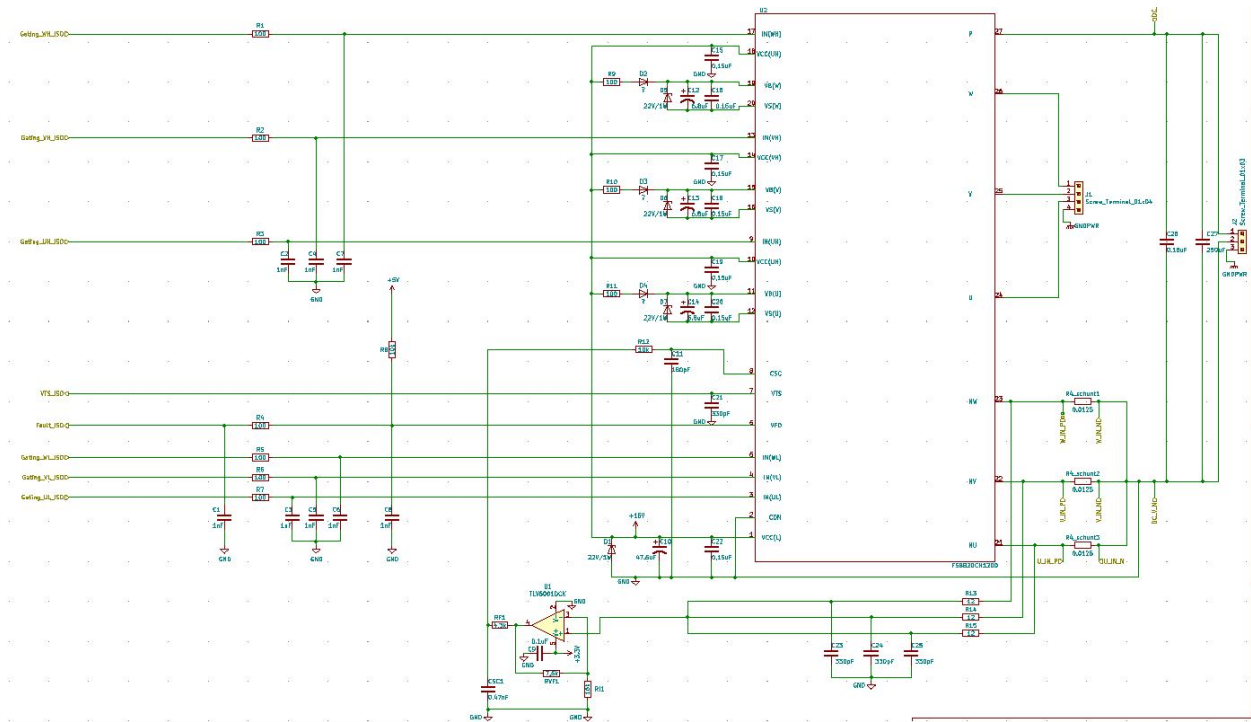
Minstekravene for omformerens er at den skal tåle $565V$ DC-spenning og en avgitt strøm på minimum $10 A$. Med unntak av strømtoleransen er alternativ 1 og 2 rimelig like, men i samråd med veilder ble det avgjort at det forholdsvis lille prishoppet mellom alternativ 1 og alternativ 2 ville være verdt det. Alternativ 2, FSBB20CH120D tilbyr et større bruksområde, noe som er gunstig for en laboratorieplattform. Alternativ 3 har i motsetning til alternativ 2 flere innebygde komponenter, for eksempel bootstrap resistor og -diode, men vi kom frem til at det ble rimeligere å supplere med disse komponentene separat. Valget falt derfor på alternativ 2, FSBB20CH120D. FSBB20CH120D kan kjøres opp til $900V$, kan levere opp til $20A$ og har innebygde funksjoner som temperaturmåling og kortslutningsbeskyttelse:



Figur 5.4: Internt blokkdiagram for FSBB20CH120D

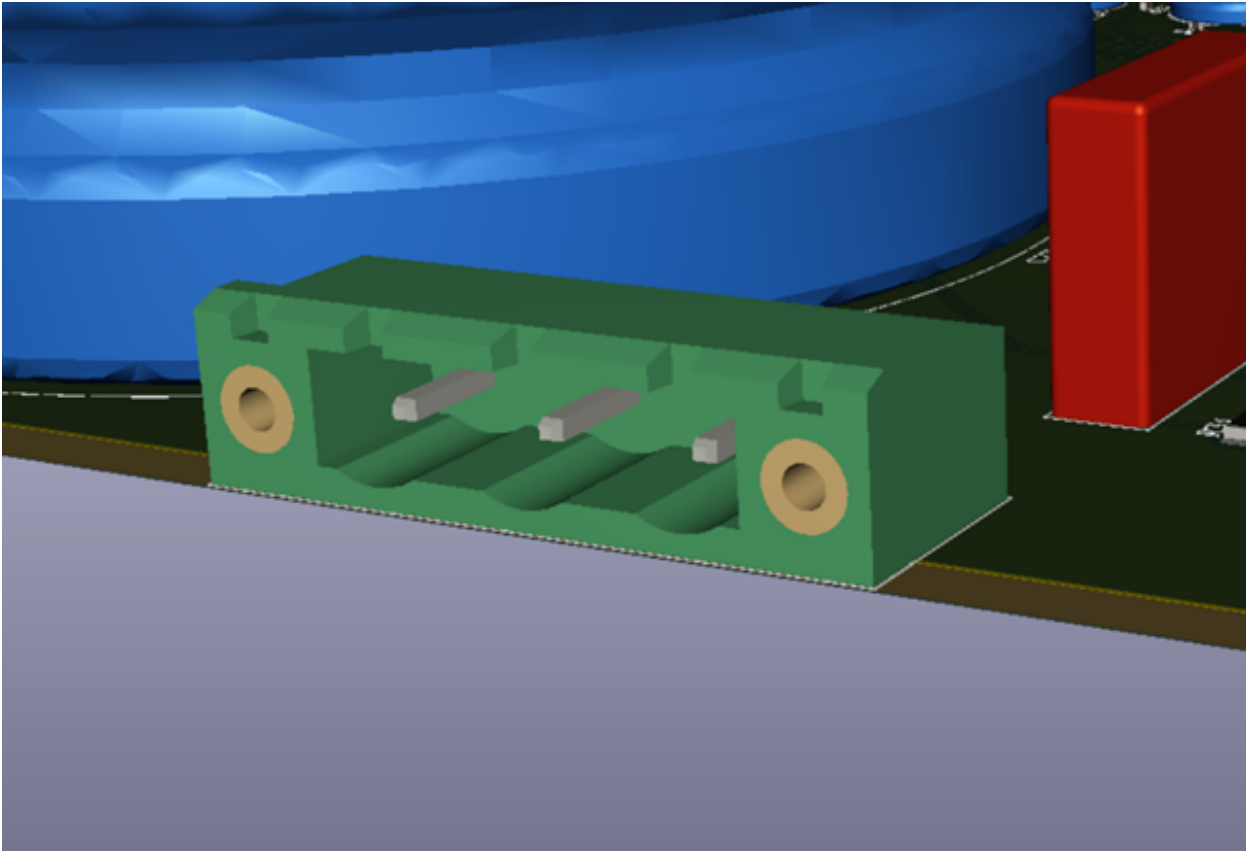
FSBB20CH120D is an advanced Motion SPM 3 module providing a fully-featured, high-performance inverter output stage for AC Induction, BLDC and PMSM motors. These modules integrate optimized gate drive of the built-in IGBTs to minimize EMI and losses, while also providing multiple on-module protection features including under-voltage lockouts, over-current shutdown, thermal monitoring of drive IC, and fault reporting. The built-in, high-speed HVIC requires only a single supply voltage and translates the incoming logic-level gate inputs to the high-voltage, high-current drive signals required to properly drive the module's internal IGBTs. Separate negative IGBT terminals are available for each phase to support the widest variety of control algorithms. Dette er den generelle beskrivelsen av IPMen i starten av FSBB20CH120D sitt datablad.

Kretsen som i løsningen er brukt rundt IPMen er omtrent identisk med løsningen som er foreslått i FSBB20CH120D sitt datablad og tilhørende Application Note. Figur 5.5 viser et skjermbilde av IPMen og tilhørende krets laget i Eeschema.



Figur 5.5: Skjermbilde av kraftdelen av omformeren

De fleste verdiene på enkeltkomponentene som trengs i kretsen rundt IPMen er bestemt direkte fra anbefalingene oppgitt i disse kildene. Unntaket er i hovedsak at verdiene knyttet til *bootstrap*-kretsene, *schuntresistorene*, *spenningsfølgeren*, samt verdiene i sammenheng med *Fault-signal* og temperaturmåling. Disse vil bli nærmere forklart i egne delkapittel. For tilkobling til last (AC-motor) er det brukt skruterminaler med fire terminaler, én til egen ground og én for hver fase. Tilsvarende er gjort for DC-tilkoblingen, bare med tre terminaler. Figur ?? viser DC-tilkoblingens skruterminale i KiCads 3D-viewer.



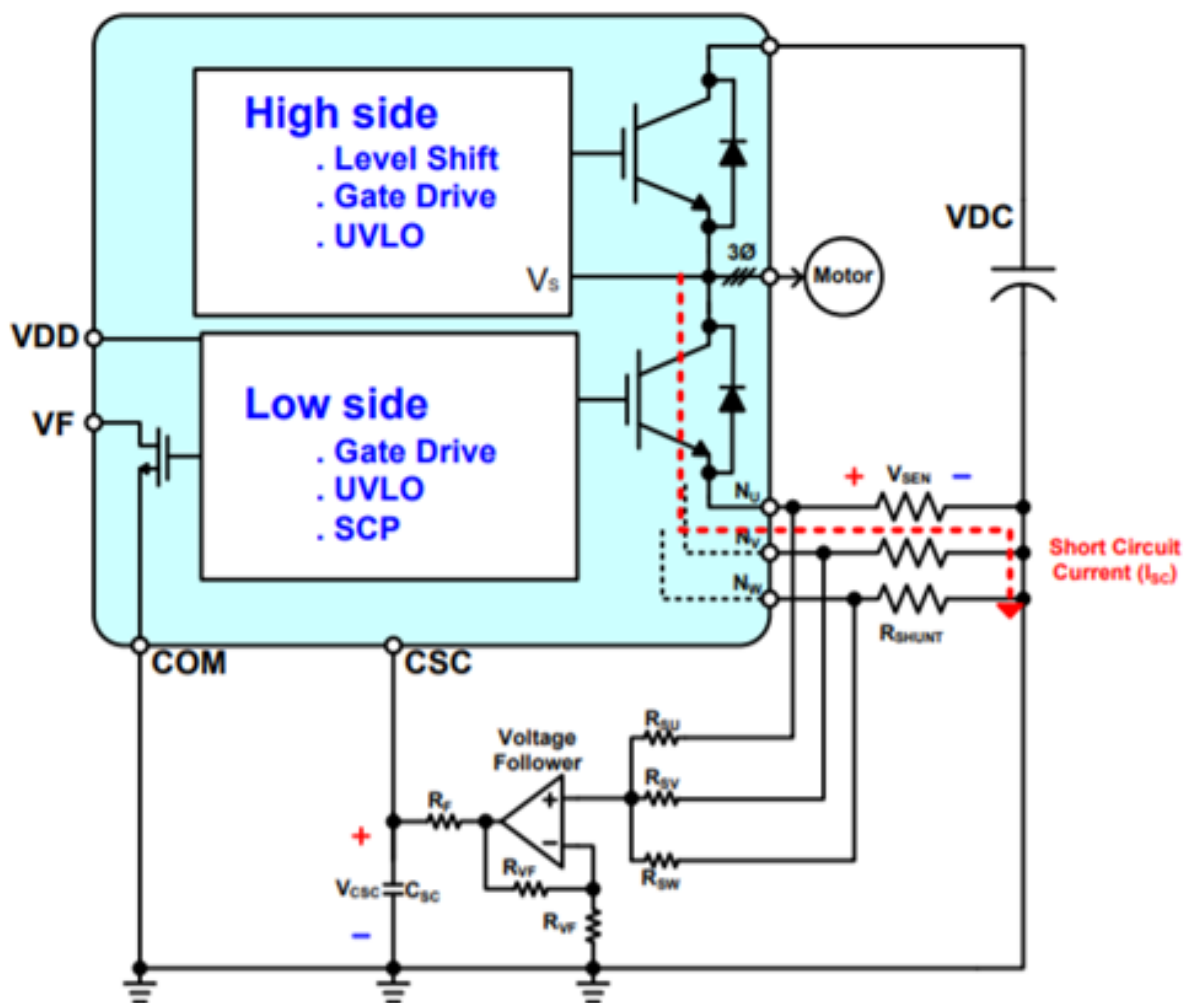
Figur 5.6: Skruterminal for DC-tilkobling på kretskortutlegget

Kortslutningsbeskyttelsen, Fault-signalet, er en input pin som trenger en egen krets for å fungere. Hensikten med denne kretsen er at den skal slå av IPMen dersom det er kortslutning i én av fasene. Dette vil spare IPMen fra å bli ødelagt dersom en slik feil skulle oppstå. Kretsen som har blitt designet til dette formålet er beskrevet i neste delkapittel.

5.2.2 Spenningsfølger og temperaturmåler

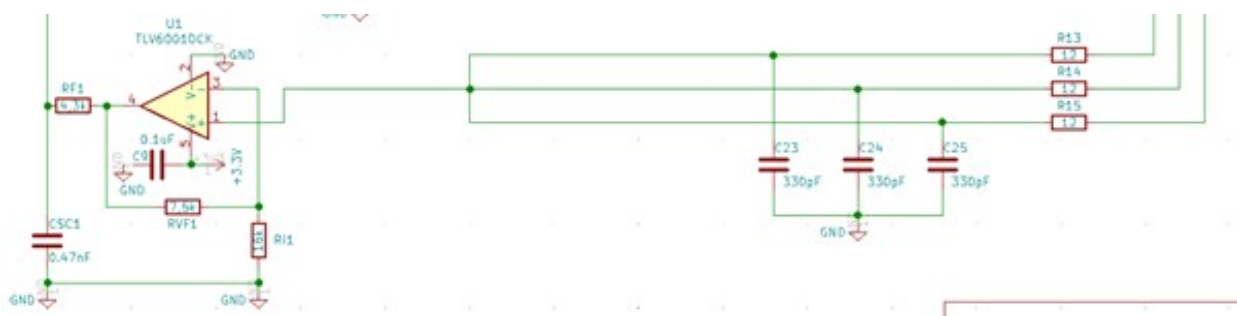
Teori

I FSBB20CH120D sin Application Note finner vi Figur 5.7:



Figur 5.7: Spenningsfølgerkrets

Tegningen kan være litt misvisende. R_{VF} som er navngitt to steder skal ha to ulike verdier. I KiCad er derfor R_{VF} som er mellom ut-signal og negativt inn-signal navngitt R_{VF1} i KiCad. R_{VF} som er mellom negativt inn-signal og jord er kalt R_{i1} :



Figur 5.8: Spenningsfølgerkrets i Eeschema

Spenningsfølgeren bør konstrueres slik at ut-signal som skal inn på CSC i IPMen er 0,55 V om det oppstår kortslutning i en av fasene. Dette er viktig å konstruere riktig siden det beskytter IPMen fra å bli ødelagt. OpAmpkretsen er en summerende operasjonsforsterker og spenning ut er satt ved:

$$V_{ut} = \left(1 + \frac{R_{VF1}}{R_{i1}}\right) * \frac{V_{NU} + V_{NV} + V_{NW}}{3}$$

Utrekningen er viktig å få korrekt. Den er tidkrevende og krever grundig simulering for å regne ut hva strøm, og derfor spenning, i to faser dersom den tredje skulle kortslutte. Vi finner først kortslutningsstrømmen, deretter de aktuelle spenningene. Dette har etter behov blitt nedprioritert, men for å oppnå en noe effekt har V_{NU} , V_{NV} og V_{NW} blitt satt til $0,375V$, som tilsier at alle fasene er kortsluttet. For beskyttelse hvis bare én av fasene er kortsluttet må man regne med normalstrøm og spenning i to av fasene og kortslutningsstrøm og -spenning i én fase. Utifra denne spenningen kan vi finne forsterkningen som trengs for at utsignalet skal være $0,55V$.

$$\frac{R_{VF1}}{R_{i1}} = V_{ut} * \frac{3}{V_{NU} + V_{NV} + V_{NW}} - 1 = 0,46$$

$$R_{VF1} = 7,5k\Omega, R_{i1} = 16k\Omega$$

Utgangsmotstand og -kondensator danner et lavpassfilter hvor tidskonstanten er omtrent $2\mu s$.

$$C_{SC} = 0,47nF, R_F = 4,3k\Omega$$

Fault-pinnen er én av to pinner som sender signaler fra IPM tilbake til mikrokontrolleren. Den andre pinnen er temperaturmåleren, VTS. Den sender ut et analogt signal, som blir sendt til mikrokontrollerens analog til digital konverter. Denne verdien leses deretter av i konsollvinduet på PC koblet til mikrokontrolleren. Både Fault- og VTS-signalet går gjennom isolatorer før de når mikrokontrolleren, men dette kommer vi tilbake til senere.

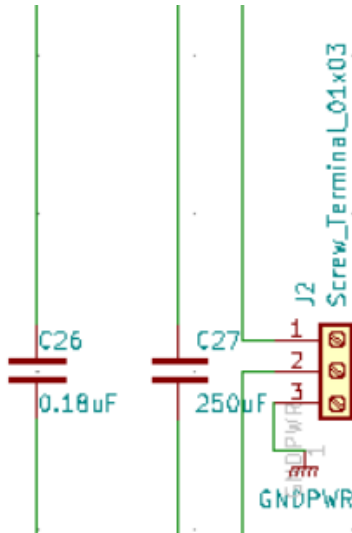
5.2.3 DC-link kondensator

Teori

DC-link kondensatoren er en essensiell i omformingen av DC til AC. Kondensatoren har relativt stor kapasitans og må tåle vesentlig stor spenning. Et av formålene med DC-link kondensatoren er å jevne ut svingningene som oppstår som et resultat av rask switching av transistorene i IPMen. Den skal også jevne ut eventuelle svingninger fra DC-kilden.

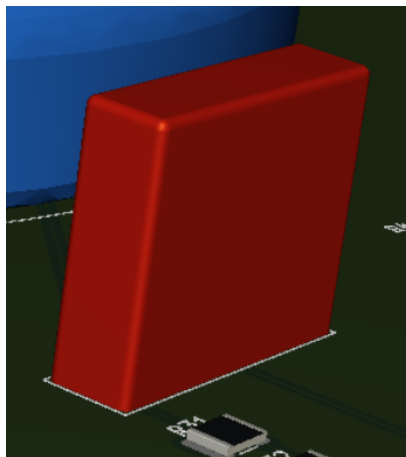
For å velge denne kondensatoren må man regne ut kapasitansen, samt bestemme seg for hvilken type kondensator man vil bruke. Keramiske kondensatorer er en av de mest brukte kondensatorene, men siden denne løsningen krever høy kapasitans og høy spenningstoleranse, er det et veldig begrenset utvalg av keramiske kondensatorer som kan fungere til dette formålet. Valget sto derfor mellom elektrolytisk kondensator og filmkondensator. Filmkondensatorene sin ESR (equivalent series resistance) er betydelig lavere og har en god kapasitans spenning. Dette gjør at filmkondensatorer tåler høyere ripplestrøm og har lengre forventet levetid enn en elektrolytisk kondensator. ESR er ofte den begrensende faktoren for ripple current rating. For å oppnå både den lave ESRen som trengs og en lang levetid, er den fysiske størrelsen av en filmkondensator slik at den som oftest allerede møter eller overgår spenningsripple. Valget falt derfor på å bruke polypropylen metallisert filmkondensator.

For å utjevne spenningssvingningene forårsaket av DC-link og kretskortet sin induktans har vi satt en kondensator i parallell med DC-link kondensatoren. Figur 5.9 viser et bilde over hele DC-linken i Eeschema:



Figur 5.9: DC-link i Eeschema

Til venstre kan man se *Smoothing*-kondensatoren (C26) som er satt i parallell med DC-link kondensatoren (C27). Helt til høyre ser man skruterterminalen for tilkobling av det likerettede DC-signalet. Smoothing-kondensatorern, kondensatoren som glatter spenningsvingningene, må tåle en spenning opp til 1000V og er derfor ikke en overflatemontert kondensator.



Figur 5.10: 3D-view av C26 i KiCad

Formelen som er brukt til utregning av kapasitans i DC-link kondensatoren:

$$C = \frac{V_{bus}}{32 * L * \Delta V * f_{sw}^2}$$

V_{bus} er i følge problemstillingen 565V. Siden kondensatoren bør ha en sikkerhetsmargin i mellom tåleevnen og tilført spenning, rådet veileder oss til å sette den til 1000V.

L er induktans av utgangsfilter. Oppdragsgiver ønsker at man skal ha mulighet til å bruke omformeren uten filter, men at det kan settes inn som ekstra komponent ved demonstrasjon. Uten filter er L i formelen induktansen i lasten som skal kobles på. Ettersom omformeren skal brukes som en laboratorieplattform bør den være kompatibel med motorer og laster med ulik induktans. Motorene og dens ytelser sin induktans vil variere mellom 5mH til 30mH. Laster med mindre induktans kan også være aktuelt. Veileder anbefalte at L i formelen skulle være nærheten av $L = 100\mu H$.

Fornuftig verdi for rippelspenning ΔV er i området 1%. Dette blir da 5,65V i dette tilfellet.

Switche-frekvensen f_{sw} utdypes i et eget kapittel. $f_{sw} = 15kHz$

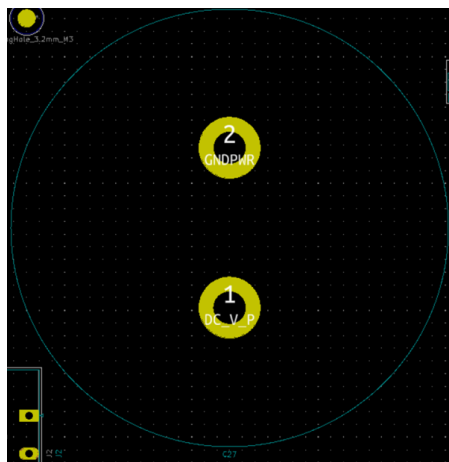
$$C = \frac{V_{bus}}{32 * L * f_{sw}^2} = \frac{1000V}{32 * 100\mu H * 5.6V * 15^2 kHz} = 248\mu F$$

Valg

Siden valget endte på polypropylene metallisert film kondensator er $C44U_M$ serien fra KEMET electronics aktuell. I denne serien sto det mellom to kandidater, C44UUGT6250M84K og C44UQGT6240M81K:

	Kapasitans[uF]	Maks spenning[V]	ESR @ 10 kHz [mOhm]
C44UUGT6250M84K	250	1300	3.0
C44UQGT6240M81K	240	1100	1.8

Det endelige valget falt på C44UQGT6240M81K, siden den har lavere ESR og er billigere. Dette kommer av at maks spenningstoleranse er noe lavere enn alternativet, men den er likevel mer en tilstrekkelig i forhold til kravene som er satt. Figur 5.11 viser footprintet til C44UQGT6240M81K.



Figur 5.11: Footprint til DC-link kondensator

Denne DC-link kondensatoren hadde ikke footprint tilgjengelig. Det er derfor laget footprint og brukt 3D-modell til en tilfeldig kondensator som vi så på 3D-modellen for kretskortet. Dimensjonene er riktig slik, noe som betyr at den fysiske størrelse er representativ, men utseendet vil vike noe fra denne modellen.

5.2.4 Switchefrekvens

Switchefrekvensen er utregningen som påvirker designet mest. Man kan selv velge switchefrekvens, men den påvirker switchetap og kapasitans for DC-link kondensator. Den vil også være med å påvirke ytelse under tøffe forhold. Ved høyere case temperaturer vil ikke en omformer med høy switchefrekvens kunne føre like mye strøm som en med lavere switchefrekvens.

IPMen vi valgte tåler en maksimal switchefrekvens på $20kHz$. Siden switchefrekvens spiller en vesentlig rolle i utregning for DC-link kapasitans og switching loss, noe som også resulterer i at den påvirker termisk resistanse for kjøleribbe, ble det gjort utregninger på switching tap og termisk resistanse for henholdsvis 5-, 10- og $15kHz$. Dette ble gjort for å sammenligne mulige komponenter i forhold til pris. Ettersom kostnadsminimering er en viktig faktor i løsningen, ble en switchefrekvens på $20kHz$ utelukket.

Som tidligere nevnt brukes det ikke en formel for å finne ut hvilken switchefrekvens man skal bruke. DC-link kondensatorens kapasitans, og hvilken termisk resistanse vi krever av kjøleribbe ble derfor regnet ut før aktuelle komponenter ble sammenlignet.

	Switching tap [W]	R _{th,C-A} [C/W]	C DC-link[uF]
5 kHz	16,62	0,861	2 232
10 kHz	33,30	0,309	558
15 kHz	50,28	0,123	248

Det er gått nærmer innpå ulike komponent/verdi-valgene som har blitt gjort i deres respektive delkapitler.

5.3 Kjøleribbe

Teori

Integrerte kretser har et veldig lite overflateareal i forhold til spenningene som blir tilført, det resulterer i at det blir utviklet høy temperatur. Konseptet med å bruke en kjøleribbe går ut på å tilføre et større overflateareal, slik at luft kan påvirke mer enn bare toppen av en integrerte kretsmodulen. Dette gjøres med vannrette eller loddrette finner. Hvis du i tillegg har en vifte eller væske som kjøres gjennom systemet, vil det også være med å påvirke systemet raskere enn stillestående luft.

Det lages kjøleribber av ulike materialer, de vanligste er aluminium og kobber. Kobber er dyrere, men også mer effektiv. Av økonomiske årsaker tar denne løsningen i bruk en aluminiumskjøleribbe. For å kunne gi etterspurt ytelse over tid vil den trenge vifte. Dette kan ettermonteres uten stor økonomisk belastning. Alternativt kan den kjøres uten vifte i korte perioder, som gjerne er tilstrekkelig i laboratorieforsøk.

Utrekning

Følgende formel ble brukt for utregning tilknyttet alle de tre switchefrekvens-kandidatene". Switchetap ved hver frekvens er eneste variabel i utregningen.

$$R_{th,C-A} = R_{th,C-HS} + R_{th,HS-A} = \frac{T_{J,max} - P_{sw} \cdot R_{th,JC} - T_{A,max}}{\sum P_{sw}}$$

Figur 5.12:

$T_{J,max}$ er hentet fra databladet og er 150 grader celsius. $R_{th,JC}$ er også hentet fra databladet hvor vi summerte $R_{th,JC}$ for IGBT del med diode del og fikk da at den var $1,45C/W$. $T_{A,max}$ settes vi til forholdsvis høye 40 grader celsius.

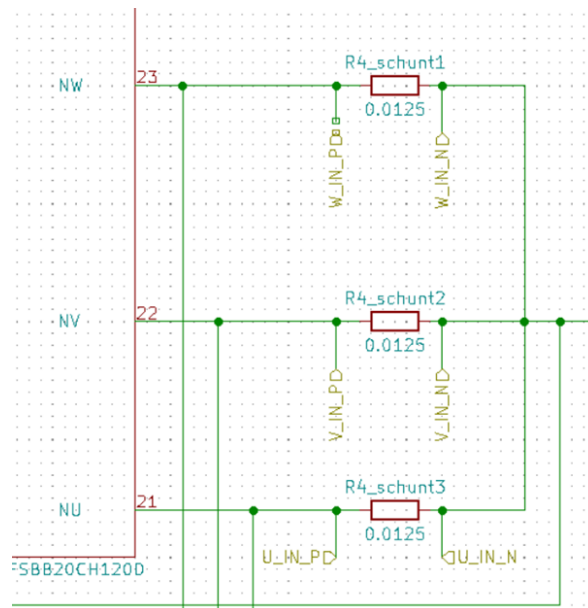
	5 kHz	10 kHz	15 kHz
\$ P_{sw} \$ [W]	16,62	33,30	50,28
\$ R_{th,C-A} \$ [C/W]	0,861	0,309	0,123

Valg

Det er minimalt med utvalg av kjøleribber som både har ønskelige termiske motstandsverdier og som passer i forhold til dimensjonene på kretskortet til omformereren. For $15kHz$ finnes en kjøleribbe med ønsket termisk motstand og grei størrelse. Det finnes også en mulig kandidat for $10kHz$, men denne er dyrere enn den til $15kHz$. Prisforskjellen mellom dem var tilsvarende prisen på montering av viftekjøling som tilskudd til kjøleribben for $15kHz$. Det er derfor tenkt at 890SP-01000-A-100 fra H S Marston skal bli brukt.

5.3.1 Shunteresistorer

Shunteresistorer som blir tatt i bruk er litt ulike tradisjonelle resistorer. De har fire terminaler i stedet for to, samt forholdsvis lav resistans i forhold til størrelse. Disse er godt egnet til å måle strøm. Det er derfor plassert én shuntmotstand for hver fase ut av IPMen, vist i Figur 5.13.



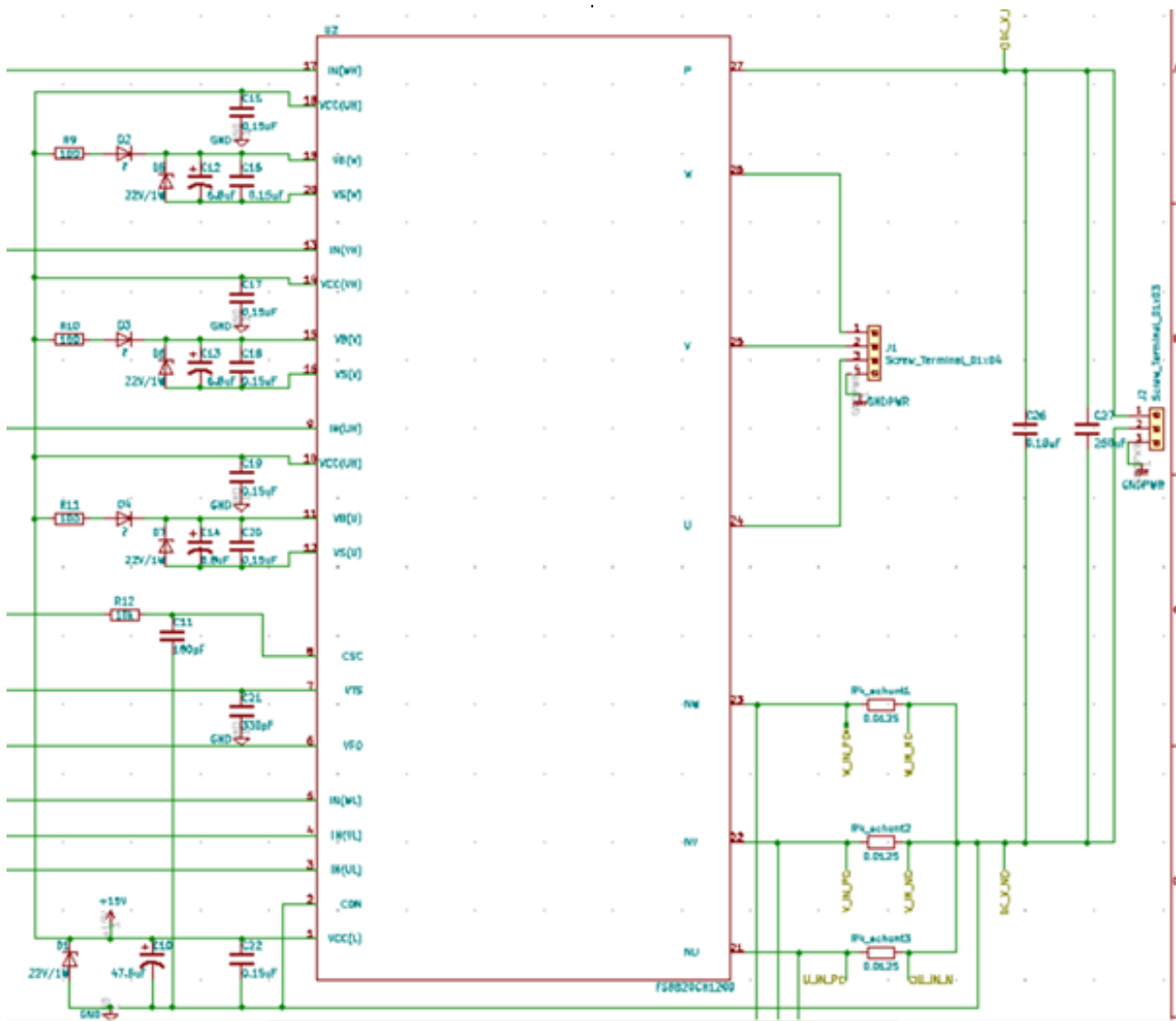
Figur 5.13: Shunteresistorer i Eeschema

Verdien til shunteresistorer er også anbefalt i appnoten til IPMen, men siden de i denne kretsen også brukes til å tilpasse signalet som skal gå til strømmålerne, er Ohm's lov brukt:

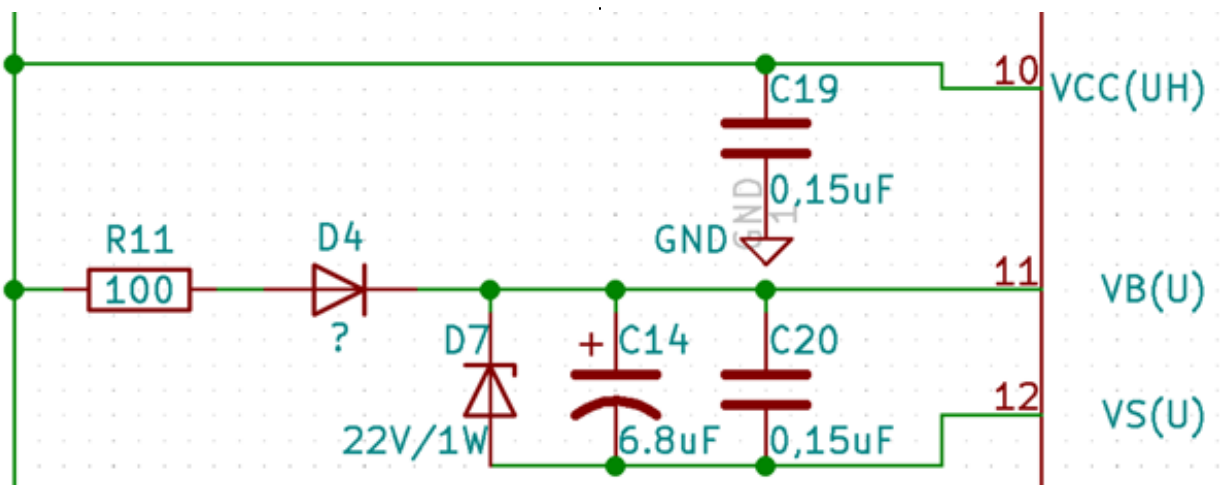
$$R_{4Shunt} = \frac{250mV}{20A} = 0.0125Ohm$$

5.3.2 Bootstrap

IPMen sin høyside gatedriver har en floating kraftforsyning VBS. Floating tilsier at den ikke har en eksakt verdi eller referanse. VBS er spenningsforskjellen mellom VB og VS. For at gatedriverne skal kjøre som ønsket må VBS være mellom 13,0V og 18,5V. Dette er en sikkerhetsmekanisme for at ikke høyside transistorer skal kjøres dersom spenningsforsyningen ikke er på. En enkel og kostnadseffektiv måte å gjøre dette på er å ha en bootstrapkrets, slik det er brukt i denne kretsen. Selve bootstrapkretsen er bygget opp av en diode, en motstand og en kondensator. Figur 5.14 viser at slike kretser er brukt mellom det isolerte signalet fra mikrokontrollerne og VB/VS for hver fase i IPMen. Figur 5.15 viser tydeligere én av disse kretsene.



Figur 5.14: IPM med bootstrapkretsene i Eeschema



Figur 5.15: Bootstrapkrets

Bootstrapkondensatoren lades opp når lavsiden er på (høysiden er av). For å initialisere bootstrapkretsen må lavsiden ha tilstrekkelig PÅtid for at bootstrapkondensatoren skal lades opp. Dersom man prøver å starte med pulsbreddemodulasjon før bootstrapkondensatoren er ladet opp vil det bli

sendt ut Fault-signal. Kapasitansen for bootstrapkondensatoren er avhengig av hvilken switchfrekvens man velger. For switchfrekvensen som er brukt i denne løsningen, $15kHz$, anbefaler IPMens Application note en kapasitans på $6,8\mu F$.

Bootstrapdioden har enkelte krav å oppfylle. Den må tåle hele DC-link spenningen, som vil si opp til $1000V$ her. Application note anbefaler dermed at dioden skal tåle minst $1200V$ [?]. For å unngå at dioden hindrer bootstrapkondensatoren å lade når høyside er av, er det viktig at dioden har en recovery time på mindre enn $100ns$. Application note foreslår her diverse dioder som kan fungere til dette formålet, blant annet STTH112 fra STM.

For å minske endring i VBS og strøm når bootstrapkondensatoren lades, må vi ha en motstand i serie med bootstrapdioden. Her er resistorer på 100Ω brukt. Kort oppsummert er hensikten med denne kretsen å sikre at VBS, spenningsdifferansen mellom VB og VS, leverer en tilstrekkelig spenning til IPMen, slik at den kan drive høyside IGBT. Det er disse signalene som skal styre av mikrokontrolleren.

5.4 Strøm- og spenningsmåling

I den hierarkiske oversikten over kretskjemaet i Eeschema som ble presentert i starten av dette kapittelet, kunne man se arkene for strøm- og spenningsmåling. Det er denne delen vi skal dykke dypere inn i nå.

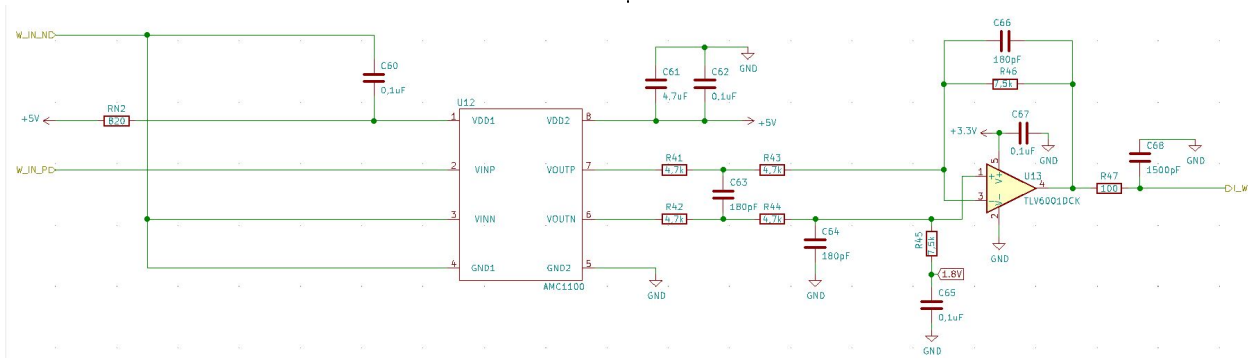
5.4.1 Strømmåling

Teori

For strømmåling bruker man en isolert forsterker. Siden spenningsforskjellene er så store, må alle signalene mellom kraft- og kontrollsiden isoleres. Dette gjøres for å beskytte blant annet mikrokontrolleren ved uforutsette hendelser. Strømmåleren trenger en forsyningsspenning som blir generert i som et resultat av den eksterne kraftforsyningen til kretsen, denne delen kommer vi tilbake til senere. Strømmåleren får inn to signal, et fra hver side av shuntresistorene vi så i kraftdelen av kretsen. Den sender også ut to signal, et positivt og et negativt. For at mikrokontrolleren skal kunne lese målingene, må de to signalene gjøres om til ett signal. Først kjøres det positive- og negative signalet gjennom et differensialfilter. Deretter går signalene gjennom en differensialforsterker-krets med $VCC = 3,3V$ og $VEE = GND(0V)$. Dette resulterer i et signal mellom $0V$ og $3,3V$ som vi kan sende til en analog pinne i mikrokontrolleren. Ved hjelp av programmering kan dette måleresultatet hentes frem og vises i et konsollvindu på en PC koblet til mikrokontrolleren.

Komponent

I bestillingslisten ligger det inne sensorchiper fra Texas Instruments som skal brukes til strømmåling. Planen var i utgangspunktet å bruke AMC1301. I februar var det derimot ingen AMC1301 på lager verken hos Farnell, Digikey, Mouser eller Texas Instruments. Derfor endte valget av strømmåler på AMC1100 som kan utføre samme oppgave, men noe mindre nøyaktighet. Figur 5.16 viser strømmålingskretsen til AMC1100 for én fase, fase W. Kretsene for strømmåling i fase V og fase U er identiske. Her har vi valgt å følge anbefalingene for både oppsett og verdier oppgitt i databladet for AMC1100.



Figur 5.16: Strømmålerkrets

Lengst til venstre ser man inngangssignalene som kommer fra hver sin side av schuntresistoren. Videre har vi AMC1100, differensialfilteret og til slutt differensialforsterker-kretsen som gjør de to signalene om til et signal som føres til mikrokontrolleren.

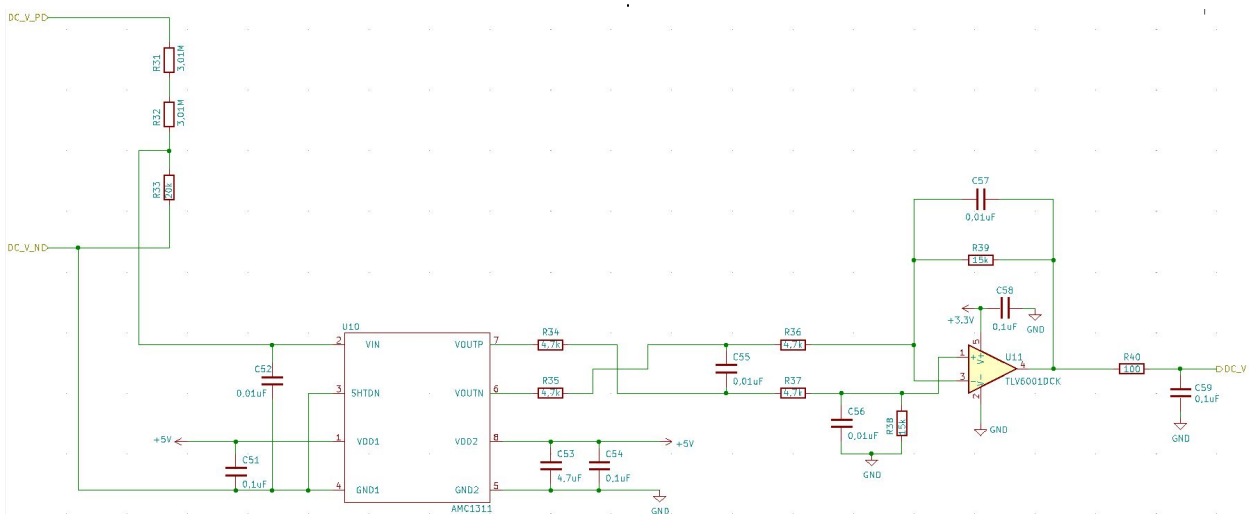
5.4.2 Spenningsmåling

Teori

Spenningsmåling bruker også isolert forsterker, men ikke den samme integrerte kretsen som ved strømmåling. Spenningsmåleren har to signaler inn som hentes fra hver sin side av DC-link kondensatoren. Deretter nedskaleres spenningsignalet med hjelp av spenningsdeling. Maksimum inngangssignal for spenningsmåler er spenningsmålerens forsyningsspenning +0,5V. For bedre linearitet og mindre støy bør innsignalet til spenningsmåleren være mellom 0 – 2V. Kretsen er derfor konstruert slik at verdiene ved 1000V DC-link spenning resulterer i 1.8V over resistorene vi tar innsignalet til spenningsmåleren fra. Likt som for strømmåleren gir spenningsmåleren ut et positivt og et negativt signal. Kretsen etter spenningsmåleren består derfor også av et differensialfilter og en negativt tilbakekoblet differensialforsterker-krets. Deretter går signalet til en analog pinne i mikrokontroller og skal kunne leses ved hjelp programmering på en PC.

Komponent

Til spenningsmåling på DC-linken skal Texas Instrument sin AMC1311 brukes. Også her er databladets anbefalinger i forhold til oppsett og verdier. Figur 5.17 viser AMC1311 og tilhørende krets.

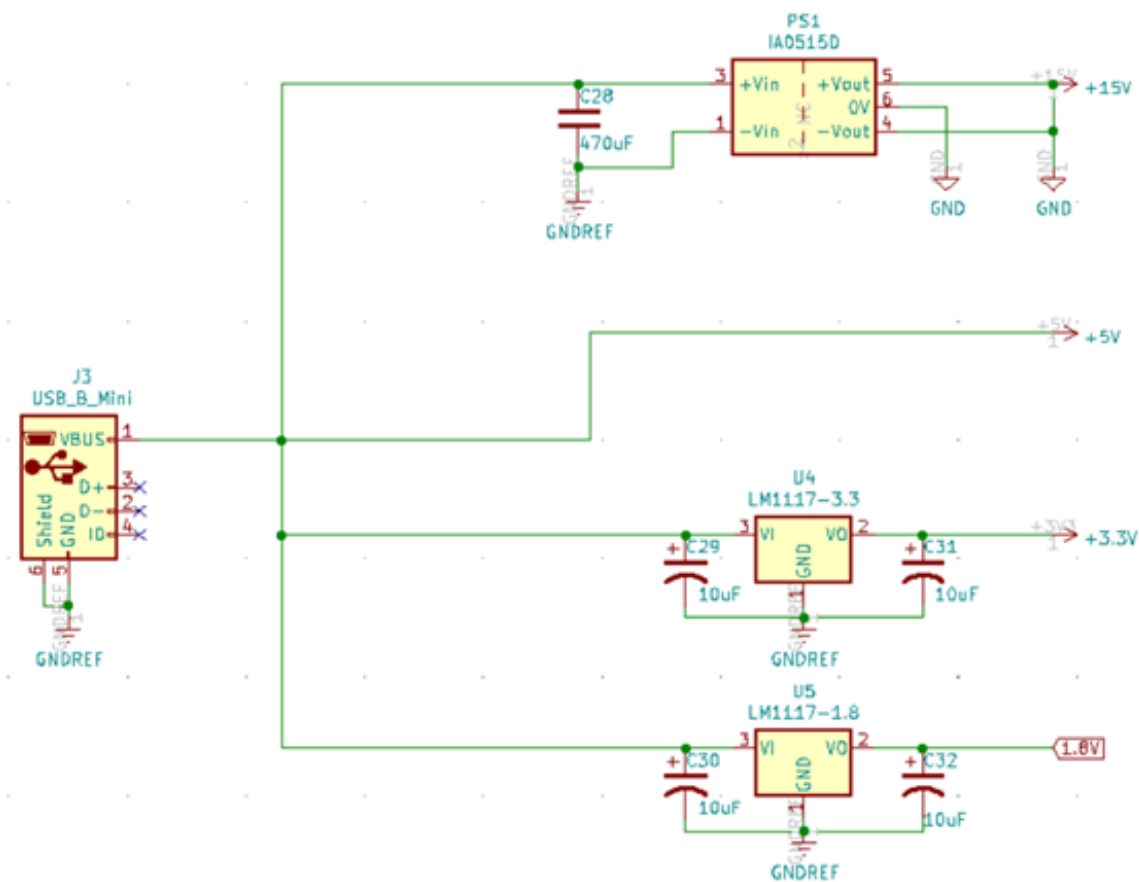


Figur 5.17: Spenningsmålingskrets

bol, som også blir brukt i kretsen tilhørende IPMen, tilsvarende har også kontrollsiden et eget groundsymbol. Dette kommer frem i figurene ovenfor, høyresiden har kraftsiden til groundsymbol.

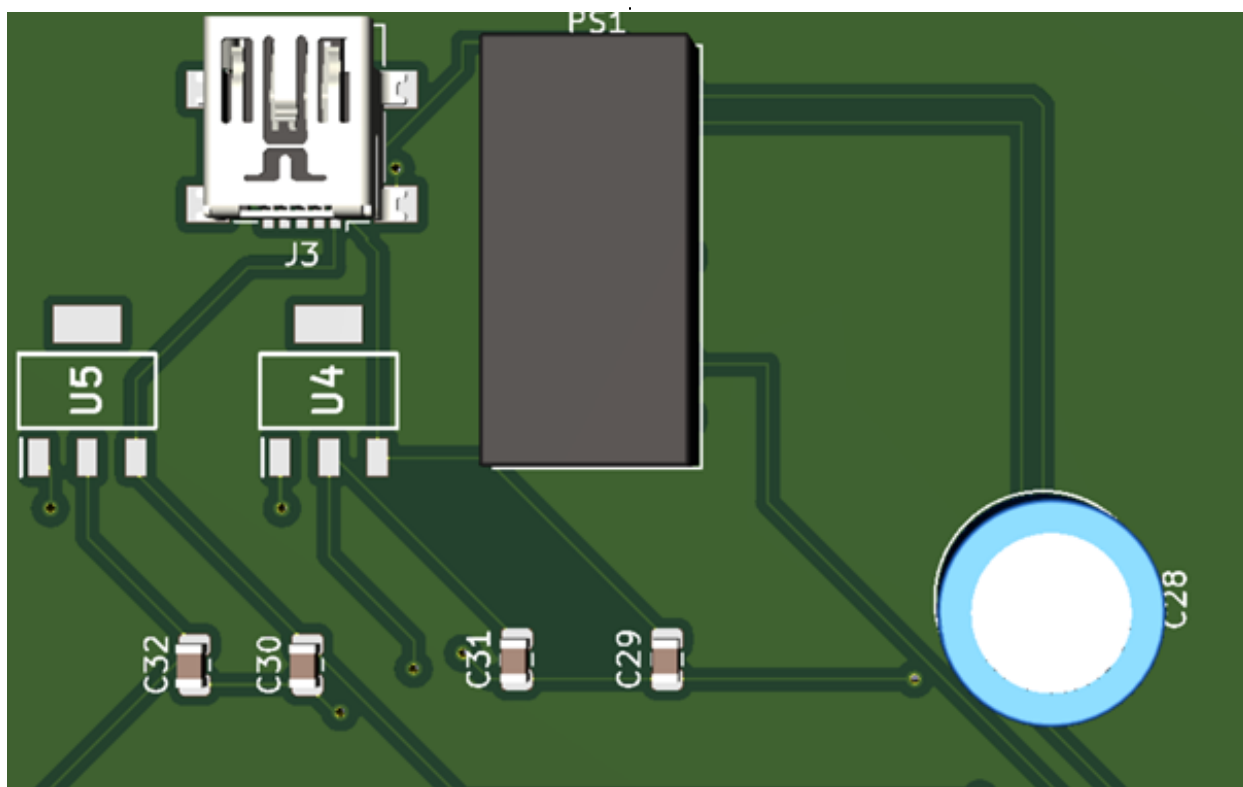
5.6 Kraftforsyning

Det ble først vurdert å bruke en USB-C til kraftforsyning, men siden mange av specsene til USB-Cen er overflødige er det heller brukt en USB-B Mini. USB-B Minien vil tilføre 5V til fire ulike kretser. For å isolere forsyningsspenningen til IPMen brukes det en DC/DC konverter og en krets som forsterker signalet til 15V. DC/DC konverteren blir brukt her siden den er mer effektiv. For diverse andre kraftforsyninger (operasjonsforsterkere, sensorchiper osv.) vil det bli brukt LDO, Low Dropout Regulator, for å generere 3.3V og 1.8V. Dette er fordi LDOene er enkle designmessig og effektiviteten er ikke like prikær her. Figur 5.21 viser kraftforsyningskretsen som er brukt for å generere nødvendige forsyningsspenninger.



Figur 5.21: Kraftforsyningskrets

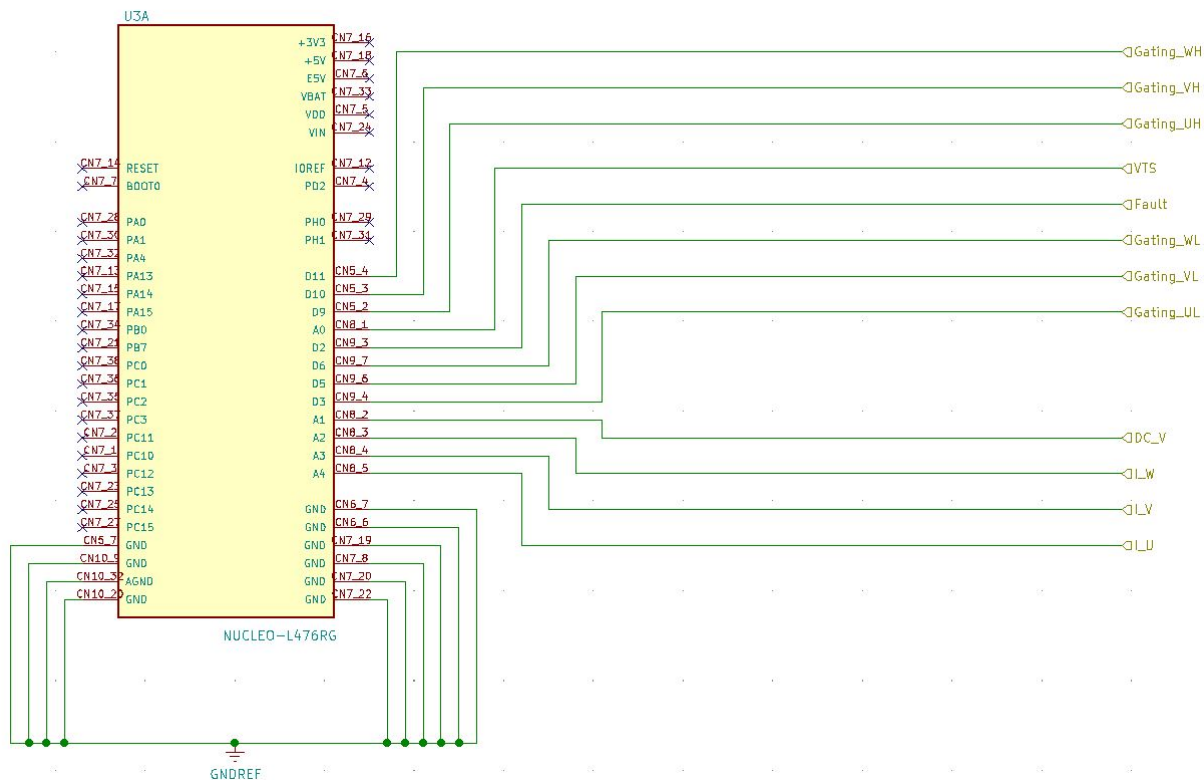
Figur 5.22 er en 3D-visning av kraftforsyningskretsen. "J3"er USB-B Minien, av typen Lumberg 2486 og PS1er DC/DC konverteren, IA0515D. "U4"og "U5"er de to LDOene som vi ser i Eeschema, LM1117-3.3 og -1.8.



Figur 5.22: 3D-visning av kraftforsyningen

5.7 Kontrollsiden - Mikrokontroller

Planen var, som nevnt i analysen, i utgangspunktet å bruke Arduino Uno. Siden Arduino Uno er begrenset i bruk ble det foreslått av veileder at Nucleo-64 STM32L476RG skulle bli brukt i stedet. Det er fotavtrykket til denne som er brukt i kretskortutlegget. Figur 5.23 er et skjermbilde fra Eeschema av mikrokontrolleren og de ulike signalene den sender og tar imot fra IPM, samt spennings- og strømmålersignalene som ble gjennomgått tidligere.



Figur 5.23: Kontrolldelen av kretskortet i Eeschema

Som man kan se er det mange av pinnene som ikke er tatt i bruk og det er heller ikke alle som er avbildet. Alle ground-pinnene er derimot avbildet og koblet til en felles ground, som naturligvis har samme groundsymbol som den tryggesiden av isolasjonskretsene.

5.8 Kretskortutlegg

Kretskortet er der samtlige komponenter skal monteres og det er derfor viktig at man er nøyaktig i designet av denne. Når kretsen var ferdig designet i Eeschema, eksporterer man det til KiCad sitt verktøy for PCB design, Pcbnew. Her blir komponentene satt opp for å gjøre koblingsprosessen lettest mulig. Det ideelle er å ha kortest mulig lederlengde for de ulike komponentene.

Alle resistorene er av typen SMD, Surface Mount Device (overflatemontert), noe som er arealeffektiv og kostnadseffektivt. Siden det ved SMD-montering ikke er behov for gjennomhulling av kretskortet, har man mulighet til å legge kobberbaner direkte under. Dette forenkler koblingsprosessen. Det finnes flere standardstørrelser med en *inch code*. Oppdragsgiveren har allerede et utvalg av SMD-resistorer i standardstørrelsen 0805. Det er heller ikke vanskelig å finne SMD-resistorer i denne størrelsen fra ulike leverandører, så fotavtrykkene til alle resistorene er av denne typen SMD. Unntaket er de tre shuntresistorene for strømmåling som har fire terminaler. KiCad har derimot et innebygd bibliotek som inneholder fotavtrykk for diverse shuntresistorer fra Ohmite. Spesifikt er fotavtrykket til Ohmite sin LVK12R012FER brukt, siden den stemmer overens med shuntresistorenes resistansverdi og maksimale effektomsetning.

De aller fleste av kondensatorene er også SMD. I databladdet til LDOene kommer det tydelig frem at kondensatorene i tilknytning disse være av typen Tantal, også disse finnes SMD og i størrelsen 0805. Kondensatoren som står i parallell med DC-link kondensator kan derimot ikke være SMD, da den må tåle en spenning på opptil 1000V, noe de fleste SMD-kondensatorer ikke gjør. Det er fem kondensatorer som ikke er SMD, av disse er fire elektrolytiske kondensatorer. Den siste er på 470uF, den er plassert ved 5 – 15V DC/DC omformereren, og SMD kondensatorer med slik verdi er

ikke lett tilgjengelig.

DC/DC omformeren og IPMen krever gjennomhullet montering, ellers er de fleste andre komponentene SMDer.

Før oppkoblingen av komponentene på kretskortutlegget kan begynne, må man fastsette noen designregler. Det finnes ingen universelle PCB-designregler, derfor er det lurt å først velge en kretskortprodusent og deretter sette reglene etter kravene de stiller. Den integrerte kretsen for Opampene, TLV6001DCK, er veldig liten med flere pinner innenfor et lite område. I PCBNew kommer det frem at klareringen her må være på 0,125mm. Det må derfor velges en PCB-produsent som kan levere dette, så falget falt på Elprint som tilfeldigvis hører til i Bergen.

Størrelsen på kretskortet er i grove trekk bestemt av størrelsen til mikrokontroller, IPM og DC-link kondensator. PCB-utlegget vil være lagt ved i innleveringen av rapporten. Dette er det endelige utkastet som innenfor tidfristen, men det kan trolig optimaliseres ytterligere.

Tykkelsen på kobberbanene er ikke like viktig ved små strømmer, men fra skruterterminalen i DC-linken og videre til punktene på kretskortet der det går 10A må kobberbanene være vesentlig større. For utregning av hvor bred kobberbanene må være, ble Advanced Circuits sin kalkulator for brukt:

Inputs:

Current	10	Amps
Thickness	35	um <input type="button" value="v"/>

Figur 5.24:

Results for External Layers in Air:

Required Trace Width	7.19	mm <input type="button" value="v"/>
----------------------	------	-------------------------------------

Figur 5.25:

Tykkhet er hentet vi fra Elprint sin nettside og resultatet er at kobberbanens bredde for de aktuelle punktet bør være 7,19mm.

Kapittel 6

Testing

Designkapittelet er vanligvis svært viktig i designoppgaver, men med tanke på at omformerer ikke er ferdig i fysisk forstand, vil det ikke være mulig å teste den i praksis. Dette kapittelet er derfor ment som en veiledede kapittel for videre testing, dersom prosjektet skal fullføres av andre.

Ved en eventuell fortsettelse av prosjektet må kretskortet selvsagt testes, for å verifisere at det fungerer som det skal eller avdekke eventuelle feil og mangler ved designet. Det kan også være nyttig å gjøre små tester underveis, dermed unngår man å måtte gjøre endringer i design man trodde var ferdigstilt. I den opprinnelige tidsplanen for dette prosjektet var det planlagt for at det skulle brukes flere uker på testing og utbedring av prototypen.

Kretskortprodusenter gjør sjeldent feil, men det kan være verdt å dobbeltsjekke dette likevel. Det er særlig gunstig i nærheten av DC-linken og kondensatoren her som potensielt kan motta opp til 1000V DC-spenning. Det kan være lurt å se over at kobberbanene er lagt ut som planlagt. Det er bare ved DC-link kondensatoren og Smoothingkondensator det er bred nok kobberbane til å tåle denne typen spenningssignal. Derfor er det viktig at dette signalet ikke går andre steder, både for funksjonalitet, men også med tanke på sikkerhet. I verste fall kan dette føre til brann og smelting av kretskortet. For å teste dette, kan man for eksempel bruke et signal fra en signalgenerator på gjennomhullingen i kretskortet og ta målinger ved andre hull der signalet skal gå. Denne metoden kan også benyttes for å teste samtlige koblinger for å sikre funksjonalitet i forkant av loddeprosessen.

Testingen går også utpå å sammenligne resultater fra datasimulering og fysiske målinger. Ved eventuelle avvik bør man finne ut hva, hvor og hvorfor avviket har oppstått, slik at man kan utbedre før kretskortet blir produsert i et større antall. Når det kommer til strøm- og spenningsmåling kan det være lurt å sammenligne data vi får på PC med data fra et multimeter eller en oscilloskop.

Målingene trenger ikke å bli tatt mens DC-link spenningen er 565 V. Det bør helst testes ved lavere verdier først, i tilfelle det ikke skulle gå etter planen. Etter grundig testing og verifisering kan man kjøre den som ønsket.

Kapittel 7

Diskusjon

Kapittel 5 inneholder argumentasjon med begrunnelse for valgene som har blitt gjort underveis i designprosessen. Alternativt kunne det ha blitt plassert i dette kapitlet. Siden argumentasjonen for beslutningene som har blitt gjort er så tett knyttet opp til teorien rundt komponentene, følte det derimot ryddigere å samle det i ett kapittel. Dette kapitlet vil derfor heller inneholde en kort diskusjon angående de generelle rammene rundt prosjektet.

I startgropen av dette prosjektet ble det laget en fremdriftsplan som etter planen skulle være mulig å følge. Det som derimot manglet da denne fremtidsplanen ble utarbeidet, var en helhetlig forståelse av omfanget av prosjektet. I oppgavebeskrivelsen som ble gitt av oppdragsgiver er det presisert at det anbefalt et antall på tre til fire studenter for arbeidet. Oppgaven inneholder også hovedsakelig elementer fra kraftelektronikkens verden, med et lite bidrag fra elektronikkfeltet (lav strøm og spenning) i forbindelse med kontrollsidene av omformerene. Dette har naturligvis gjort at prosjektet startet litt skjevt ut med tanke på tiden som var til rådighet. Uten vesentlige forkunnskaper knyttet til krafteelektronikk, ble beregninger og designarbeidet en omfattende læringsprosess. Planen var å ferdigstille designet i løpet av de to første månedene, slik at komponenter kunne bestilles og monteres raskt. Dette ville medført at det ble tid til nødvendige tester og eventuelle utbedringer.

Underveis i designprosessen ble det dessverre tydelig at kretsen ikke ville bli ferdig innen tidsfristen. Det var ønskelig fra oppdragsgivers side at løsningen ble realisert på et kretskort, så dette har uten tvil vært et overordnet mål gjennom semesteret. Det har selvfølgelig også vært et stort ønske fra vår side, da det er kjekt å se det man strever med ta fysisk form og ikke minst om det fungerer som planlagt. Til tross for dette ble det nødvendig å justere målet og begrense oppgaven. Det nye og realistiske målet ble å ferdigstille et kretskortutlegg med en tilhørende bestillingsliste over alle komponenter. Rapporten, i tillegg til kretskortutlegget og bestillingslisten, vil forhåpentligvis gjøre det enklere for andre å fullføre prosjektet.

Underveis i prosjektet oppstod det derimot en liten hindring, som gjorde det vanskeligere å finne gunstige komponenter. I jakten på rimelige, men gode komponenter, var ble det raskt tydelig at det på samtlige europeiske nettbutikker var veldig mange produkter som enten var utsolgt eller inne med lav lagerbeholdning. I tillegg ble det opplyst om at det ikke ble ventet nye leveranser før om 2 til 3 år, noe som er et resultat av *halvlederkrisen* vi befinner oss i.

To hovedfaktorer har utløst krisen. Covid-19 har både økt etterspørsel og minsket forsyning. Etterspørselen har økt i form av et økende behov for den slags teknologi da alle satt hjemme. De største produsentene for halvledere er lokalisert i Asia, som har vært hardt rammet. Stengte fabrikker eller amputert produksjon kommer som følge av begrenset arbeidskraft med tanke på smittevern og/eller økonomi. Trump kan også ta sin del av skylden. Da handelskrigen mellom USA og Kina trappet opp, nektet USA's handelsdepartement den største halvleder produsenten i Kina (Semiconductor Manufacturing International Corporation) å anskaffe amerikansk teknologi og deler som er essensielle til å lade halvledere. Administrerende direktør for AMD, Lisa Su, har anslått at krisen vil

vedvare til like etter sommeren i år. Andre er mer pessimistiske og spår at den vil vare ut året eller godt inn i 2022.

Det er vanskelig å si om kravspesifikasjonen blir oppfylt, siden man foreløpig ikke får testet det i praksis. Omformerer er derimot designet i henhold til de spesifikke kravene som ble gitt. Som det kom frem i kapittel 5 er strøm- og spenningsmåling inkludert i kretsen, så det vil være mulig å verifisere dette. Komponentene som finnes i bestillingslisten vedlagt i innleveringen oppfylder også minstekravene for strøm og spenning. Det ble tidlig presisert at løsningen skulle gjøres så billig som mulig, dette kravet har blitt ivaretatt i den endelige løsningen, til tross for halvlederkrisen.

Kapittel 8

Konklusjon

Konklusjon i forhold til den endelige løsningen på problemstillingen har blitt gjort underveis i rapporten, både i kapittel 4 og spesielt i kapittel 5. Det kommer også frem i sistnevnte at det er enkelte forbedringer som kan gjøres i forhold til designet. For eksempel kan vi se tilbake på delkapittelet som omhandler Kjølribben. Siden valget falt på en kjølrør som gjør at man ikke kan kjøre vekselomformerer over lengre tid sammenhengene, kan en eventuell forbedring være å planlegge for å bestille en ekstern vifte for å øke vekselomformerens ytelse.

Det vil også være lurt å ta en ekstra titt på spenningsfølgerkretsen i tilknytning til Fault-signalet i IPMen. Det krever flere beregninger og grundigere simulering for at denne skal fungere helt optimalt.

En annen optimaliseringsidé til videreutvikling av vekselomformerer er å plassere Nucleoen på et separat kretskort. Dette vil øke brukervennligheten, og det vil også tilføre at det er mulig å endre mikrokontrollertypen dersom det skulle være nødvendig. På den måten kan man også unngå at mikrokontrolleren ligger under kjøleribben, som strengt tatt ikke er nødvendig. Det vil også åpne mulighetene for å redusere størrelsen på hovedkortet, noe som kan redusere prisen.

Planen var i utgangspunktet også å markere området for kraftsiden tydelig på kretskortet, slik at studenter som skal bruke den i laboratoriearbeid enkelt ville se hvilken side av kortet som er forbundet med høyere risiko. Dette har dessverre ikke blitt gjort i kretskortutlegget, men kan derfor være lurt å få gjort i videre arbeid med utlegget.

Sammen med innleveringen av rapporten ligger det også en bestillingsliste, BOM(Bill of materials). Det er en oversikt over alle komponentene som må bestilles, inkludert størrelse og link til nettbutikk. Priser og lenker for de fleste komponentene er hentet fra Farnell. Ved en eventuell fortsettelse av prosjektet er det mulig å lete andre steder, det finnes kanskje aktører som har høyere varebeholdning eller raskere leveranse av halvledere og chipper. Prismessig gir derimot Farnell et godt inntrykk, da de sjeldent er dyrere enn konkurrentene. Oppdragsgiver har også allerede enkelte av komponentene i bestillingslisten tilgjengelig, så dette kan være verdt å sjekke opp i før man starter med innkjøp av komponenter.

Enkelte komponenter kan kun bestilles i et høyt minimumsantall, så det kan være aktuelt å forhøre seg med oppdragsgiver om det kan være aktuelt å bestille inn for å i tillegg brukes til andre formål. Dersom dette ikke lar seg gjøre er det lurt å sjekke andre aktører, spesielt ved høy stykkpris.

Den totale prisen for én vekselomformer vil med denne bestillingslisten ende på 2 684 kr (ekskludert Mikrokontroller og USB-B Mini). Veileder har nevnt at det finnes mulighet for å kjøpe inn til "masseproduksjon" på om lag 30 stykker. Dette vil resultere i en større kvantumsrabatt per komponent og prisen per omformer vil derfor også synke betraktelig. Utvikling og prototyper er som oftest dyrere å produsere enn hva sluttproduktet ender opp med å koste.

Generelt er det mulig å konkludere med at kostnadene knyttet til prototypen for den trefasede vekselomformerer er overkommelige. Kostnadene er minimert der det er mulighet for det, uten at det skal

ha gått utover omformerens ytelse og presisjon. Det kan godt tenkes at oppdragsgiver, ved å gjøre enkelte utbedringer, kan bruke designet presentert i denne oppgaven som laboratorieplattformer for Elkraftstudenter ved HVL.

Kapittel 9

Referanser

Opprinnelig inneholdt dette dokumentet en referanseliste, samt refering til referansene i selve teksten. Direkte siteringer var spesielt tydelig markert. Rett før innleveringsfristen gikkt derimot noe galt, som resulterte i omtrent 130 feilmeldinger. Disse feilmeldingene gjorde at alt låste seg. Dersom vi prøvde å rette dem, flyttet de seg bare videre. Det hindret oss også fra å kunne generere en pdf-fil av rapporten. Vi så oss nødt til å fjerne referansene i hele teksten og unngå å bruke autogenereringen av referanseliste i TeXStudio, slik at selve rapporten i det minste kunne leveres i tide.

Kildene vil derfor ligge som en egen pdf-fil i innleveringen og de vil ikke være referert til i rapporten. Dette er skikkelig dumt, men vi ser oss nødt til å gjøre det på denne måten siden det er så kort tid igjen til innleveringsfristen går ut.